RTA5180002 ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์





รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืน

โดย ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

กันยายน 2554

คำนำ

รายงานฉบับสมบูรณ์นี้ จัดทำขึ้นเพื่อรายงานการดำเนินงานวิจัยของโครงการตลอดระยะเวลา 3 ปี (29 กรกฎาคม 2551 ถึง 28 กรกฎาคม 2554) ภายใต้โครงการเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืน ที่ได้รับการสนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย ตามสัญญาเลขที่ RTA5180002 ตามวัตถุประสงค์การสร้างกลุ่มนักวิจัยในสถาบันต่างๆ โดยการดำเนินงานของโครงการได้จัดกิจกรรมเพื่อดำเนินการวิจัยต่างๆ มากมาย อาทิ การประชุมสัมมนาวิชาการ นำเสนอสื่อเผยแพร่ พบปะแลกเปลี่ยนความรู้ในการทำวิจัยกับผู้ทรงคุณวุฒิและเชี่ยวชาญอย่างสม่ำเสมอ ทั้งนี้เพื่อกระตุ้นให้เกิดความตื่นตัวต่อการทำวิจัยในการพัฒนาประเทศและกลุ่มนักวิจัยหวังเป็นอย่างยิ่งว่ารายงานฉบับสมบูรณ์โครงการวิจัยนี้จะเป็นประโยชน์ต่อผู้อ่านในอนาคตต่อไป

ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์
หัวหน้าโครงการวิจัยผู้รับทุน

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	1
Abstract	2
Executive Summary	3
เนื้อหางานวิจัย	4
บทที่ 1 ไมโครเวฟเพื่อการอบแห้ง	4
การพัฒนาระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบด	4
บทที่ 2 เซนเซอร์ไมโครเวฟ	39
2.1 เซนเซอร์วัดความชื้นโดยใช้การเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศ	39
2.2 การเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศแบบร่องบนตัวกลางหลายชั้นที่มีระนาบกราวด์ขนาดจำกัด	64
2.3 การสังเคราะห์สมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อทำนายเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสดและการประยุกต์ใช้กับระบบวัดแบบหกพอร์ต	89
2.4 การคัดแยกผลไม้โดยไม่ทำลายด้วยคลื่นไมโครเวฟ	115
2.5 เซนเซอร์ RFID เพื่อตรวจสอบคุณภาพของผลิตผลทางการเกษตร	137
2.6 การออกแบบไมโครชิพสำหรับไมโครเวฟเซ็นเซอร์	175
บทที่ 3 สายอากาศ	208
3.1 สายอากาศแถวลำดับปรับตัวโดยใช้อัลกอริทึม CMA	208
3.2 สายอากาศสวิตช์ลำคลื่นโดยสายอากาศแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ	234
3.3 การสร้าง FPGA ของการอินเวอร์สเมทริกซ์โดยใช้ MGS สำหรับระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต	265
3.4 สายอากาศแถบความถี่กว้างและสายอากาศหลายแถบความถี่	277
3.5 สายอากาศแบบสองโหมดสำหรับป้ายยูเอชเอฟอาร์เอฟไอดีแบบแพสซิฟ	295
บทที่ 4 การแพร่กระจายคลื่นและโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย	305
4.1 การแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสวนทุเรียน	305
4.2 ระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย	330
บทที่ 5 สรุป	349
ภาคผนวก	354

บทคัดย่อ

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ของโครงการเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืน (RTA5180002) รวบรวมผลการวิจัยที่ได้ดำเนินการในช่วง 3 ปี ระหว่าง 29 กรกฎาคม 2551 ถึง 28 กรกฎาคม 2554 โดยได้แบ่งหัวข้อการวิจัยเป็น 4 หัวข้อหลัก คือ

1. ไมโครเวฟเพื่อการอบแห้งที่กล่าวถึงการพัฒนาระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบด
2. เซนเซอร์ไมโครเวฟที่มีการวิจัยเพื่อใช้ตรวจสอบคุณสมบัติของผลิตผลทางการเกษตร ประกอบด้วย
    - 2.1 เซนเซอร์วัดความชื้นโดยใช้การเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศ
    - 2.2 การศึกษาการเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศแบบร่องบนตัวกลางหลายชั้นที่มีระนาบกราวด์ขนาดจำกัดที่นำไปสู่การหาคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุที่ถูกปกคลุมด้วยวัสดุอื่น
    - 2.3 การสังเคราะห์สมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อทำนายเปอร์เซนต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสดและการประยุกต์ใช้กับระบบวัดแบบหกพอร์ต
    - 2.4 เซนเซอร์คัดแยกผลไม้ด้วยคลื่นไมโครเวฟ
    - 2.5 เซนเซอร์อาร์เอฟไอดีเพื่อตรวจสอบคุณภาพผลิตผลทางการเกษตร
    - 2.6 การออกแบบไมโครเวฟชิฟสำหรับเซนเซอร์ไมโครเวฟ
3. สายอากาศ ประกอบด้วย
    - 3.1 สายอากาศแถวลำดับปรับตัวโดยใช้อัลกอริทึม CMA
    - 3.2 สายอากาศสวิตช์ลำคลื่นโดยใช้สายอากาศแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ
    - 3.3 การสร้าง FPGA ของการอินเวอร์สเมทริกซ์โดยใช้ MGS สำหรับระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต
    - 3.4 สายอากาศแถบความถี่กว้างและสายอากาศหลายแถบความถี่
    - 3.5 สายอากาศแบบสองโหมดสำหรับป้ายยูเอชเอฟอาร์เอฟไอดีแบบแพสซีฟ
4. การแพร่กระจายคลื่นในสวนและโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย ที่ประกอบด้วย
    - 4.1 การแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสวนทุเรียน
    - 4.2 ระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายเพื่อควบคุมการเก็บเกี่ยวทุเรียน

หลังจากที่ได้กล่าวถึงงานวิจัยแล้วได้รวบรวมผลลัพธ์ที่ได้จากงานวิจัย ประกอบด้วยผลงานตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ สิทธิบัตร เครื่องต้นแบบ หนังสือ และการสำเร็จการศึกษาของนักศึกษาที่ร่วมโครงการ

คณะนักวิจัยขอขอบคุณสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัยที่ให้การสนับสนุนโครงการนี้ด้วยดี

Abtract

This final report of the Electromagnetic Wave Technology for Sustainable Agriculture Project (RTA 5180002) summarizes the research works couducted in there years during July 29, 2008 to July 28, 2011. The research topics are divided into four categories:

1. Microwave drying which is about a continuous fluidized-bed microwave paddy drying system.

2. Microwave sensors associated with various sensors for inspection of agricultural products, i. e.,

    2.1 Moisture content sensor using mutual coupling of antennas

    2.2 Study on mutual coupling of slot antennas with finite ground plane on stratified medium. This work is essential in determination of unknown dielectric covered by other dielectric material.

    2.3 Systhesis of mathematical model for dry rubber content prediction and applications with six-port measurement system

    2.4 Microwave sensor for fruit classification

    2.5 RFID sensor for quality determination of some agricultural products

    2.6 Design of microchips for microwave sensors

3. Antennas consisting of

    3.1 Adaptive antenns using CMA algorithm

    3.2 Switched-beam antenna using circumferential-slots on a concentric sectoral cylindrical cavity excited by coupling slots

    3.3 FPGA implementation of QR decomposition using MGS algorithm for MIMO system

    3.4 Wideband and multiband antennas

    3.5 Dual mode antenna for passive UHF RFID tag

4. Radio wave propagation in an orchard and wireless sensor network. This topic is divided into two parts.

    4.1 Radio wave propagation in durian orchard

    4.2 Wireless sensor network for pre-harvesting control of durian

The reseaech outcomes including pubications in international journals, patent, prototype, books, and graduations of students involved in the project are listed.

The researchers deeply appreciate the Thailand Research Fund for supporting this project.

Executive Summary

ในโครงการเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืน สัญญาเลขที่ RTA5180002 ได้รวมนักวิจัยทั้งหมด 11 คน จาก 6 สถาบัน ประกอบด้วย

1.	ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2.	รศ.ดร.ประยุทธ อัครเอกฒาลิน	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
3.	รศ.ดร.มิตรชัย จงเชี่ยวชำนาญ	มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์
4.	รศ.ดร.อภินันท์ ธนชยานนท์	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
5.	รศ.ดร.ชูวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
6.	ผศ.ดร.เผ่าภัค ศิริสุข	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
7.	ผศ.ดร.ดนัย ต.รุ่งเรือง	มหาวิทยาลัยเอเชียน
8.	ผศ.ดร.เด่นชัย วรเศวต	มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
9.	อ.ดร.โชคชัย แสงดาว	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
10.	อ.ดร.ฐิติพงษ์ เลิศวิริยะประภา	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
11.	อ.ดร.เอกรัฐ บุญภูงา	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

รวมทั้งนักศึกษาระดับบัณฑิตศึกษาเพื่อทำวิจัยเกี่ยวกับการนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้ในการสร้างเครื่องมือที่จะควบคุมคุณภาพของผลิตผลทางการเกษตร อันจะนำไปสู่การส่งเสริมให้เกษตรกรรมมีความยั่งยืนได้แบ่งการวิจัยออกเป็น 4 กลุ่ม คือ 1. การอบแห้งด้วยไมโครเวฟที่ได้พัฒนาองค์ความรู้จากเครื่องในระดับห้องปฏิบัติการจนถึงเครื่องนำร่องอุตสาหกรรมเพื่อลดความชื้นข้าวเปลือก 2. เซนเซอร์ไมโครเวฟเพื่อควบคุมคุณภาพของผลิตผลทางการเกษตร ได้แก่ เซนเซอร์วัดความชื้น เซนเซอร์วัดเปอร์เซนต์เพื่อยางในน้ำยางสด เซนเซอร์คัดแยกผลไม้ เซนเซอร์อาร์เอฟไอดี ตลอดจนการออกแบบไมโครชิฟสำหรับเซนเซอร์ไมโครเวฟ 3. การพัฒนาสายอากาศแบบต่างๆ ที่ใช้ในระบบสื่อสารไร้สายในระบบตรวจสอบคุณภาพผลไม้ ได้แก่ สายอากาศสำหรับตัวอ่านอาร์เอฟไอดีในระบบคัดทุเรียน สายอากาศสวิตช์ลำคลื่นเพื่อสื่อสารในสวนสายอากาศแถบความถี่กว้างและหลายแถบความถี่ ตลอดจนสายอากาศสำหรับป้ายอาร์เอฟไอดี และกลุ่มสุดท้ายคือ 4. การแพร่กระจายคลื่นในสวนและโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย ที่ศึกษาการแพร่กระจายคลื่นไมโครเวฟในสวนทุเรียน และการพัฒนาระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายที่ทำให้สามารถทราบวันที่เหมาะสมสำหรับการเก็บเกี่ยว

ในโครงการนี้ได้ตีพิมพ์บทความในวารสารวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 16 บทความ มีบทความที่อยู่ระหว่างการพิจารณา 1 บทความ บทความที่กำลังจะตีพิมพ์จำนวน 5 บทความ ได้ยื่นขอจดสิทธิบัตรในประเทศ 1 สิทธิบัตร มีเครื่องต้นแบบลดความชื้นขนาดนำร่องอุตสาหกรรม 1 เครื่อง หนังสือ 2 เล่ม (เทคโนโลยีสายอากาศและเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืน)

เนื้อหางานวิจัย

ในโครงการวิจัยนี้ได้แบ่งการวิจัยออกเป็น 4 หัวข้อหลักดังนี้

บทที่ 1
ไมโครเวฟเพื่อการอบแห้ง

การพัฒนาระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบด

(Development of a Continuous Fluidized-bed Microwave Paddy Drying System)

ดร.โชคชัย แสงดาว และ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

วัตถุประสงค์

เพื่อพัฒนาเครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกนำร่องอุตสาหกรรมให้ทำงานได้เต็มประสิทธิภาพ

1. ความเป็นมาและงานวิจัยที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

การศึกษาวิธีลดความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกด้วยกระบวนการต่างๆได้มีผู้ศึกษาวิจัยมายาวนานตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน [1-5] กระบวนการลดความชื้นมีแนวความคิดเบื้องต้นคือการกำจัดปริมาณน้ำในเมล็ดข้าวเปลือกให้หายไปด้วยการให้ความร้อนแก่เมล็ดข้าวเปลือกที่อุณหภูมิและเวลาที่เหมาะสม การวิเคราะห์ระบบอบแห้งที่ต้องการเริ่มจากการอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ได้แก่ สมการส่งผ่านความร้อนที่แสดงถึงคุณสมบัติทางความร้อนของเมล็ดข้าวเปลือกและคุณสมบัติของลมร้อนที่เวลาใดๆ สมการสมดุลพลังงานแสดงถึงกลไกการป้อนพลังงานความร้อนเข้าไปภายในระบบอบแห้งกับความร้อนที่ปรากฏขึ้นภายในเมล็ดข้าวเปลือก และสมการทำนายความชื้นแสดงถึงกลไกการระเหยของน้ำภายในเมล็ดข้าวเปลือกจากความร้อนเป็นต้น [6-9] ซึ่งการวิเคราะห์มีปัจจัยพื้นฐานสำคัญคือ อุณหภูมิของอากาศและเมล็ดข้าวเปลือก ความเร็วของอากาศและเมล็ดข้าวเปลือก ความชื้นสัมพัทธ์ ความชื้นเริ่มต้น ความชื้นสุดท้าย ความหนาแน่นของเมล็ดข้าวเปลือก เวลาของการอบแห้ง ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือก และระดับพลังงานความร้อน ตลอดจนคุณภาพเมล็ดข้าวเปลือกที่ได้ภายหลังผ่านการอบแห้ง [10-12] เพื่อหาเงื่อนไขที่เหมาะสมในการนำไปออกแบบสร้างและทดสอบเครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกต้นแบบภายในห้องปฏิบัติการ วิธีการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่นิยมกันอย่างกว้างขวางในปัจจุบันคือ วิธีฟลูอิไดซ์เบดและวิธีสเป้าเตดเบด เนื่องจากสามารถลดความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกได้ในปริมาณมากและรวดเร็ว [13-18] ขณะที่วิธีอื่นๆสามารถที่จะลดความชื้นได้ดีเช่นกันแต่มีข้อจำกัดอยู่ที่ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกน้อยจึงเป็นวิธีที่กระทำอยู่ภายในห้องปฏิบัติการเท่านั้น [19-23] เมื่อเมล็ดข้าวเปลือกมีปริมาณมากจำเป็นต้องใช้เครื่องอบแห้งขนาดใหญ่ที่มีสมรรถนะสูง ซึ่งกระทำได้ด้วยการพัฒนาสมรรถนะจากเครื่องอบแห้งต้นแบบ [24] ไปเป็นเครื่องอบแห้งอย่างต่อเนื่องระดับนำร่อง

อุตสาหกรรม [25-27] และเครื่องอบแห้งอย่างต่อเนื่องระดับอุตสาหกรรมที่มีสมรรถนะสูงและประหยัดพลังงาน [28-30] เมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้งจะถูกนำมาเก็บรักษาภายในถังขนาดใหญ่ด้วยการควบคุมระดับความชื้นไม่ให้เกินมาตรฐาน แล้วจึงนำไปสีเป็นข้าวสารที่มีคุณภาพเพื่อบริโภคต่อไป [31-32] ส่วนเครื่องอบแห้งระดับนำร่องอุตสาหกรรมที่มีใช้กับผลผลิตทางการเกษตรอื่นๆในปัจจุบันได้แก่ เครื่องอบแห้งเมล็ดถั่ว [33-34] เมล็ด Bracatinga [35] และ Baker's yeast [36] เป็นต้น

จากการศึกษาสังเกตได้ว่าเครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องระดับนำร่องอุตสาหกรรมและระดับอุตสาหกรรมส่วนใหญ่ใช้วิธีสเป้าเตดเบดและฟลูอิไดซ์เบดที่มีลักษณะโครงสร้างเป็นท่อทรงกระบอกวางตั้งในแนวดิ่ง เมล็ดข้าวเปลือกเคลื่อนที่จากบริเวณด้านบนลงสู่ด้านล่างสวนทางกับทิศทางการเคลื่อนที่ของลมร้อนทำให้มีข้อจำกัดในการควบคุมอัตราไหลของเมล็ดข้าวเปลือก ขณะที่เครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่มีโครงสร้างวางตามแนวระนาบมีข้อจำกัดอยู่ที่เมล็ดข้าวเปลือกเคลื่อนที่ได้ลำบาก [37] โดยวิธีสเป้าเตดเบดใช้อุณหภูมิลมร้อนอบแห้งอยู่ระหว่าง 80.0-160.0 ^{o}C จากพลังงานความร้อนระหว่าง 3.1-3.8 MJ/kg$_{water}$ สามารถลดความชื้นจาก 25.0 % ลงมาเหลือ 14.0 % (d.b.) ได้ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้ง 500.0-3,500.0 kg/h ขณะที่วิธีฟลูอิไดซ์เบดใช้อุณหภูมิลมร้อนอยู่ระหว่าง 100.0-160.0 ^{o}C จากพลังงานความร้อน 3.87, 4.42, 5.1 และ 7.2 MJ/kg$_{water}$ อัตราการระเหยไอน้ำเชิงปริมาตรประมาณ 198.0 kg$_{water}$/m^{3}h สัมประสิทธิ์การส่งผ่านความร้อนเชิงปริมาตรประมาณ 7,013.0 W/m^{3}K ความชื้นลดลงจาก 25.0 % ลงมาเหลือ 14.0 % (d.b.) หรือระหว่าง 0.43-0.22 kg/kg (d.b.) ได้ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้ง 100.0 kg/h และ 150.0 kg$_{dry\,solid}$/h ในเวลาสั้น หรืออบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกจากความชื้นเริ่มต้นระหว่าง 20.0-26.0 % ให้ได้ความชื้นสุดท้ายระหว่าง 18.0-21.1 % ที่อุณหภูมิ 150.0 ^{o}C จะต้องใช้พลังงานความร้อน 5.07-5.55 MJ/kg$_{water}$ จึงจะทำให้ได้ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกระหว่าง 2.3-7.9 ton/h หากเมล็ดข้าวเปลือกมีความชื้นเริ่มต้นต่ำลงระหว่าง 18.0-21.1 % แล้วอบแห้งให้ความชื้นสุดท้าย 15.3-15.5 % พลังงานความร้อนที่ใช้จะอยู่ระหว่าง 5.36-6.89 MJ/kg$_{water}$ ส่วนการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกความชื้นเริ่มต้น 23.6 % ให้ลดลงมาเหลือความชื้นสุดท้ายเท่ากับ 13.6 % ด้วยวิธีฟลูอิไดซ์เบดแบบ LSU (Large Scale Unit) จะต้องใช้พลังงานความร้อน 8.295 MJ/kg$_{water}$ (ช่วงแรกใช้พลังงาน 3.874 MJ/kg$_{water}$ และช่วงที่สองใช้พลังงาน 4.421 MJ/kg$_{water}$) จึงจะทำให้เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิ 50.4-60.4 ^{o}C ในการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่มีปริมาณ 30,000 ton/year โดยไม่ทำให้คุณภาพของเมล็ดข้าวเปลือกด้อยลงตามลำดับ

สำหรับอุตสาหกรรมข้าวนึ่งจะอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกปริมาณ 15.0 kg/h ที่อุณหภูมิ 140.0 ^{o}C จากความชื้นเริ่มต้น 28.0-32.0 % (w.b.) จนได้ความชื้นสุดท้าย 13.3-13.8 % (w.b.) ด้วยกระบวนการอบแห้งเชิงกลศาสตร์ จากพลังงานความร้อน 1.52 MJ/kg , 1.55 MJ/kg และ 1.9 MJ/kg ตามลำดับ

ซึ่งแสดงให้เห็นว่ากระบวนการอบแห้งทั้งหลายเหล่านี้มักจะใช้อุณหภูมิการอบแห้งและสิ้นเปลืองพลังงานความร้อนสูง

ดังนั้นในงานวิจัยชิ้นนี้มีวัตถุประสงค์ที่จะอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดในเครื่องอบแห้งระดับนำร่องอุตสาหกรรมที่สามารถประหยัดพลังงานได้ดีกว่าวิธีทั่วไป ขณะเดียวกันต้องสามารถรักษาคุณภาพไว้ได้เหมือนเดิม โดยจะทำการวิเคราะห์และทดสอบระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดที่มีโครงสร้างเป็นโพรงทรงกระบอกจำนวนหลายตัววางเรียงทำมุมในแนวระนาบเอียงกับพื้นดินที่พัฒนามาจากระบบอบแห้งอย่างต่อเนื่องภายในห้องปฏิบัติการ เมล็ดข้าวเปลือกจะเคลื่อนที่จากด้านบนลงสู่ด้านล่างได้ด้วยแรงโน้มถ่วงของโลกและแรงขับดันจากลมด้วยพัดลมไฟฟ้าแรงดันสูง ใช้แมกนิตรอนเป็นแหล่งกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ เพื่อพัฒนาให้เป็นเครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องที่มีสมรรถนะสูงขึ้นและสามารถนำไปลดความชื้นภายในเมล็ดข้าวเปลือกได้ดี

สำหรับงานที่ผ่านมาผู้วิจัยได้ศึกษาการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดภายในห้องปฏิบัติการ โดยได้ใช้สายอากาศปล่อยคลื่นรูปโพรงทรงกระบอกซ้อนกันปิดปลายระหว่างผนังทรงกระบอกชั้นในและชั้นนอก ป้อนกำลังงานไมโครเวฟผ่านท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมผืนผ้ามุมฉาก แล้วเจาะแถวลำดับร่องเยื้องกันบนผนังชั้นใน เมล็ดข้าวเปลือกเคลื่อนผ่านบริเวณตรงกลางสายอากาศในแนวดิ่ง ขณะเดียวกันใช้ลมร้อนที่ได้จากการระบายความร้อนหลอดแมกนิตรอนและลมอุณหภูมิปกติจากพัดลมไฟฟ้าป้อนเข้าไปภายในระบบอบแห้ง การคำนวณสนามไฟฟ้าภายในเมล็ดข้าวเปลือกสามารถหาได้จากแบบจำลองของเมล็ดข้าวเปลือก ควบคู่กับสมการสถิติ จากนั้นคำนวณอุณหภูมิภายในเมล็ดข้าวเปลือกด้วยสมการส่งผ่านความร้อน สมการสมดุลพลังงาน และทำนายความชื้นได้ด้วยสมการแบบจำลองของเพจน์ เมื่อปรับพารามิเตอร์ได้แก่ ตำแหน่งและทิศทางการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือก ความหนาแน่นเมล็ดข้าวเปลือกภายในปริมาตรสายอากาศ ระดับพลังงานไมโครเวฟ ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า อุณหภูมิลมร้อน และเวลาอบแห้ง ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าเมล็ดข้าวเปลือกจะมีความหนาแน่นเท่ากับ 40 % ของปริมาตรสายอากาศ ระดับพลังงานไมโครเวฟ 3.2 kJ ลมร้อนจากการระบายความร้อนของหลอดแมกนิตรอนเท่ากับ 60.0 °C ลมอุณหภูมิปกติเท่ากับ 30.0 °C รวมกันเป็นลมอุณหภูมิผสมเท่ากับ 52.5 °C ด้วยอัตราเร็วเท่ากับ 6.0 m/s ทำให้เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิเท่ากับ 94.4 °C สามารถลดความชื้นเมล็ดข้าวเปลือกลดลงจาก 24.0 % (w.b.) ลงมาเหลือ 14.0 % (w.b.) ภายในเวลาอบแห้ง 4.0 นาที โดยมีปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้งเท่ากับ 3.1 $kg_{dry\ solid}/h$ และมีคุณภาพเทียบเท่ากับการอบแห้งด้วยวิธีอื่นๆทั่วไป เมื่อคิดค่าการสิ้นเปลืองกระแสไฟฟ้าได้เท่ากับ 47.7 US$/ton และระบบมีความปลอดภัยกับผู้ใช้งานเนื่องจากมีคลื่นไมโครเวฟรั่วไหลต่ำกว่าเกณฑ์มาตรฐานกำหนด [38-39]

2. Material and Methods

ระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมประกอบไปด้วยสายอากาศปล่อยคลื่นรูปโพรงทรงกระบอกซ้อนกันจำนวน 10.0 ตัว วางเรียงให้แถวลำดับร่องเยื้องกันและทำมุมในแนวระนาบเอียงกับพื้นดิน สายอากาศปล่อยคลื่นไมโครเวฟแต่ละตัวมีโครงสร้างเป็นโพรงทรงกระบอกซ้อนกันคือ รัศมีทรงกระบอกชั้นในที่เจาะแถวลำดับร่องตามแนวท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมผืนผ้ามุมฉาก รัศมีทรงกระบอกชั้นนอกถูกป้อนกำลังงานไมโครเวฟด้วยหลอดแมกนิตรอนจำนวน 2.0 ตัวผ่านท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมผืนผ้ามุมฉาก และปิดปลายทั้งสองด้านระหว่างรัศมีชั้นในกับรัศมีชั้นนอกด้วยแผ่นตัวนำ บริเวณรอยต่อของสายอากาศแต่ละตัวถูกป้อนด้วยลมร้อนจากการระบายความร้อนของหลอดแมกนิตรอนกับลมอุณหภูมิปกติจากพัดลมไฟฟ้าผ่านท่อทรงกระบอก ส่วนบริเวณหัวและท้ายของระบบถูกติดตั้งชุดป้องกันคลื่นรั่ว สายพานเกลียวและวาล์วแม่เหล็กเพื่อลำเลียงเมล็ดข้าวเปลือกเข้าออกโดยควบคุมการทำงานทั้งหมดผ่านหน่วยควบคุม เมล็ดข้าวเปลือกจะเคลื่อนที่ผ่านบริเวณตรงกลางสายอากาศจำนวน n ตัวที่มีมุมของระบบเท่ากับ [40]

$$\theta = \frac{2A_l}{l^2} \tag{1}$$

เมื่อ θ คือ มุมเอียงของระบบอบแห้ง (Radian)

A_l คือ พื้นที่ส่วนย่อยของวงกลม (m^2)

l คือ ความยาวรวมของระบบอบแห้ง (m)

การเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกภายในระบบจะไหลเคลื่อนที่จากด้านบนลงสู่ด้านล่างในแนวเอียงตามกฎการเคลื่อนที่ของวัตถุแบบโปรเจกไตล์บนพื้นเอียง (Projectile motion) ที่ประกอบด้วยการเคลื่อนที่ของวัตถุในแนวดิ่งด้วยความเร่งจากแรงโน้มถ่วงของโลกกับการเคลื่อนของวัตถุที่ในแนวราบด้วยความเร็วคงที่ [41] ดังนั้นการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกแบบโปรเจกไตล์ที่เวลาใดๆ คือ

$$m\frac{d\vec{v}}{dt} = mG \tag{2}$$

เมื่อ $\vec{v}$ คือ เวกเตอร์ความเร็วการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกแบบโปรเจกไตล์ (m/s)

m คือ มวลรวมของเมล็ดข้าวเปลือกในระบบอบแห้ง (kg)

G คือ ค่าแรงโน้มถ่วงของโลกมีค่าเท่ากับ $6.668\times10^{-11}\,\mathrm{Nm^2/kg}$

ขณะเดียวกันเมล็ดข้าวเปลือกจะถูกขับดันด้วยลมอุณหภูมิผสมภายในท่อทรงกระบอกกลมที่มีความเร็วเป็น

$$V = \frac{Q}{A} \tag{3}$$

ตามความสัมพันธ์ของรัศมีท่อทรงกระบอกกลมคือ

$$r = \sqrt{\frac{A}{\pi}} \tag{4}$$

เมื่อ V คือ ความเร็วของลมอุณหภูมิผสม (m/s)

Q คือ ปริมาตรอากาศ (m^3 / s)

A คือ พื้นที่หน้าตัดสี่เหลี่ยม (m^2)

r คือ รัศมีของท่อทรงกระบอกกลม (m)

จากความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของระบบอบแห้ง มุมเอียงของระบบอบแห้ง ลักษณะการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือก และความเร็วของลมอุณหภูมิผสมดังแสดงในสมการที่ (1)-(4) ทำให้สามารถแสดงระยะทางการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกได้ว่า

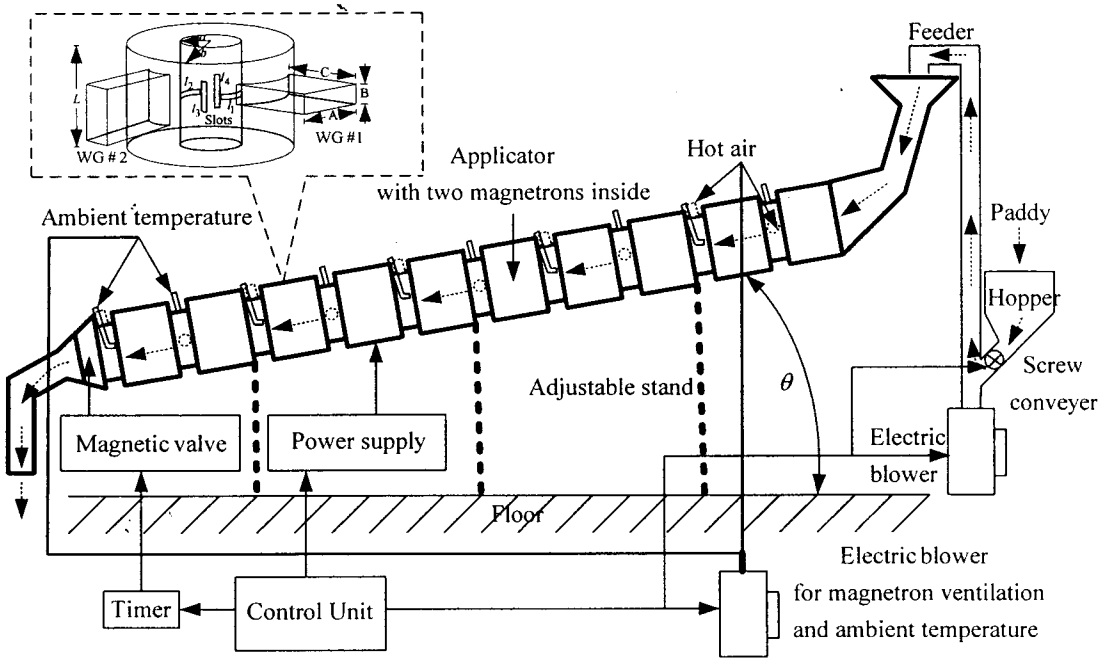
$$R_p = \frac{2(u^2 + V)}{G} \frac{\cos(\chi + \theta)\sin(\chi)}{(\cos(\theta))^2} \tag{5}$$

เมื่อ R_p คือ ระยะทางการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือก (m)

u คือ ความเร็วการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกในระบบอบแห้ง (m/s)

χ คือ มุมการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกที่กระทำกับมุมเอียงของระบบอบแห้ง (Radian)

สมการระยะทางการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกแสดงให้เห็นว่าเมล็ดข้าวเปลือกจะถูกกระทำให้เคลื่อนที่ตามมุมเอียงของระบบอบแห้งและความเร็วของลมอุณหภูมิผสม ทำให้ได้รับพลังงานไมโครเวฟในเวลาที่เหมาะสม ขณะเดียวกันเมล็ดข้าวเปลือกยังฟุ้งกระจายด้วยลมอุณหภูมิผสมอีกด้วย ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 ระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรม

2.1 Energy balance equation

การอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดเป็นการประยุกต์ใช้คลื่นไมโครเวฟมาให้ความร้อนเชิงปริมาตรแก่เมล็ดข้าวเปลือก ส่วนความเร็วของลมร้อนจากการระบายความร้อนของหลอดแมกนิตรอนและลมอุณหภูมิปกติจะกลายเป็นลมอุณหภูมิผสมที่สามารถทำให้เมล็ดข้าวเปลือกฟุ้งกระจายอยู่ภายในสายอากาศทั้งหมด n ตัว ตามเงื่อนไขฟลูอิไดซ์เซชัน (Fluidization phenomena) ผลรวมของการเปลี่ยนแปลงพลังงานระหว่างพลังงานจลน์กับพลังงานความร้อนภายในปริมาตรสายอากาศที่มีการอบแห้งแบบชั้นบางๆกับเอ็นโทรปี้ (Entropy) ของไอน้ำจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นของเมล็ดข้าวเปลือกมีค่าเท่ากับอุณหภูมิของลมผสมบวกกับอุณหภูมิที่เกิดจากพลังงานไมโครเวฟ ซึ่งเป็นไปตามกฎข้อที่หนึ่งของกลศาสตร์ของไหล (First law of thermodynamics) คือพลังงานด้านออกของระบบปิดที่ไม่มีการสูญเสียเท่ากับพลังงานด้านเข้า [42] สามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$\sum_{i=1}^{i=n} c_{a_i}T_{mix_sys} + \mathrm{RHo}_{mix_sys}L_{v_i} + \mathrm{RHo}_{mix_sys}c_{a_i}T_{mix_sys} + R_i c_{m_i}G_{r_i} + T_{wave_i} + \frac{Q_{loss_i}}{m_{mix_i}}$$

$$= \sum_{i=1}^{i=n} c_{a_i}T_{out_i} + \mathrm{RHo}_{out_i}c_{v_i}T_{out_i} + R_i c_{m_i}T_{out_i} + \mathrm{RHo}_{out_i}L_{v_i} \qquad (6)$$

เมื่อ $T_{mix_i} = 3(T_{hot_i} - T_{amb_i})/4) + T_{amb_i}$,

$T_{out_i} = 3(T_{out_(i-1)} - T_{mix_(i-1)})/4) + T_{mix_(i-1)}$,

$$\therefore T_{mix_sys} = T_{mix_(i=1)} + \sum_{i=2}^{n} T_{out_i}$$

$\mathrm{RHo}_{mix_i} = 3(\mathrm{RHo}_{hot_i} - \mathrm{RHo}_{amb_i})/4) + \mathrm{RHo}_{amb_i}$,

$\mathrm{RHo}_{out_i} = 3(\mathrm{RHo}_{out_(i-1)} - \mathrm{RHo}_{mix_(i-1)})/4) + \mathrm{RHo}_{mix_(i-1)}$,

$$\therefore \mathrm{RHo}_{mix_sys} = \mathrm{RHo}_{mix_(i=1)} + \sum_{i=2}^{n} \mathrm{RHo}_{out_i}$$

$$T_{wave_i} = \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon'_{eff} \left|\vec{E}_i\right|^2}{2\rho_m c_m}.$$

$i = 1, 2, 3, \ldots n$

เมื่อ c_{a_i} คือ ค่าความจุความร้อนอากาศแห้ง มีค่าเท่ากับ 1.0 kJ/kg°C

c_{m_i} คือ ค่าความจุความร้อนจำเพาะของเมล็ดข้าวเปลือก มีค่าระหว่าง 1.6-1.9 kJ/kg°C

c_{v_i} คือ ค่าความจุความร้อนของไอน้ำ มีค่าเท่ากับ 1.9343 kJ/kg°C

G_{r_i} คือ อุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือก (°C)

L_{v_i} คือ ความร้อนแฝงของไอน้ำ มีค่าระหว่าง 2,200-2,400 kJ/kg°C

R_i คือ อัตราส่วนของมวลเมล็ดข้าวเปลือกแห้งกับมวลอากาศแห้ง
มีค่าเท่ากับ 1.33 (kg dry matter/kg dry air)

Q_{loss_i} คือ การสูญเสียพลังงานความร้อนและการสูญเสียพลังงานไฟฟ้าของระบบ (J/s)

m_{mix_i} คือ อัตราเร็วลมอุณหภูมิผสมของสายอากาศแต่ละตัว มีค่าเท่ากับ 3.0 และ 6.0 (m/s)

T_{hot_i} คือ อุณหภูมิลมร้อนของหลอดแมกนิตรอนแต่ละตัว มีค่าระหว่าง 50.0-70.0 °C

T_{amb_i} คือ อุณหภูมิลมปกติของสายอากาศแต่ละตัว มีค่าระหว่าง 20.0-40.0 °C

T_{mix_i} คือ อุณหภูมิลมผสมของสายอากาศแต่ละตัว (°C)

T_{out_i} คือ อุณหภูมิลมร้อนที่ออกจากสายอากาศแต่ละตัว (°C)

T_{mix_sys} คือ อุณหภูมิลมผสมของทั้งระบบรวม (°C)

T_{wave_i} คือ อุณหภูมิความร้อนที่เกิดจากไมโครเวฟของสายอากาศแต่ละตัว (°C)

RHo_{hot_i} คือ ความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อนของสายอากาศแต่ละตัว (%, kg H_2O/kg dry air)

RHo_{amb_i} คือ ความชื้นสัมพัทธ์ของลมอุณหภูมิปกติของสายอากาศแต่ละตัว
(%, kg H_2O/kg dry air)

RHo_{mix_i} คือ ความชื้นสัมพัทธ์ของลมอุณหภูมิผสมของสายอากาศแต่ละตัว (%, kg H_2O/kg dry air)

RHo_{out_i} คือ ความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อนที่ออกจากสายอากาศแต่ละตัว (%, kg H_2O/kg dry air)

RHo_{mix_sys} คือ ความชื้นสัมพัทธ์ของลมอุณหภูมิผสมทั้งระบบ (%, kg H_2O/kg dry air)

โดย ρ_{s_i} คือ ความดันบรรยากาศที่อุณหภูมิต่างๆ มีค่าระหว่าง 4.5-200.0 kN/m^2

ρ_m คือ ความหนาแน่นของข้าวเปลือก มีค่าเท่ากับ 1.347 (kg/m^3)

ω คือ ความถี่เชิงมุม (Radian) มีค่าเท่ากับ $2\pi f$ เมื่อ f เท่ากับ 2.45 GHz

ε_0 คือ สภาพยอมทางไฟฟ้าของอากาศอิสระ มีค่าเท่ากับ 8.854×10^{-12} F/m

ε'_{eff} คือ ค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผล (Effective Loss Factor) มีค่าเท่ากับ 2.0 และ 4.0

$\bar{E}_i$ คือ สนามไฟฟ้ารวมจากสายอากาศปล่อยคลื่น (V/m)

โดยเมล็ดข้าวเปลือก 1.0 เมล็ดมีมวลเท่ากับ 0.0254 gm, มีปริมาตรเท่ากับ 0.0265 cm^3 สายอากาศ 1.0 ตัว มีปริมาตรเท่ากับ 1,343.6 cm^3 เมื่อเมล็ดข้าวเปลือกบรรจุอยู่ในสายอากาศปล่อยคลื่น 1.0 ตัว มีสัดส่วนเท่ากับ 40.0 % ของปริมาตรสายอากาศ ทำให้ได้ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกเท่ากับ 383.0 gm/cm^3

สมการสมดุลพลังงานมีความหมายเดียวกับสมการส่งผ่านความร้อนที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานความร้อนของลมที่ป้อนให้แก่เมล็ดข้าวเปลือก พลังงานไมโครเวฟ พลังงานความร้อนที่เกิดขึ้นในเมล็ดข้าวเปลือก และพลังงานความร้อนของอากาศที่ออกจากระบบอบแห้ง ดังนั้นหากแทนค่าคุณสมบัติต่างๆ ตามเงื่อนไขที่กำหนดลงในสมการสมดุลพลังงาน จะทำให้สามารถทราบพลังงานความร้อนที่เกิดขึ้นในเมล็ดข้าวเปลือกและพลังงานความร้อนของอากาศที่ออกจากระบบอบแห้งได้ โดยเกิดจากผลรวมระหว่างกลไกพลังงานความร้อนของลมอุณหภูมิผสมและกลไกความร้อนจากพลังงานไมโครเวฟที่สายอากาศปล่อยคลื่นแต่ละตัวรวมกันเป็นลำดับจากตัวที่ 1.0 ถึง ตัวที่ n

2.2 Moisture content prediction

ความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกเป็นตัวแปรที่สำคัญอย่างหนึ่งกับการอบแห้งที่ต้องใช้พลังงานความร้อนและเวลาจำนวนหนึ่ง เพื่อให้ได้ความชื้นสุดท้ายตามต้องการและใช้เวลาการอบแห้งสั้นที่สุด สำหรับการทำนายความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกสามารถกระทำได้ด้วยการอาศัยสมการทำนายความชื้น

ของเพจ (Page's model) ตามกฎข้อที่สองของฟิกส์ (Fick's second law) คือ ความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกที่มีค่าสูงจะไหลไปยังบริเวณภายนอกเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นต่ำกว่า [43] ซึ่งเขียนเป็นสมการได้คือ

$$MR=\frac{M(t)-M_{eq}}{M_{in}-M_{eq}}=e^{\left(-Pt^{q}\right)} \tag{7}$$

โดยมีค่าคงที่การอบแห้งเป็น

$P=e^{\left(a+b\mathrm{RHo}_{out_i}+c\ln(1.8G_{r_i}+32)+d\mathrm{M}_{in}\right)}$,

$q=a_1+b_2\mathrm{RHo}_{out_i}+c_1G_{r_i}+d\mathrm{M}_{in}$;สำหรับอุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกต่ำกว่า 100.0 °C กับ

$P=a+b\mathrm{RHo}_{out_i}+cG_{r_i}+d\mathrm{M}_{in}$,

$q=a_1+b_2\mathrm{RHo}_{out_i}+c_1G_{r_i}+d\mathrm{M}_{in}$;สำหรับอุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกอยู่ระหว่าง 100.0 °C -158.0 °C

และค่ากำลังสองของสัมประสิทธิ์การกำหนด (R^2) มีค่าเท่ากับ 0.9804 [44]

เมื่อ M_{eq} คือ ความชื้นสมดุล (% (w.b.))

M_{in} คือ ความชื้นเริ่มต้น (% (w.b.))

MR คือ อัตราส่วนความชื้น

M(t) คือ ความชื้นที่เวลาใดๆ **(% (w.b.))**

2.3 Diffusion coefficient

ขณะที่เกิดกลไกการถ่ายเทความชื้นหรือไอน้ำจากภายในสู่ภายนอกเมล็ดข้าวเปลือกที่อุณหภูมิต่างๆจะสามารถอธิบายได้ด้วยค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ความชื้น (Diffusion coefficient (D) ; (m^2/s)) ผ่านพื้นที่หน้าตัดต่อหน่วยเวลา เมื่ออุณหภูมิของเมล็ดข้าวเปลือกอยู่ระหว่าง 38.0 °C -158.0 °C สมการสัมประสิทธิ์การแพร่ความชื้นคือ

$$D=4.15744444\times10^{-6}e^{\left(-3{,}748.6/(G_{r_i}+273.15)\right)} \tag{8}$$

2.4 Dry mater loss

การสูญเสียการอบแห้งจะเป็นตัวบอกถึงคุณภาพของเมล็ดข้าวเปลือก หากเมล็ดข้าวเปลือกมีความขาวน้อยหรือเหลืองขุ่นแสดงว่าคุณค่าทางโภชนาการลดลง การคำนวณค่าการสูญเสียการอบแห้งจะอยู่ในพจน์ของอุณหภูมิและความชื้นภายในเมล็ดข้าวเปลือก ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ [45-46] คือ

$$DML = 1 - e^{(term)} \tag{9}$$

เมื่อ $term = a\left(\frac{t_h}{1,000}\right)^b e^{(c(1.8G_{r_i}-28))} e^{(d(\mathrm{M(t)}-0.14))}$

t_h คือ เวลาของการอบแห้ง (Hr)

$a, b, c, d = 0.001889, 0.7101, 0.0274 \text{ and } 31.63$ ตามลำดับ

2.5 Whiteness

ส่วนค่าความขาวและความเหลืองของเมล็ดข้าวเปลือกที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิและปฏิกิริยาของน้ำในเมล็ดข้าวเปลือก [47] ภายหลังเมล็ดข้าวเปลือกผ่านการอบแห้ง แล้วนำมาเก็บรักษารอการนำไปสีเพื่อบริโภคจะสามารถแสดงได้ว่า

$$\frac{dB}{dt_d} = k \tag{10}$$

และโดยการอินทีเกรทสมการ (10) ทำให้ได้สมการอัตราความเหลืองของเมล็ดข้าวเปลือกคือ

$$k = e^{(71.87 - 25.32a_w - \frac{25,919.13}{G_{r_i}} + \frac{10,712.78a_w}{G_{r_i}})} \tag{11}$$

เมื่อ B คือ ค่าความเหลืองของเมล็ดข้าวเปลือก (Hunter b unit) มีค่าเท่ากับ $B = B_0 + kt_d$ และ

$B = B_0$ เมื่อ $t_d = 0$, $B = B$ เมื่อ $t_d = t_d$ Yeilded

k คือ ค่าคงที่สำหรับอัตราความเหลือง (Hunter b unit/day)

t_d คือ เวลาของการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือก (Day)

a_w คือ ปฏิกิริยาของน้ำในเมล็ดข้าวเปลือก (Decimal)

G_{r_i} คือ อุณหภูมิของเมล็ดข้าวเปลือก (Kelvin)

ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างความขาวกับความเหลืองของเมล็ดข้าวเปลือกคือ

$$W = 85.1 - 3.36(kt_d) \tag{12}$$

เมื่อ W คือ ค่าความขาวของเมล็ดข้าวเปลือก (Hunter b unit)

3. Analysis

ระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมประกอบด้วยสายอากาศรูปโพรงทรงกระบอกซ้อนกันที่มีรัศมีชั้นในเป็น a=6.1 cm รัศมีชั้นนอกเป็น b=7.7 cm และมีความยาวเท่ากับ L=11.5 cm ป้อนพลังงานไมโครเวฟผ่านท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมผืนผ้ามุมฉาก (WG#1 และ WG#2) กว้างเป็น A=9.0 cm สูงเป็น B=4.5 cm และยาวเป็น C=16.7 cm ตามลำดับ โดยมีรีโซแนนซ์โมดสนามไฟฟ้าตามขวางเป็น TE^{z}_{111} และโมดสนามแม่เหล็กตามขวางเป็น TM^{z}_{010} และความยาวแถวลำดับร่องที่เจาะบนผนังทรงกระบอกชั้นในเป็น l_i=8.4 cm เมื่อ $(i=1,2,3,4)$ [48] ท่อทรงกระบอกกลมสำหรับใช้รวบรวมลมอุณหภูมิผสมมีรัศมีเท่ากับ 6.1 cm ยาว 5.8 cm จากท่อลำเลียงลมร้อนและลมอุณหภูมิปกติที่มีรัศมี 3.81 cm โดยระบบอบแห้งดังกล่าวเกิดจากการใช้สายอากาศปล่อยคลื่นไมโครเวฟและท่อทรงกระบอกกลมต่อเรียงสลับกันจำนวน 10.0 ชุด ให้แถวลำดับร่องของสายอากาศปล่อยคลื่นไมโครเวฟแต่ละตัวมีลักษณะเยื้องกัน บริเวณปลายทั้งสองของระบบอบแห้งถูกต่อด้วยท่อทรงกระบอกกลมลำเลียงเมล็ดข้าวเปลือกเข้าและออกที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 7.62 cm ยาวด้านละ 40.0 cm จากความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของระบบอบแห้งรวมเท่ากับ 233.1 cm ลักษณะการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกเข้าและออกในแนวระนาบเอียง ความเร็วของลมอุณหภูมิผสมเท่ากับ 6.0 m/s และปริมาณน้ำหนักของเมล็ดข้าวเปลือกรวมเท่ากับ 4.0 kg จึงทำให้ระบบอบแห้งมีมุมเอียงกับระนาบพื้นดินเท่ากับ $\theta = 25.0^{\circ}$ ดังแสดงในรูปที่ 1

3.1 Temperature distribution from energy balance equation

การวิเคราะห์อุณหภูมิภายในเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมจะเริ่มศึกษาจากการอาศัยสมการสมดุลพลังงานที่สามารถอธิบายกลไกการเกิดความร้อนที่สมดุลในระบบอบแห้งได้ด้วยการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ได้แก่ จำนวนสายอากาศปล่อยคลื่นคือ 2.0 ถึง 10.0 ตัว ระดับพลังงานไมโครเวฟจากหลอดแมกนิตรอนคือ 800.0 W, 2.0 kW, 5.0 kW และ 10.0 kW ค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผลของเมล็ดข้าวเปลือกคือ 2.0 และ 4.0 อุณหภูมิกับความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อนที่ได้จากการระบายความร้อนของหลอดแมกนิตรอนระหว่าง 50.0 ถึง 70.0 ^{o}C อุณหภูมิกับความชื้นสัมพัทธ์ของลมอุณหภูมิปกติระหว่าง 20.0 ถึง 40.0 ^{o}C ความเร็วของลมร้อนกับลมเย็นคือ 3.0 และ 6.0 m/s ซึ่งสัมพันธ์กับรัศมีของท่อทรงกระบอกที่ลำเลียงลมทั้งสองตลอดจนคาบเวลาการอบแห้งตั้งแต่ 30.0 วินาที ถึง 10.0 นาที โดยสมมุติว่าระบบไม่มีการสูญเสียพลังงานความร้อนและการสูญเสียพลังงานไฟฟ้า เพื่อหาเงื่อนไขของปัจจัยการอบแห้งที่เหมาะสมได้แก่ อุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือก อุณหภูมิลมผสม ความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อนที่ออกจากระบบอบแห้งและคาบเวลาการอบแห้งของสายอากาศแต่ละตัว

3.2 Moisture content

การทำนายความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้งจะอาศัยสมการแบบจำลองของเพจน์ตามสมการที่ (7) ที่แสดงสัดส่วนความชื้นระหว่างความชื้นที่เวลาใดๆ ความชื้นสมดุล และความชื้น

เริ่มต้น ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าคงที่การอบแห้งตามช่วงของระดับอุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือก ความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อนที่ออกจากระบบ และค่าสัมประสิทธิ์ของความชื้น เพื่อคำนวณหาความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้งที่เวลาต่างๆ จากการปรับพารามิเตอร์ของการคำนวณอุณหภูมิดังกล่าวข้างต้น จากนั้นได้ทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ได้แก่ ความชื้นเริ่มระหว่าง 20.0 ถึง 40.0 % (w.b.) และความชื้นสมดุล จนทำให้ทราบถึงค่าความร้อนจากการดูดกลืนของน้ำ (Water sorption isothermal) ที่อุณหภูมิต่างๆในเวลาที่เหมาะสม

3.3 Diffusion coefficient

ส่วนการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ความชื้นภายในเมล็ดข้าวเปลือกได้คำนวณจากการแทนค่าอุณหภูมิภายในเมล็ดข้าวเปลือกในเงื่อนไขที่ใช้สายอากาศปล่อยคลื่นไมโครเวฟจำนวนเท่ากับ 10.0 ตัว (n=10.0, พลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 16.0 kJ) อุณหภูมิของลมร้อนเท่ากับ 60.0 ^{o}C อุณหภูมิลมปกติเท่ากับ 30.0 ^{o}C อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกเริ่มต้น 30.0 ^{o}C ค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผลของเมล็ดข้าวเปลือกเท่ากับ 2.0 และ 4.0

3.4 Dry matter loss

สำหรับการคำนวณหาค่าการสูญเสียการอบแห้งได้อาศัยอุณหภูมิและความชื้นสุดท้ายของเมล็ดข้าวเปลือกภายหลังการอบแห้งแล้ว มาคำนวณค่าการสูญเสียการอบแห้งที่เวลาต่างๆตามสมการที่ (9)

3.5 Whiteness

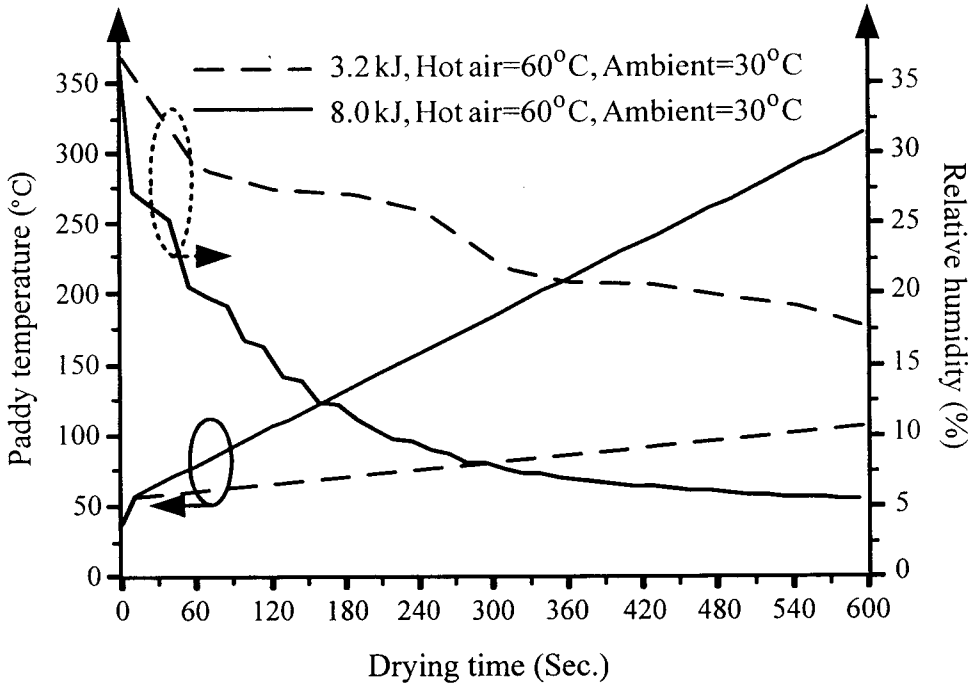
การศึกษาความขาวของเมล็ดข้าวเปลือกในขณะอบแห้งได้อาศัยค่าคงที่สำหรับอัตราความเหลืองที่ได้จากอุณหภูมิและปฏิกิริยาของน้ำในเมล็ดข้าวเปลือกมาคำนวณค่าความขาวของเมล็ดข้าวเปลือกที่เวลาต่างๆ

4. Results and discussion

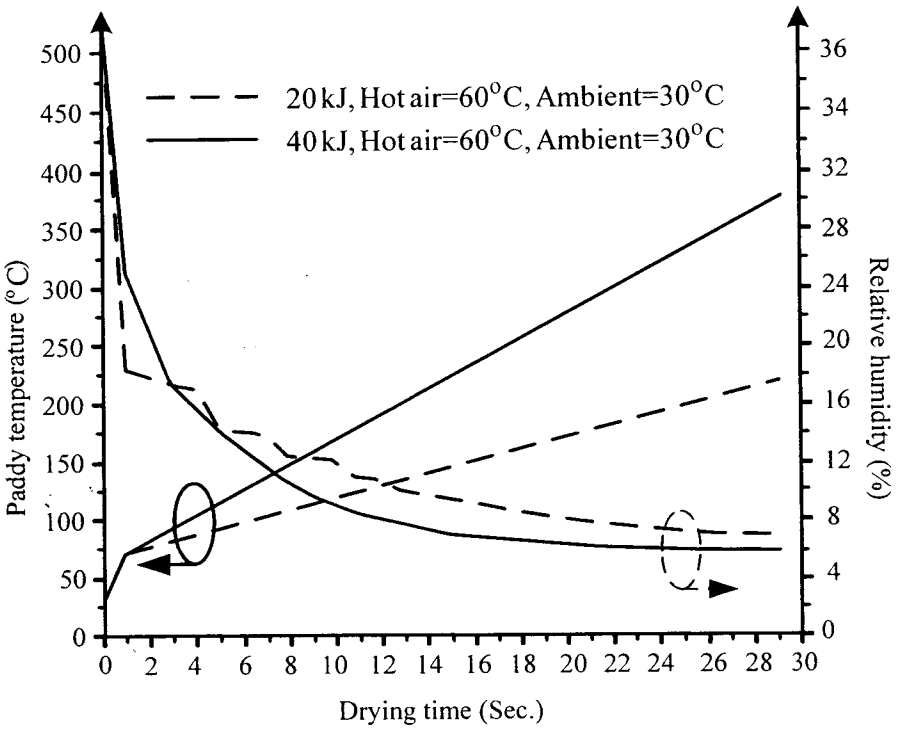
4.1 Temperature distribution

ผลการคำนวณอุณหภูมิภายในเมล็ดข้าวเปลือกเมื่อใช้สายอากาศปล่อยคลื่น 2 ตัววางเรียงให้แถวลำดับร่องเยื้องกัน ป้อนพลังงานไมโครเวฟจากหลอดแมกนิตรอนขนาด 800.0 W, 2.0 kW, 5.0 kW และ 10.0 kW ซึ่งพลังงานรวมมีค่าเท่ากับ 3.2 kJ, 8.0 kJ, 20.0 kJ และ 40.0 kJ (สายอากาศ 1.0 ตัว ใช้แมกนิตรอน 2.0 ตัว) ตามลำดับ ลมร้อนจากการระบายความร้อนหลอดแมกนิตรอน 60.0 ^{o}C ลมอุณหภูมิปกติ 30.0 ^{o}C ความเร็ว 6.0 m/s และค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผลของเมล็ดข้าวเปลือกเท่ากับ 4.0 อุณหภูมิเริ่มต้นเมล็ดข้าวเปลือก 30.0 ^{o}C พบว่ากรณีใช้พลังงานไมโครเวฟ 3.2 kJ อุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือกมีค่าสูงขึ้นระหว่าง 54.9 ^{o}C ถึง 94.4 ^{o}C และความชื้นสัมพัทธ์ลดลงจาก 37.1 % เหลือ 17.1 % ในเวลา 10.0 นาที เมื่อใช้ระดับพลังงานไมโครเวฟเป็น 8.0 kJ อุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือกมีค่าสูงมากขึ้นระหว่าง 67.8 ^{o}C ถึง 312.7 ^{o}C และความชื้นสัมพัทธ์ลดลงจาก 37.1 % เหลือ 5.9 % ใน

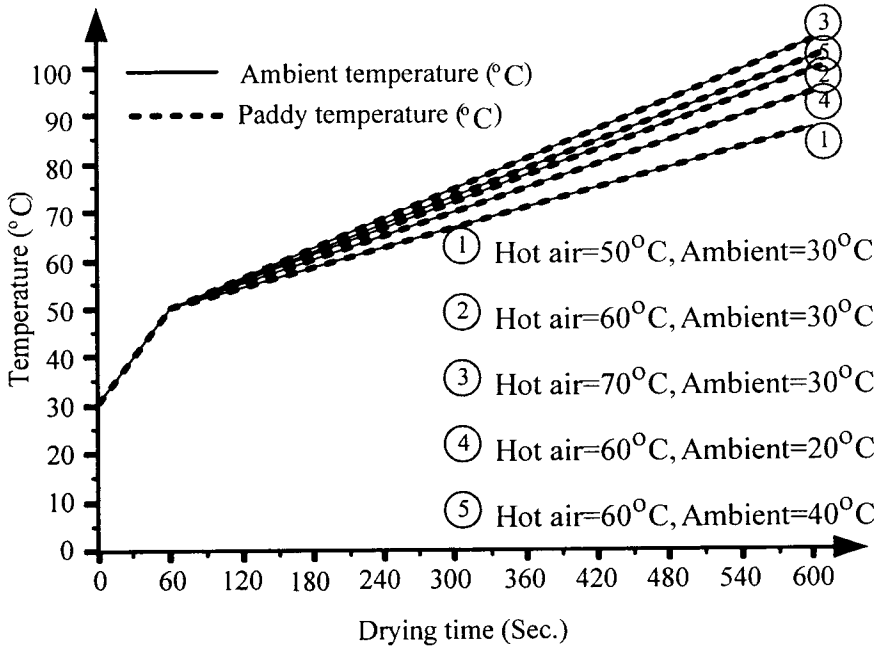
เวลาเท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 2 ก) ขณะที่เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิสูงขึ้นจากอุณหภูมิเริ่มต้นเป็น 215.2 ^{o}C ความชื้นสัมพัทธ์ลดลงมาเป็น 7.1 % ในเวลา 30.0 วินาที เมื่อใช้พลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 20.0 kJ และอุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกจะสูงที่สุดเท่ากับ 377.8 ^{o}C ความชื้นสัมพัทธ์ต่ำสุดเท่ากับ 5.1 % ได้จากพลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 40.0 kJ ในเวลาเท่ากันกับพลังงานไมโครเวฟ 20.0 kJ ดังแสดงในรูปที่ 2 ข) และเมื่อทำการปรับเปลี่ยนอุณหภูมิลมร้อนของหลอดแมกนิตรอนระหว่าง 50.0 ถึง 70.0 ^{o}C อุณหภูมิลมปกติระหว่าง 20.0 ถึง 40.0 ^{o}C ทำให้เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิสูงสุดเท่ากับ 86.5 ^{o}C, 94.4 ^{o}C, 97.8 ^{o}C, 91.8 ^{o}C และ 96.8 ^{o}C ในเวลา 10.0 นาที จากพลังงานไมโครเวฟ 3.2 kJ ดังแสดงในรูปที่ 2 ค) การปรับเปลี่ยนระดับพลังงานไมโครเวฟให้สูงขึ้นแสดงให้เห็นว่าอุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกสูงขึ้นเป็นเชิงเส้นอย่างรวดเร็ว ความชื้นสัมพัทธ์ลดลงแบบเอ็กโพเนนเทียลได้ต่ำมาก ซึ่งอุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกจะสูงสุดได้เมื่อไมโครเวฟมีพลังงานสูงและลมร้อนมีอุณหภูมิสูงตามลำดับ



ก)



ข)



ค)

รูปที่ 2 อุณหภูมิและความชื้นสัมพัทธ์ในเมล็ดข้าวเปลือกจากการใช้สายอากาศปล่อยคลื่น 2.0 ตัว

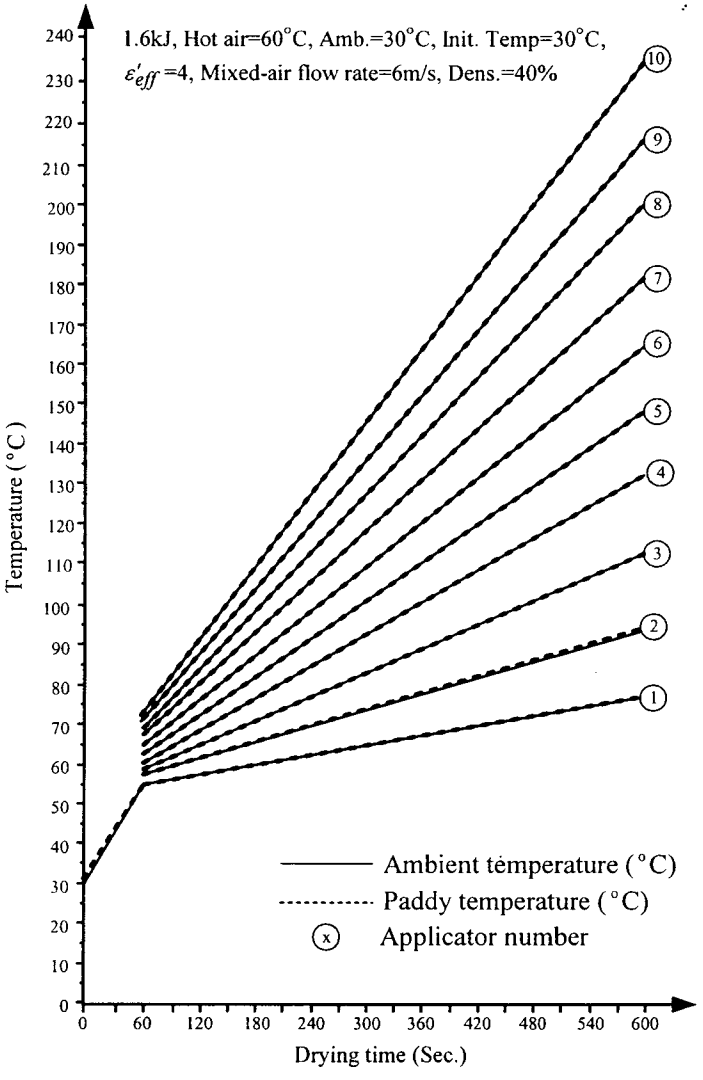
ก) ระดับพลังงานไมโครเวฟ 3.2 kJ และ 8.0 kJ

ข) ระดับพลังงานไมโครเวฟ 20.0 kJ และ 40.0 kJ

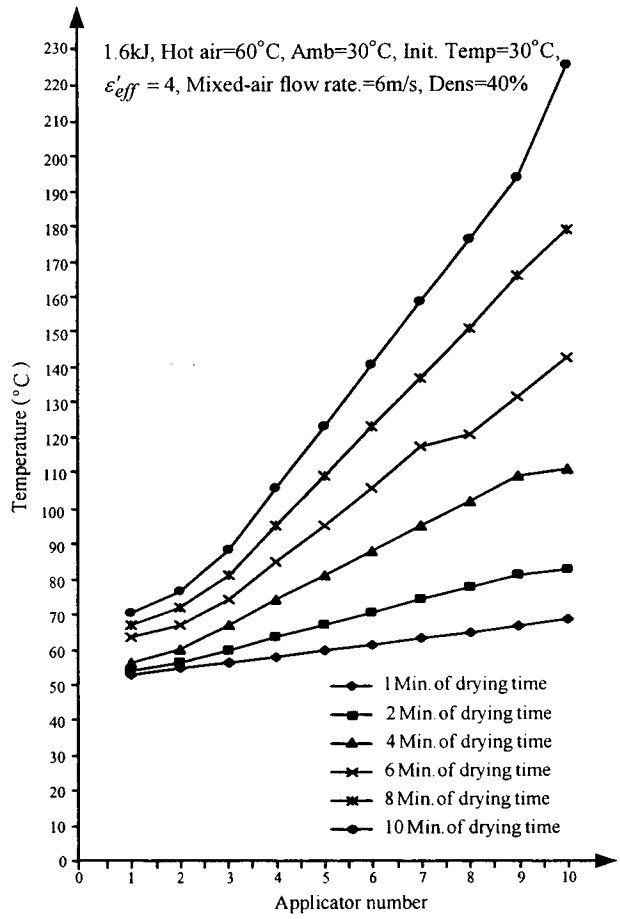
ค) เมื่อปรับเปลี่ยนอุณหภูมิลมร้อนและลมปกติ

เมื่อนำสายอากาศปล่อยคลื่นไมโครเวฟจำนวน 10.0 ตัวมาประกอบเป็นระบบบอบแห้งอย่างต่อเนื่องระดับนำร่องอุตสาหกรรม โดยป้อนพลังงานไมโครเวฟด้วยหลอดแมกนิตรอน 800.0 W ดังนั้นสายอากาศปล่อยคลื่น 1.0 ตัว จึงมีพลังงานไมโครเวฟ 1.6 kJ และทั้งระบบมีพลังงานไมโครเวฟรวม $\left|\tilde{E}_i\right|^2$=16.0 kJ ลมร้อนจากการระบายความร้อนหลอดแมกนิตรอน T_{hot_i}=60.0 ^{o}C ลมอุณหภูมิปกติ T_{amb_i}=30.0 ^{o}C ความเร็ว m_{mix_i}=6.0 m/s ค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผลของเมล็ดข้าวเปลือกเท่ากับ ε'_{eff}=4.0 อุณหภูมิเริ่มต้นเมล็ดข้าวเปลือก 30.0 ^{o}C และความหนาแน่นเมล็ดข้าวเปลือกเท่ากับ 40.0 % ของปริมาตรสายอากาศ เมล็ดข้าวเปลือกเคลื่อนที่ผ่านสายอากาศแต่ละตัวในเวลาตั้งแต่ 1.0-10.0 นาที เมื่อเมล็ดข้าวเปลือกเคลื่อนที่ผ่านสายอากาศตัวละ 1.0 นาที ทำให้อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกเพิ่มขึ้นตามลำดับเวลาคือ G_{r_i} = 54.9 ^{o}C, 56.7 ^{o}C, 58.5 ^{o}C, 60.3 ^{o}C, 62.1 ^{o}C, 63.9 ^{o}C, 65.7 ^{o}C, 67.5 ^{o}C, 69.3 ^{o}C และ 71.1 ^{o}C ลมอุณหภูมิอากาศแวดล้อมคือ T_{out_i} = 54.8 ^{o}C, 56.6 ^{o}C, 58.4 ^{o}C, 60.2 ^{o}C, 61.8 ^{o}C, 63.3 ^{o}C, 64.6 ^{o}C, 67.0 ^{o}C, 68.7 ^{o}C และ 69.7 ^{o}C ดังแสดงตามเส้นหมายเลข ① ในรูปที่ 3 ก) ลมอุณหภูมิลมผสมที่เคลื่อนที่ออกจากสายอากาศแต่ละตัวคือ T_{mix_i}=52.5 ^{o}C, 54.2 ^{o}C, 55.9 ^{o}C, 57.6 ^{o}C, 59.3 ^{o}C, 61.0 ^{o}C, 62.7 ^{o}C, 64.4 ^{o}C, 66.1 ^{o}C และ 68.3 ^{o}C ดังแสดงในรูปที่ 3 ข) ความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อนที่ออกจากสายอากาศแต่ละตัวคือ RHo_{out_i}= 27.5%, 27.3%, 26.7%, 26.8%, 25.2%, 22.6%, 22.4%, 19.9%, 19.8% และ 19.1% ดังแสดงตามเส้นหมายเลข ① ในรูปที่ 3 c) ส่วนพลังงานความร้อนที่เกิดจากคลื่นไมโครเวฟมีค่าอยู่ระหว่าง T_{wave_i} = 2.4 ^{o}C, 2.5 ^{o}C, 2.6 ^{o}C, 2.7 ^{o}C, 2.8 ^{o}C, 3.9 ^{o}C, 3.0 ^{o}C, 3.1 ^{o}C, 3.2 ^{o}C และ 5.0 ^{o}C ตามลำดับ และเมื่อเมล็ดข้าวเปลือกมีเวลาการเคลื่อนที่ผ่านสายอากาศแต่ละตัวระหว่าง 2.0-10.0 นาที ส่งผลให้อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือก ลมอุณหภูมิอากาศแวดล้อม และลมอุณหภูมิลมผสมสูงขึ้นเป็นเชิงเส้นอย่างรวดเร็ว ส่วนความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อนลดลงเป็นเอ็กซ์โพเนนเทียลที่มีค่าต่ำมาก โดยเมล็ดข้าวเปลือกมีเวลาการเคลื่อนที่ผ่านสายอากาศแต่ละตัวเป็นเวลา 2.0, 4.0, 6.0, 8.0 และ 10.0 นาที จะมีผลให้อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกอยู่ระหว่าง G_{r_i} = 57.3-89.4 ^{o}C, 62.3-125.4 ^{o}C, 67.1-153.9 ^{o}C, 72.1-196.7 ^{o}C และ 76.9-234.4 ^{o}C, T_{out_i} = 57.2-88.8 ^{o}C, 62.0-124.9 ^{o}C, 66.7-153.2 ^{o}C, 71.5.0-196.1 ^{o}C และ 76.2-233.9 ^{o}C, T_{mix_i}=53.6-83.6 ^{o}C, 56.0-111.4 ^{o}C, 63.2-143.2 ^{o}C, 66.7-179.9 ^{o}C, และ 70.3-227.4 ^{o}C, RHo_{out_i}= 27.4-11.3%, 25.2-6.9%, 24.9-6.1%, 21.3-5.6% และ 16.8-5.1%, T_{wave_i}=4.7-8.6 ^{o}C, 9.5-16.1 ^{o}C, 14.2-21.8 ^{o}C, 19.0-29.8 ^{o}C และ 23.7-39.4 ^{o}C ดังแสดงตามเส้นหมายเลข ②_⑩ในรูปที่ 3 ก) และ 3 ค) และหากระบบบอบแห้งระดับนำร่องอุตสาหกรรมมีเงื่อนไขเดียวกัน แต่มี ε'_{eff}=2.0 ผลของอุณหภูมิมีค่าลดลงประมาณ ¾ ส่วนของกรณีแรก คือเมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิระหว่าง 53.0-66.8 ^{o}C, 53.3-78.0 ^{o}C, 53.9-89.0 ^{o}C, 54.1-102.0 ^{o}C, 54.8-112.0 ^{o}C, 55.2-123.0 ^{o}C, 55.9-136.0 ^{o}C, 56.4-149.5 ^{o}C, 56.8-161.0 ^{o}C และ 57.1-174.0 ^{o}C

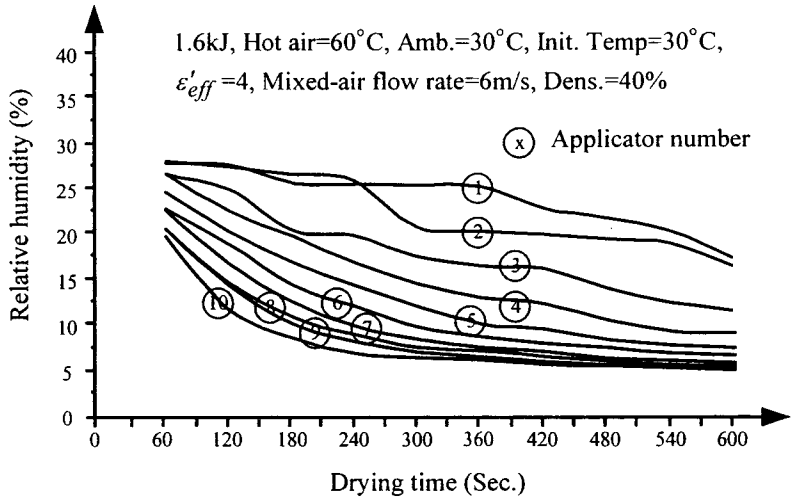
ขณะที่ความชื้นสัมพัทธ์และลมอุณหภูมิลมผสมจะลดลงตามสัดส่วนของอุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือก ตามลำดับเวลา 1.0-10.0 นาทีและลำดับสายอากาศตัวที่ 1.0-10.0 ดังแสดงในตารางที่ 1



ก)



ข)



ค)

รูปที่ 3 อุณหภูมิและความชื้นสัมพัทธ์จากการใช้สายอากาศปล่อยคลื่น 10.0 ตัว

ก) อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกและอากาศแวดล้อม

ข) อุณหภูมิลมผสม

ค) ความชื้นสัมพัทธ์

ผลการคำนวณอุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือก อุณหภูมิอากาศแวดล้อม และความชื้นสัมพัทธ์ได้แสดงให้เห็นว่าระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมมีความสามารถในการเพิ่มอุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือกได้สูงรวดเร็ว และมีความชื้นสัมพัทธ์ของอากาศแวดล้อมที่ต่ำมาก เมื่อเมล็ดข้าวเปลือกเคลื่อนที่ผ่านระบบอบแห้งในเวลา 10.0-100.0 นาที ส่งผลให้เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิสูงสุดคือ 71.1 ^{o}C, 89.4 ^{o}C, 106.6 ^{o}C, 125.4 ^{o}C, 142.1 ^{o}C, 153.9 ^{o}C, 173.4 ^{o}C, 196.7 ^{o}C, 216.6 ^{o}C และ 234.4 ^{o}C ตามลำดับ และเมื่อเพิ่มระดับพลังงานไมโครเวฟเป็น 8.0 kJ ใช้สายอากาศปล่อยคลื่นจำนวน 2.0 ตัว อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกสูงสุดคือ 78.8 ^{o}C, 104.8 ^{o}C, 130.8 ^{o}C, 156.8 ^{o}C, 182.8 ^{o}C, 208.8 ^{o}C, 234.7 ^{o}C, 260.8 ^{o}C, 286.6 ^{o}C และ 312.7 ^{o}C เมล็ดข้าวเปลือกเคลื่อนที่ผ่านสายอากาศแต่ละตัวเท่ากับ 1.0-10.0 นาที ขณะที่ระดับพลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 20.0 kJ อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกสูงได้ถึง 79.8 ^{o}C, 107.0 ^{o}C, 134 ^{o}C, 161.1 ^{o}C, 188.2 ^{o}C และ 215.2 ^{o}C ใช้เวลาเพียง 10.0-60.0 วินาที และอุณหภูมิจะสูงได้มากที่สุดคือ 161.1 ^{o}C, 269.4 ^{o}C และ 377.8 ^{o}C ในเวลาเพียง 10.0-30.0 วินาที เมื่อไมโครเวฟมีระดับพลังงานเท่ากับ 40.0 kJ ตามลำดับ

ตารางที่ 1 อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือก อุณหภูมิลมร้อนจากสายอากาศแต่ละตัว อุณหภูมิลมผสม อุณหภูมิความร้อนที่เกิดจากไมโครเวฟ และความชื้นสัมพัทธ์จากสายอากาศแต่ละตัว

1.6kJ, Hot air=60°C, Amb=30°C, Init. Temp=30°C, ε'_{eff} = 2, Mixed-air flow rate.=6m/s, Dens=40%, Drying time=1-10Min.

Parameters	Applicator number									
	①	②	③	④	⑤	⑥	⑦	⑧	⑨	⑩
G_{r_i}(°C)	53.0-57.1	54.0-69.4	55.0-82.0	57.8-97.8	58.3-110.0	59.5-120.5	61.5–133.0	63.0–148.0	65.0–156.0	66.8–174.0
T_{out_i}(°C)	53.0-57.1	54.0-69.4	55.0-82.0	57.8-97.8	58.3-110.0	59.5-120.5	61.5–133.0	63.0–148.0	65.0–156.0	66.8–174.0
T_{mix_i}(°C)	52.8-55.9	53.6-65.2	54.3-74.6	56.4–86.5	55.4-95.6	57.8-103.5	59.3–112.9	60.4–124.1	61.9–130.1	63.2–143.6
T_{wave_i}(°C)	0.2–2.2	0.4–4.2	0.7–7.4	1.4–11.3	0.7–14.4	1.7–17.0	2.2–20.1	2.6–23.9	3.1–25.9	3.6–30.4
RHo_{out_i}(°C)	37.1–27.0	28.5–19.5	28.5–15.5	26.9–12.7	25.5–11.5	25.6–10.9	24.4–10.3	25.2–9.9	21.1–9.8	21.1–9.6

4.2 Moisture content

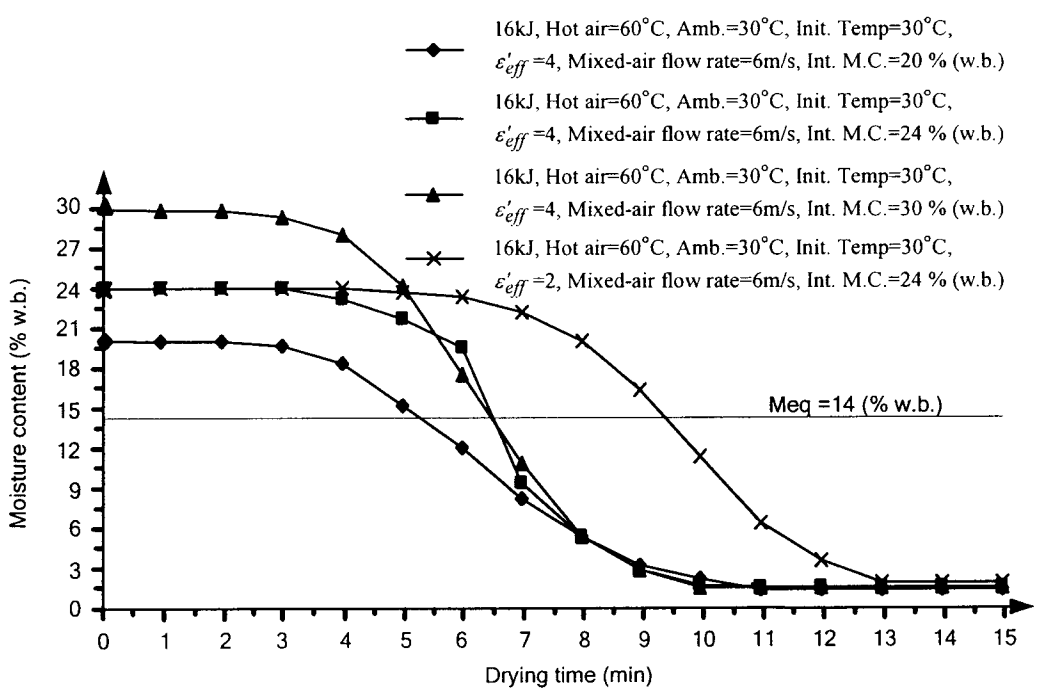
สำหรับผลการลดความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกที่อุณหภูมิและความชื้นสัมพัทธ์ต่างๆ สามารถคำนวณได้จากสมการแบบจำลองของเพจน์ โดยกรณีที่ใช้สายอากาศปล่อยคลื่นจำนวน 2.0 ตัว วางเรียงกันเพื่ออบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นเริ่มต้น 24.0 % (w.b.) ให้ลดลงเหลือ 14.0 % (w.b.) จากการใช้พลังงานไมโครเวฟ 3.2 kJ อุณหภูมิลมร้อน 60.0 ^{o}C อุณหภูมิลมปกติ 30.0 ^{o}C อัตราเร็วลมอุณหภูมิผสม 6.0 m/s อุณหภูมิเริ่มต้นเมล็ดข้าวเปลือก 30.0 ^{o}C จะต้องใช้เวลา 10.0 นาที ซึ่งเมล็ดข้าวเปลือกจะมีอุณหภูมิ 94.4 ^{o}C หากเพิ่มระดับพลังงานไมโครเวฟเป็น 8.0 kJ อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกจะสูงขึ้นเป็น 312.7 ^{o}C ในเวลา 10.0 นาที อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกจะสูงยิ่งขึ้นอีก เมื่อระดับพลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 20.0 kJ แต่ใช้เวลาอบแห้งลดลง 10.0 เท่า และจะใช้เวลาอบแห้งน้อยที่สุดคือ 30.0 วินาที เมื่อทำให้เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิ 377.7 ^{o}C ด้วยพลังงานไมโครเวฟ 40.0 kJ ส่วนกรณีที่ความชื้นเริ่มต้นเมล็ดข้าวเปลือกแตกต่างกันเป็น 19.0 % (w.b.), 24.0 % (w.b.), 30.0 % (w.b.) และ 40.0 % (w.b.) จะใช้เวลาการอบแห้งแตกต่างกันกล่าวคือ เมื่อพลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 3.2 kJ เวลาการอบแห้งในแต่ละกรณีจะเท่ากับ 4.5, 5.8, 7.5 และ 9.5 นาที ตามลำดับ ทำให้ทราบว่าหากเมล็ดข้าวเปลือกมีความชื้นเริ่มต้นสูงจะต้องใช้พลังงานไมโครเวฟสูงหรือต้องใช้เวลาอบแห้งนานหากไมโครเวฟมีพลังงานต่ำ เมื่อปรับความชื้นสมดุลให้สูงขึ้นจาก 14.0 % (w.b.) เป็น 18.0 และ 22.0 % (w.b.) จะใช้เวลาอบแห้งลดลง เนื่องความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกมีค่าใกล้กับความชื้นสมดุล และถ้าความชื้นสมดุลลดลงจาก 14.0 % (w.b.) เป็น 12.0 % (w.b.) ต้องใช้เวลาอบแห้งนานขึ้น เนื่องจากช่วงความชื้นต่ำจะลดลงได้ช้า อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกกับความชื้นสมดุลของอากาศอบแห้งหรือปฏิกิริยาของน้ำในเมล็ดข้าวเปลือก (Water activity) ซึ่งเรียกว่า Water sorption isothermal ทำให้ทราบได้ชัดเจนว่ากรณีอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกด้วยพลังงานไมโครเวฟ 3.2 kJ ในเวลา 5.0 นาที ที่อุณหภูมิ 73.0 ^{o}C ทำให้สามารถลดความชื้นจาก 24.0 % (w.b.) ลงมาเหลือที่จุดสมดุลความชื้น 14.0 % (w.b.) ได้ ถ้าพลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 8.0 kJ เมล็ดข้าวเปลือกต้องมีอุณหภูมิ 130.0 ^{o}C ในเวลา 3.0 นาที ส่วนที่เวลาอบแห้ง 26.0 วินาที ต้องใช้พลังงานไมโครเวฟสูงเท่ากับ 8.0 kJ ที่อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือก 123.0 ^{o}C ยิ่งไปกว่านั้นความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกจะลดลงจาก 24.0 % (w.b.) ลงมาเหลือ 14.0 % (w.b.) ได้รวดเร็วที่สุดคือ 12.0 วินาที เมล็ดข้าวเปลือกต้องมีอุณหภูมิ 183.0 ^{o}C ด้วยพลังงานไมโครเวฟ 40.0 kJ ตามลำดับ ดังแสดงในตารางที่ 2

ตารางที่ 2 การทำนายความชื้นจากแบบจำลองของเพจน์และ Water sorption isothermal

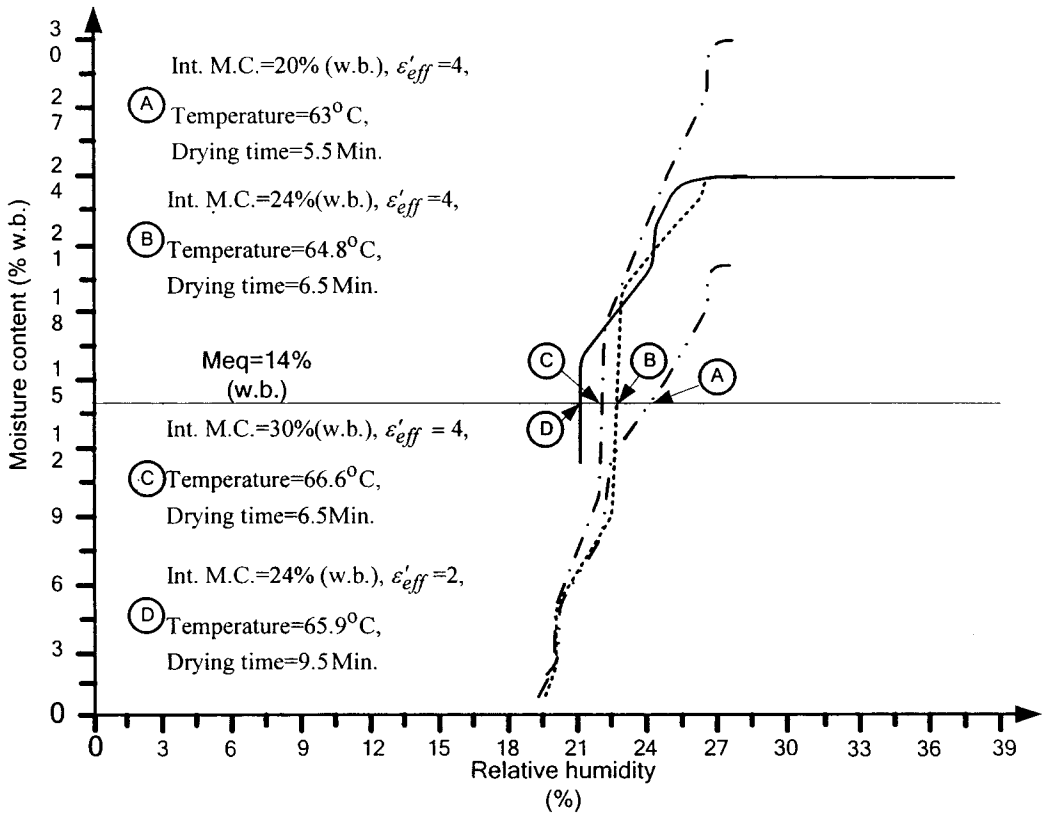
Hot air=60°C, Amb=30°C, ε'_{eff} = 4, Mixed-air flow rate=6m/s, Init. Temp=30°C, Init. M.C.=24%(w.b.), Final M.C.=14%(w.b.)				
Microwave energy (kJ)	Page's model		Water sorption isothermal	
	G_{r_i} (°C)	Drying time	G_{r_i} (°C)	Drying time
3.2	94.4	15.0 Min.	73.0	5.0 Min.
8.0	312.7	10.0 Min.	130.0	3.0 Min.
20.0	215.2.0	1.0 Min.	123.0	26.0 Sec.
40.0	377.7	30.0 Sec.	183.0	12.0 Sec.

กรณีลดความชื้นเมล็ดข้าวเปลือกด้วยระบบอบแห้งอย่างต่อเนื่องระดับนำร่องอุตสาหกรรมที่มีพลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 16.0 kJ อุณหภูมิลมร้อน 60.0 °C อุณหภูมิลมปกติ 30.0 °C อัตราเร็วลมอุณหภูมิผสม 6.0 m/s อุณหภูมิเริ่มต้นเมล็ดข้าวเปลือก 30.0 °C ค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผลของเมล็ดข้าวเปลือกเท่ากับ 4.0 ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือก 4.0 kg ความชื้นเริ่มต้น 20.0 % (w.b.) ทำการอบแห้งเป็นเวลา 15.0 นาที เมื่อพิจารณาเส้นโค้งความชื้นพบว่าจะเกิดบริเวณช่วงเวลาเกิดความร้อน (Heating zone) ประมาณ 2.0 นาที ช่วงเวลาอบแห้ง (Drying zone) 3.5 นาที อัตราอบแห้งลดลงช่วงที่ 1 (First falling rate) ประมาณ 2.5 นาที และช่วงที่อัตราอบแห้งลดลงช่วงที่ 2 (Second falling rate) ประมาณ 3.5 นาที จุดวิกฤติ (Critical point) เกิดขึ้นที่เวลาเท่ากับ 7.8 นาที ความชื้นลดลงมาที่ 14.0 % (w.b.) ได้ในเวลา 5.3 นาที หากความชื้นเริ่มต้นมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 24.0 % (w.b.) ช่วงเวลาการเกิดความร้อนจะนานขึ้นเป็น 3.0 นาที ช่วงเวลาอบแห้ง 3.5 นาที จุดวิกฤตเกิดขึ้นเมื่อเวลาผ่านไป 7.8 นาทีเท่ากัน ส่วนกรณีที่ความชื้นเริ่มต้นสูงเท่ากับ 30.0 % (w.b.) กลับพบว่าช่วงเวลาการให้ความร้อนเท่ากับ 2.0

นาที และช่วงเวลาการอบแห้งเท่ากับ 3.0 นาที ช่วงอัตราการอบแห้งลดลงทั้งสองช่วงเกิดที่เวลาระหว่าง 5.0-11.0 นาที และต้องใช้เวลา 6.7 นาที จึงจะลดความชื้นลงมาให้เท่ากับ 14.0 % (w.b.) ตามลำดับ และถ้าค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผลของเมล็ดข้าวเปลือกลดลงเท่ากับ 2.0 ความชื้นเริ่มต้นเท่ากับ 24.0 % (w.b.) ทำให้เกิดช่วงเวลาการให้ความร้อนและช่วงเวลาการอบแห้งนานกว่ากรณีอื่นคือ 5.0 นาที กับ 4.0 นาที ช่วงอัตราการอบแห้งลดลงช่วงละ 2.0 นาที ซึ่งต้องใช้เวลา 9.5 นาที จึงลดความชื้นได้เท่ากับ 14.0 % (w.b.) ดังแสดงในรูปที่ 4 ก) และเมื่อพิจารณาเส้น Water sorption isothermal ตามรูปที่ 4 ข) กรณีที่เหมาะสมสำหรับการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นเริ่มต้น 20.0 % (w.b.) ให้ลดลงมาที่ตำแหน่งสมดุลความชื้น 14.0 % (w.b.) เมล็ดข้าวเปลือกต้องมีอุณหภูมิ 63.0 ^{o}C ในเวลาอบแห้ง 5.5 นาที คือที่ตำแหน่งจุด Ⓐ หากความชื้นเริ่มต้นเป็น 24.0 % (w.b.) ตำแหน่งจุด Ⓑ เป็นตำแหน่งที่ใช้เวลาอบแห้ง 6.5 นาที ที่อุณหภูมิ 64.8 ^{o}C และใช้เวลาอบแห้งเท่ากับ 6.5 นาทีเท่ากัน ตำแหน่งจุด Ⓒ คือตำแหน่งที่เมล็ดข้าวเปลือกมีความชื้นเริ่มต้นสูงเท่ากับ 30.0 % (w.b.) ด้วยอุณหภูมิเท่ากับ 66.6 ^{o}C ส่วนตำแหน่งจุด Ⓓ คือตำแหน่งที่ใช้เวลาการอบแห้งจะนานที่สุดคือ 9.5 นาที จากอุณหภูมิ 65.9 ^{o}C เมื่อเมล็ดข้าวเปลือกมีความชื้นเริ่มต้น 24.0 % (w.b.) แต่มีค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผลของเมล็ดข้าวเปลือกเท่ากับ 2.0 ตามลำดับ



ก)



ข)

รูปที่ 4 เส้นโค้งความชื้นและค่าความร้อนจากการดูดกลืนของน้ำ
ก) เส้นโค้งความชื้นเริ่มต้นต่างกัน ข) ค่าความร้อนจากการดูดกลืนของน้ำ

ผลการทำนายความชื้นและกราฟค่าความร้อนจากการดูดกลืนของน้ำแสดงให้เห็นว่าเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นสูงจะใช้อุณหภูมิและเวลาในการอบแห้งมากกว่าเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นต่ำ ขณะที่ค่าความร้อนจากการดูดกลืนของน้ำจะบอกถึงอุณหภูมิอบแห้งและเวลาที่เหมาะสมในเงื่อนไขต่างๆ เพื่อลดความชื้นจากปริมาณสูงให้ลดลงมาอยู่ในเกณฑ์มาตรฐานกำหนดคือ 14.0 % (w.b.) แต่จะสังเกตได้ว่าความชื้นสัมพัทธ์ของอากาศร้อนบริเวณรอบๆเมล็ดข้าวเปลือกจะอยู่ระหว่าง 21.0 %-24.0 % แสดงว่ากลไกที่ทำให้ความชื้นภายในเมล็ดข้าวเปลือกต่ำกว่าความชื้นสัมพัทธ์ของอากาศร้อนบริเวณรอบๆเมล็ดข้าวเปลือกเกิดจากพลังงานไมโครเวฟทำให้เกิดความร้อนขึ้นบริเวณภายในเมล็ดข้าวเปลือก

4.3 Diffusion coefficient

ค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ความชื้นภายในเมล็ดข้าวเปลือกเป็นตัวแปรที่สำคัญอย่างหนึ่งถึงการไกการแพร่ความชื้นจากภายในสู่ภายนอกเมล็ดข้าวเปลือกจากการได้รับพลังงานความร้อนที่อุณหภูมิต่างๆ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสัมประสิทธิ์การแพร่ความชื้นจะมีค่าสูงขึ้นตามอุณหภูมิที่สูงขึ้น โดยในกรณีนี้ค่าสัมประสิทธิ์มีค่าระหว่าง 9.3×10^{-11}-2.6×10^{-9} m^2/s ที่อุณหภูมิตั้งแต่ 76.9-234.4°C และมีค่าระหว่าง 4.9×10^{-11}-9.5×10^{-10} m^2/s เมื่ออุณหภูมิ 57.1-174.0°C ดังนั้นกรณีที่เมล็ดข้าวเปลือกมี

อุณหภูมิ 63.0°C, 64.8°C, 66.6°C และ 65.9°C สัมประสิทธิ์การแพร่ความชื้นจะมีค่าเท่ากับ $5.3\times10^{-10}\,m^2/s$, $5.6\times10^{-10}\,m^2/s$, $6.8\times10^{-10}\,m^2/s$ และ $6.7\times10^{-10}\,m^2/s$ ตามลำดับ

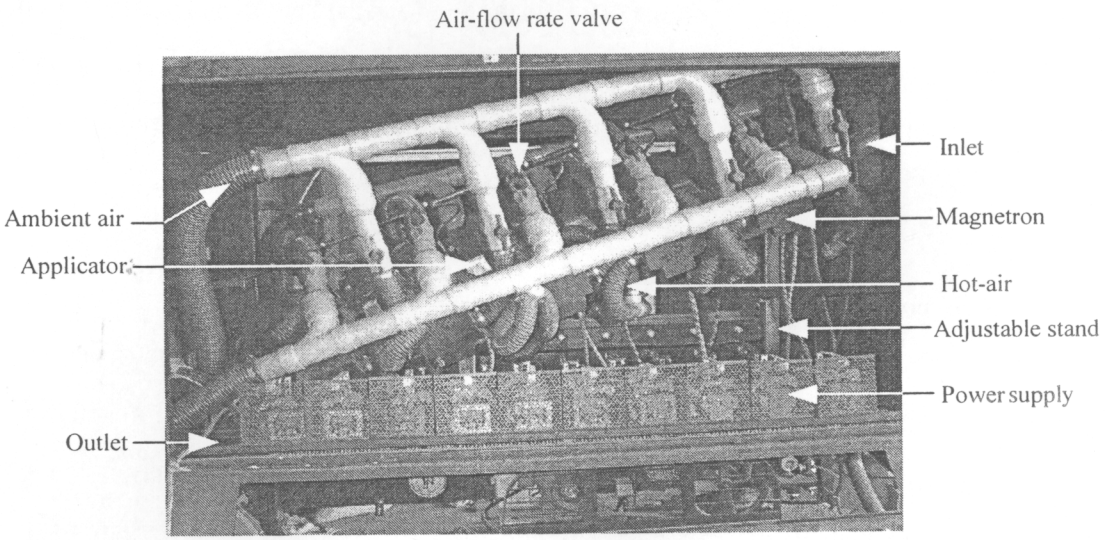
4.4 Dry matter loss

ค่าการสูญเสียการอบแห้งที่คำนวณจากสมการที่ (9) โดยการแทนค่าอุณหภูมิและความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกที่เวลาต่างๆ หรือสามารถหาได้จากอัตราส่วนระหว่างค่าพลังงานที่ใช้ในการคำนวณกับค่าพลังงานสิ้นเปลืองในการทดลอง ดังนั้นในงานนี้ค่าพลังงานไมโครเวฟที่ใช้คำนวณเท่ากับ 16.0 kJ ส่วนค่าพลังงานสิ้นเปลืองในการทดลองที่รวมเอาค่าพลังงานสิ้นเปลืองของอุปกรณ์อื่นๆไว้ด้วยมีเท่ากับ 18.4 kJ จึงทำให้ค่าการสูญเสียการอบแห้งเท่ากับ 0.87 %

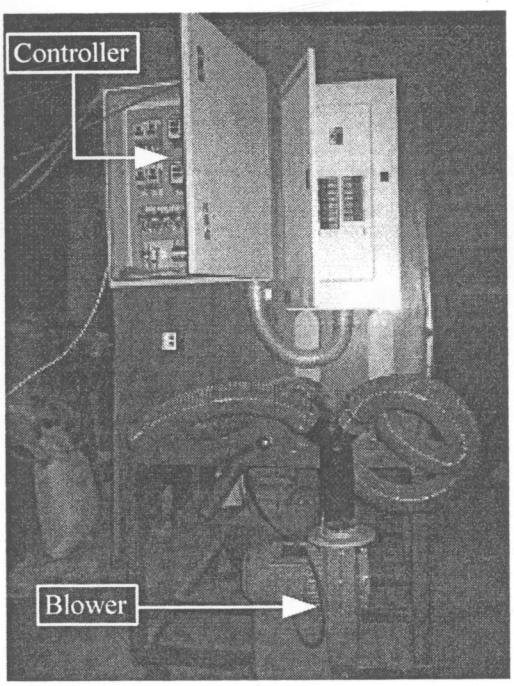
5. Experiment result

ระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมประกอบด้วยสายอากาศปล่อยคลื่นจำนวน 10.0 ตัว วางเรียงให้แถวลำดับร่องเยื้องกันบนแท่นยึดที่สามารถปรับมุมเอียงกับพื้นดิน $\theta = 25.0^\circ$ สายอากาศถูกป้อนคลื่นไมโครเวฟจากหลอดแมกนิตรอนขนาด 800.0 W จำนวน 20.0 ตัว โดยแมกนิตรอนมีประสิทธิภาพประมาณ 65.0 % ดังนั้นพลังงานเอาท์พุทไมโครเวฟรวมจึงมีค่าประมาณ 11.0 kJ ขณะที่พัดลมไฟฟ้าแรงดันสูงจะทำหน้าที่ในการระบายความร้อนจากหลอดแมกนิตรอนได้เป็นลมร้อนอุณหภูมิ 56.5°C แล้วป้อนกลับเข้าไปภายในระบบอบแห้งกับทำหน้าที่เป่าให้เมล็ดข้าวเปลือกฟุ้งกระจายด้วยอุณหภูมิปกติเท่ากับ 31.0°C กลายเป็นลมอุณหภูมิผสมที่มีอัตราเร็ว 7.8 m/s ด้วยการปรับวาล์วดังแสดงในรูปที่ 5 ก) การทำงานของระบบอบแห้งจะสัมพันธ์กันทุกส่วนจากวงจรควบคุมระบบไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 5 ข) อบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นเริ่มต้น 26.6 % (w.b.) และอุณหภูมิเริ่มต้น 31.0°C ไหลผ่านระบบภายในเวลา 10.0 นาที ทำให้เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิสูงสุดเท่ากับ 87.5°C ความชื้นสัมพัทธ์เท่ากับ 19.2 % ความชื้นลดลงเหลือ 14.2 % (w.b.) และมีปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้งเท่ากับ 28.0 $kg_{dry\ solid}/hr$ สิ้นเปลืองพลังงานเท่ากับ 0.66 $kJ/kg_{dry\ solid}$ ผลลัพธ์จากการทดลองได้นำกลับไปคำนวณตามเงื่อนไขเดียวกัน พบว่าเมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิสูงสุด 77.8°C ความชื้นสัมพัทธ์ 19.7 % ความชื้นสุดท้าย 13.7 % (w.b.) และได้ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือก 24.0 $kg_{dry\ solid}/hr$ สิ้นเปลืองพลังงานเท่ากับ 0.77 $kJ/kg_{dry\ solid}$ ดังแสดงในรูปที่ 6 เมื่อนำอุณหภูมิและความชื้นสัมพัทธ์หรือปฏิกิริยาของน้ำในเมล็ดข้าวเปลือกไปคำนวณหาค่าความขาวของเมล็ดข้าวเปลือก พบว่าค่าความขาวของเมล็ดข้าวเปลือกมีค่าเป็น W =85.0 Hunter b unit ตลอดเวลาการอบแห้ง 10.0 นาที ขณะที่ผลการทดสอบวัดค่าความขาวจากห้องปฏิบัติการมีค่าเท่ากับ 81.5 Hunter b unit [47] ผลการคำนวณกับผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าอุณหภูมิสูงสุดในเมล็ดข้าวเปลือกมีความแตกต่างกัน 9.7°C คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ค่าผิดพลาดได้ร้อยละ 11.1 % ความชื้นสัมพัทธ์แตกต่างกัน 0.5 % ผิดพลาดร้อยละ 2.5 % ความชื้นสุดท้าย

แตกต่างกัน 0.5 % ผิดพลาดร้อยละ 3.5 % ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกแตกต่างกัน 4.0 kg/hr ผิดพลาดร้อยละ 14.3 % การสิ้นเปลืองพลังงานแตกต่างกัน 0.11 $kJ/kg_{dry\ solid}$ ผิดพลาดร้อยละ 14.3 % และค่าความขาวแตกต่างกัน 3.5 Hunter *b* unit/Day ผิดพลาดร้อยละ 4.1 % ตามลำดับ



ก)

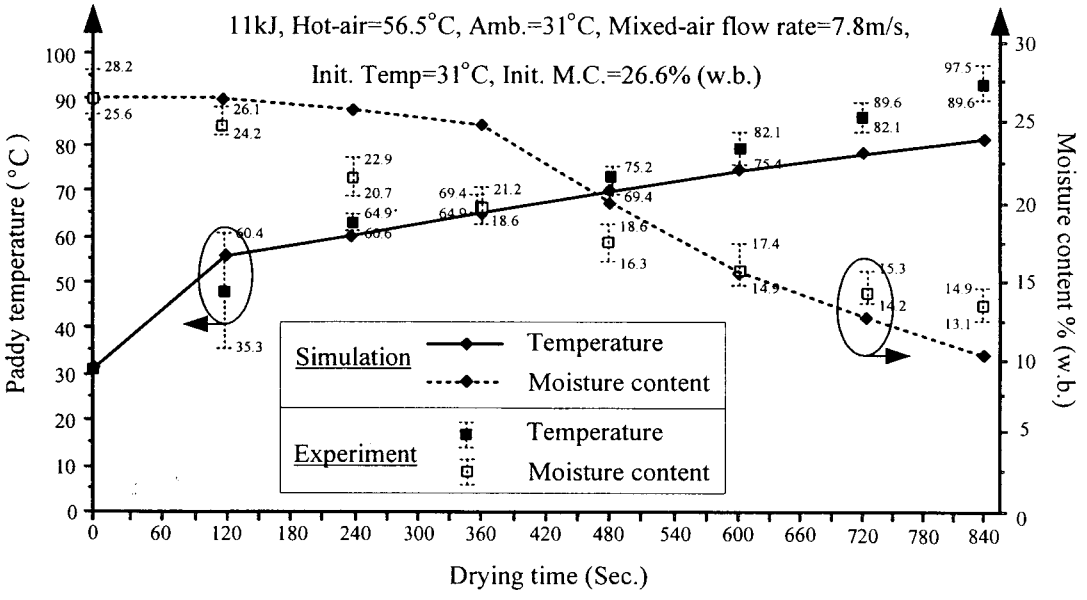


ข)

รูปที่ 5 เครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องระดับนำร่องอุตสาหกรรม

ก) ส่วนประกอบภายในระบบอบแห้ง

ข) ส่วนประกอบภายนอกระบบอบแห้ง



รูปที่ 6 เปรียบเทียบผลของอุณหภูมิและความชื้นระหว่างการคำนวณกับการทดลอง

ผลการคำนวณและการทดลองได้แสดงให้เห็นแล้วว่าแนวคิดในการพัฒนาระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมที่ได้เริ่มจากการวิเคราะห์ภายในห้องปฏิบัติการมีความสามารถนำไปใช้งานได้ดีในระดับหนึ่ง สมการวิเคราะห์ต่างๆมีความสอดคล้องกับเงื่อนไขการใช้งานจริงและสามารถนำมาอธิบายกลไกการอบแห้งได้พอสมควร ถึงแม้ว่าจะมีค่าผิดพลาดเกิดขึ้นบ้างเล็กน้อย สาเหตุน่าจะมาจากค่าของตัวแปรต่างๆที่ใช้ในการคำนวณ อุณหภูมิได้แก่ ค่าความจุความร้อนอากาศแห้ง ค่าความจุความร้อนจำเพาะของเมล็ดข้าวเปลือก ค่าความจุความร้อนของไอน้ำ ความร้อนแฝงของไอน้ำ อัตราส่วนของมวลเมล็ดข้าวเปลือกแห้งกับมวลอากาศแห้ง การสูญเสียพลังงานความร้อนและการสูญเสียพลังงานไฟฟ้าของระบบที่ได้ตัดทิ้งไป ความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อน ความชื้นสัมพัทธ์ของลมอุณหภูมิผสม ความหนาแน่นของข้าวเปลือก ค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผล ตลอดจนค่าคงที่ต่างๆซึ่งเป็นค่าโดยประมาณทั่วไป เป็นต้น ซึ่งค่าเหล่านี้จะแปรผันตามอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ทำให้ค่าอุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือกและอากาศแวดล้อมมีค่าผิดพลาดเกิดขึ้น ซึ่งจะส่งผลโดยตรงกับค่าความชื้นสุดท้ายและค่าความขาวของเมล็ดข้าวเปลือก ขณะที่เงื่อนไขในการทดลองไม่สามารถกำหนดให้เป็นเงื่อนไขเดียวกับการคำนวณได้ทั้งหมด ตัวอย่างเช่น ระดับพลังงานไมโครเวฟ อุณหภูมิลมร้อนและลมปกติ อัตราเร็วของลม อัตราเร็วการเคลื่อนที่เมล็ดข้าวเปลือก มุมระนาบเอียงของระบบอบแห้ง ส่วนลำดับขั้นตอนการทดลองวัดผลของอุณหภูมิ ความชื้นสัมพัทธ์ ความชื้นเริ่มต้น และความชื้นสุดท้ายในเมล็ดข้าวเปลือกอาจจะมีตำแหน่งช่วงเวลา และจำนวนการสุ่มตัวอย่างเมล็ดข้าวเปลือกที่ไม่แม่นยำตามเงื่อนไขทั้งหมด ผนวกกับค่าความผิดพลาดของเครื่องมือวัดที่มีส่วนเกี่ยวข้องในการแสดงผลลัพธ์ด้วยเช่นกัน

อย่างไรก็ตามยังมีความเป็นไปได้ที่จะนำเครื่องอบแห้งดังกล่าวนี้ไปใช้ในระดับอุตสาหกรรม ซึ่งจะเป็นทางเลือกอีกวิธีหนึ่งที่น่าสนใจ กล่าวคือหากจะนำไปใช้อบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นเริ่มต้น 26.6 % (w.b.) ให้ลดลงเหลือ 14.0 % (w.b.) ในปริมาณ 1.0 $ton_{dry\ solid}/h$ จะต้องใช้พลังงานสิ้นเปลืองรวมทั้งหมดเท่ากับ 662.4 kJ แบ่งออกเป็นพลังงานจากไมโครเวฟ 396.0 kJ และพลังงานจากอุปกรณ์อื่น 266.4 kJ (คิดจากกรณีสภาพการใช้งานจริงที่แต่ละเครื่องมีสายอากาศปล่อยคลื่นจำนวน 10.0 ตัว ติดตั้งหลอดแมกนิตรอนขนาด 800.0 W จำนวน 20.0 หลอด แต่ละหลอดมีประสิทธิภาพ 65.0 % ได้พลังงานไมโครเวฟเอาท์พุตรวม 11.0 kJ พลังงานจากอุปกรณ์อื่นๆ 7.4 kJ ซึ่งจะสิ้นเปลืองพลังงานรวมเครื่องละ 18.4 kJ ดังนั้นจะต้องใช้เครื่องอบแห้งระดับนำร่องอุตสาหกรรมมาต่อขนานกันจำนวน 36.0 เครื่อง หรืออาจจะนำมาต่อเรียงอนุกรมกันได้ แต่มีข้อจำกัดที่ระบบอบแห้งจะมีความยาวมากโดยจะต้องใช้หลอดแมกนิตรอนขนาด 800 W จำนวนอย่างน้อย 720.0 ตัว และระบบจะมีความยุ่งยากซับซ้อนในการติดตั้งพัดลมไฟฟ้าที่ใช้ระบายความร้อนให้หลอดแมกนิตรอนกับเป่าให้เมล็ดข้าวเปลือกฟุ้งกระจาย ข้อดีของการอบแห้งวิธีนี้คือความร้อนในเมล็ดข้าวเปลือกเกิดขึ้นได้รวดเร็วจากระดับพลังงานไมโครเวฟต่ำเพียง 396.0 kJ/ton เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิสูงเพียงพอและทั่วถึงสม่ำเสมอ ลมร้อนได้มาจากการระบายความร้อนของหลอดแมกนิตรอน และหลอดแมกนิตรอนสามารถหาซื้อได้ง่ายและมีราคาถูก อีกกรณีหนึ่งคือการใช้เครื่องอบแห้งที่มีพลังงานไมโครเวฟเครื่องละประมาณ 26.0 kJ จำนวน 15.0 เครื่อง จากหลอดแมกนิตรอนตัวละ 2.0 kW (มีประสิทธิภาพ 65.0 % เท่ากัน) จำนวน 390.0 ตัว หรือใช้เครื่องอบแห้งที่มีพลังงานไมโครเวฟเครื่องละประมาณ 65.0 kJ จำนวน 6.0 เครื่อง ด้วยหลอดแมกนิตรอนตัวละ 5.0 kW จำนวน 120.0 ตัว และหากใช้หลอดแมกนิตรอนขนาด 10.0 kW จะต้องใช้จำนวน 60.0 ตัว ซึ่งจะลดจำนวนเครื่องอบแห้งลงเหลือ 3.0 เครื่อง มีพลังงานไมโครเวฟเครื่องละ 130.0 kJ ซึ่งจะสามารถลดความยุ่งยากในการสร้างลงได้มาก แต่การใช้แมกนิตรอนที่ขนาดกำลังงานสูงนอกจากจะมีราคาแพงแล้ว ยังมีความยุ่งยากในการระบายความร้อนซึ่งจะทำให้สูญเสียปริมาณลมร้อนไปบางส่วน และที่สำคัญเมล็ดข้าวเปลือกจะมีอุณหภูมิสูงขึ้นอย่างรวดเร็วอันจะให้คุณภาพเมล็ดข้าวเปลือกเสียหายได้ สำหรับกรณีที่ใช้เครื่องอบแห้งจำนวน 36.0 เครื่องนำมาต่อขนานหรืออนุกรมกันโดยเปลี่ยนแมกนิตรอนจากขนาด 800.0 W เป็น 2.0 kW, 5.0 kW หรือ 10.0 kW เพื่อลดจำนวนแมกนิตรอนจะต้องอาศัยอุปกรณ์แบ่งกำลังงานไปยังสายอากาศแต่ละตัวซึ่งจะก่อให้เกิดความซับซ้อนในการออกแบบสร้างระบบอบแห้งยิ่งขึ้น

เมื่อเปรียบเทียบกับการอบแห้งด้วยวิธีสเป้าเตดเบดที่มีปริมาณเมล็ดข้าวเปลือก 3,500 kg/h จากพลังงานความร้อนต่ำสุด 3.1 MJ/kg_{water} พบว่าหากใช้วิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือก 3,500 kg/h เท่ากันจะใช้พลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 2.32 MJ/kg_{water} ซึ่งใช้พลังงานต่ำกว่า 0.78 MJ/kg_{water} หรือต่ำกว่า 25.0 % ขณะที่วิธีฟลูอิไดซ์เบดอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกปริมาณ 100.0 kg/hr ใช้พลังงานความร้อน 7.2 MJ/kg_{water} ถ้าใช้วิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดจะใช้พลังงานเพียง 66.3 kJ/kg_{water} คิดเป็นเปอร์เซ็นต์เพียง 0.93 % หรือหากใช้พลังงานความร้อน 5.1

MJ/kg_{water} อบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกด้วยวิธีฟลูอิไดซ์เบดที่มีปริมาณ 150 $kg_{dry\ solid}/h$ เมื่อใช้วิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดจะใช้พลังงานต่ำกว่าเท่ากับ 1.45 MJ/kg_{water} คือใช้พลังงาน 3.65 MJ/kg_{water} หรือเท่ากับ 71.5 % หรืออบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกจากความชื้นเริ่มต้นระหว่าง 20.0-26.0 % ให้ได้ความชื้นสุดท้ายระหว่าง 18.0-21.1 % ใช้พลังงานความร้อน 5.07-5.55 MJ/kg_{water} ได้ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกระหว่าง 2.3-7.9 ton/h เมื่อใช้วิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดจะใช้พลังงาน 1.52-5.23 MJ/kg_{water} ต่ำกว่า 5.76-70.0 % หากเมล็ดข้าวเปลือกมีความชื้นเริ่มต้นต่ำลงระหว่าง 18.0-21.1 % แล้วอบแห้งให้ความชื้นสุดท้าย 15.3-15.5 % ใช้พลังงานความร้อนระหว่าง 5.36-6.89 MJ/kg_{water} ถ้าใช้วิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดจะใช้พลังงานเพียง 1.52-5.23 MJ/kg_{water} ต่ำกว่า 24.1-71.6 % และถ้าอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกความชื้นเริ่มต้น 23.6 % ให้ลดลงมาเหลือความชื้นสุดท้ายเท่ากับ 13.6 % ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือก 30,000 ton/year หรือ 10.4 ton/h (8 h/Day of drying period) ด้วยวิธีฟลูอิไดซ์เบดแบบ LSU (Large Scale Unit) ที่ใช้พลังงานความร้อน 8.295 MJ/kg_{water} หากใช้วิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดจะใช้พลังงานเพียง 6.888 MJ/kg_{water} ซึ่งต่ำกว่า 16.9 %

ส่วนการอบแห้งข้าวนึ่ง 15.0 kg/h ที่อุณหภูมิ 140.0 ^{o}C ความชื้นเริ่มต้น 28.0-32.0 % (w.b.) ความชื้นสุดท้าย 13.3-13.8 % (w.b.) พลังงานความร้อน 1.52 MJ/kg , 1.55 MJ/kg และ 1.9 MJ/kg ใช้วิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดจะใช้พลังงาน 307.5 kJ/kg หรือใช้พลังงานเพียง 20.0 %, 19.8 % และ 16.2 % ตามลำดับดังแสดงในตารางที่ 3

Dryer	Initial M.C.	Final M.C.	Capacity	Temperature (°C)	Energy consumption (MJ/kg_{water})	Energy saved (%)	Reference
Spouted bed	25.0%(d.b.)	14.0%(d.b.)	3.5 t/h	80.0 – 160.0	3.1, 3.8	25.0, 39.0	Madhijanon et al.(2001)
Fluidised bed Microwave				87.5	2.32		
Fluidised bed	0.43 $kg/kg_{d.b.}$	0.22 $kg/kg_{d.b.}$	100.0 kg/h	100.0 – 160.0	7.2	90.0	Soponronnarit et al.(2006)
Fluidised bed Microwave				87.5	0.063		
Fluidised bed	28.0% (d.b.)	24.6-24.3% (d.b.)	150 $kg_{dry\ solid}$/h	110.0	5.1	28.5	Nimmol and Devahastin (2010)
Fluidised bed Microwave				87.5	3.65		
Fluidised bed	20.0-26.0% (d.b.)	18.0-21.1% (d.b.)	2.3 – 7.9 t/h	150.0	5.07, 5.55	70.0, 5.76	Prachayawarakorn et al.(2005)
Fluidised bed Microwave				87.5	1.52, 5.23		
Fluidised bed	18.0-21.1% (d.b.)	15.3-15.5% (d.b.)	2.3 – 7.9 t/h	150.0	5.36, 6.89	71.6, 24.1	Prachayawarakorn et al.(2005)
Fluidised bed Microwave				87.5	1.52, 5.23		
Fluidised bed and LSU	23.6%	13.6%	10.4 t/h	50.4 – 60.4	8.295	16.9	Jittanit et al.(2010)
Fluidised bed Microwave				87.5	6.888		
Mechanical	28.0-32.0% (w.b.)	13.3-13.8% (w.b.)	15.0kg/h	140.0	1.52, 1.55, 1.9	80.0, 80.2, 83.8	Varadharaju and Sreenarayanan (2004)
Fluidised bed Microwave				87.5	0.3075		

6. Conclusions

ระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมได้พัฒนามาจากระบบอบแห้งภายในห้องปฏิบัติการที่ใช้สายอากาศปล่อยคลื่นจำนวน 10.0 ตัว วางเรียงให้แถวลำดับร่องเยื้องกันบนระนาบมุมเอียงกับพื้นดิน ป้อนพลังงานไมโครเวฟ ลมร้อนและลมอุณหภูมิปกติ โดยการปรับเปลี่ยนระดับพลังงานไมโครเวฟ อุณหภูมิลมร้อน อุณหภูมิลมปกติ อัตราเร็วลมอุณหภูมิผสม ความชื้นเริ่มต้น ความชื้นสมดุล คาบเวลาการอบแห้งของสายอากาศปล่อยคลื่นแต่ละตัว เพื่อคำนวณหาเงื่อนไขการการอบแห้งที่เหมาะสมได้แก่ ระดับพลังงานไมโครเวฟ อุณหภูมิลมผสม อุณหภูมิสูงสุดของเมล็ดข้าวเปลือก ความชื้นสัมพัทธ์ของอากาศร้อน ความชื้นสุดท้ายของเมล็ดข้าวเปลือก คาบเวลาการอบแห้ง ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้ง ตลอดจนคุณภาพด้านความขาวของเมล็ดข้าวเปลือกจากการปรับปรุงสมการสมดุลพลังงาน สมการทำนายความชื้นของเพจน์ สมการสัมประสิทธิ์การแพร่ความชื้น สมการสูญเสียการอบแห้งและสมการความขาวของเมล็ดข้าวเปลือก จนทำให้ได้เครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมต้นแบบที่เหมาะสม และยังสามารถนำไปพัฒนาเป็นเครื่องอบแห้งระดับอุสาหกรรมที่มีสมรรถนะสูงและสิ้นเปลืองพลังงานต่ำได้อีกด้วย

ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิจัยดังนี้

ปัจจุบันกำลังเขียนบทความเพื่อส่งไปนำเสนอขอตีพิมพ์ที่ Journal of food engineering

ความคิดเห็นของผู้วิจัย

ที่ผ่านมาผู้วิจัยได้พยายามศึกษาปัญหาของกระบวนการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดภายในห้องปฏิบัติการ จนสามารถพัฒนาเป็นเครื่องอบแห้งนำร่องอุตสาหกรรมได้สำเร็จ และยังได้แนวทางการพัฒนาเป็นเครื่องอบแห้งระดับอุตสาหกรรมที่มีประสิทธิภาพและประหยัดพลังงาน

References

[1.] J. M. Beeny and Chin Shin Ngin, "Multipass Drying of Paddy (Rice) in the Humid Tropics," Journal of Agricultural Engineering Research, Vol. 15(4), pp. 364-374, 1970.

[2.] A. P. Mossman, "A Review of Basic Concepts in Rice Drying Research," Critical Riving in Food Science and Nutrition, vol.25, no.1, pp.49-70, 1986.

[3.] S. K. Das and Y. Kumar, "Design and Performance of a Solar Dryer with Vertical Collector Chimney Suitable for Rural Application," Energy Conversion Management, Vol. 29, No. 2, pp. 129-135, 1989.

[4.] A. Chakraverty and S. K. Das, "Development of a Two-Directional Air Flow Paddy Dryer Coupled with An Integrated Array of Solar Air Heating Modules," Energy Conversion Management, Vol. 33, No. 3, pp. 183-190, 1992.

[5.] A. Putranto, Xiao Dong Chen, Zongyuan Xiao and P. A. Webley, "Mathematical Modeling of Intermittent and Convective Drying of Rice and Coffee using the Reaction Engineering Approach (REA)," Journal of Food Engineering, Vol. 105, pp. 638-646, 2011.

[6.] Y. Tirawanichakul, S. Prachayawarakorn, W. Varanyanond and S. Soponronnarit, "Simulation and Grain Quality for In-Store Drying of Paddy," Journal of Food Engineering, Vol. 64, pp. 405-415, 2004.

[7.] Witinantakit, K.; Prachayawarakorn, S.; Nathakaranakule, A.; Soponronnarit, S. Paddy Drying Using Adsorption Technique: Experiments and Simulation. Drying Technology, Vol. 24, pp. 609-617, 2006.

[8.] P. Bunyawanichakul, G. J. Walker, J. E. Sargison and P. E. Doe, "Modeling and Simulation of Paddy Grain (Rice) Drying in a Simple Pneumatic Dryer," Biosystems Engineering, Vol. 96(3), pp. 335-344, 2007.

[9.] Witinantakit, K.; Prachayawarakorn, S.; Nathkaranakule, A.; Soponronnarit, S. Multi-Pass Sorption Drying of Paddy Using Rice Husk Adsorbent: Experiments and Simulation. Drying Technology, Vol. 27(2), pp. 226-236, 2009.

[10.] Sunthonvit, N.; Srzednicki, G.; Craske, J. Effects of High-Temperature Drying on the Flavor Components in Thai Fragrant Rice. Drying Technology, Vol. 23, pp. 1407-1418, 2005.

[11.] Prachayawarakorn, S.; Tia, W.; Poopaiboon, K.; Soponronnarit, S. Comparison of Pulsed and Conventional Fluidised-bed Dryers. Journal Stored Products Research, Vol. 41, pp.

479-497, 2005.

[12.] Taechapairoj, C.; Prachayawarakorn, S.; Soponronnarit, S. Characteristics of Rice Dried in Superheated-Steam Fluidized-Bed. Drying Technology, Vol. 22(4), pp. 719-743, 2004.

[13.] Thakur, A. K.; Gupta, A. K. Stationary versus Fluidized-Bed Drying of High-Moisture Paddy with Rest Period. Drying Technology, Vol. 24, pp. 1443-1456, 2006.

[14.] W. Rordprapat, A. Nathakaratanakule, W. Tia and S. Soponronnarit, "Comparative Study of Fluidized Bed Paddy Drying using Hot Air and Superheated Steam," Journal of Food Engineering, Vol. 71, pp. 28-36, 2005.

[15.] S. Prachayawarakorn, W. Tia, K. Poopaiboon and S. Soponronnarit, "Comparison of Performance of Pulsed and Convectional Fluidized-bed Dryers," Journal of Stored Products Research, Vol. 41, pp. 479-497, 2005.

[16.] C. Taechapairoj, I. Dhuchakalla, S. Soponronnarit, S. Wetchacama and S. Prachayawarakorn, "Superheated Steam Fluidized Bed Paddy Drying," Journal of Food Engineering, Vol. 58, pp. 67-73, 2003.

[17.] C. Taechapairoj, S. Prachayawarakorn and S. Soponronnarit, "Modeling of Parboiled Rice in Superheated-Steam Fluidized Bed," Journal of Food Engineering, Vol. 76, pp. 411-419, 2006.

[18.] C. Nimmol and S. Devahastin, "Evaluation of Performance and Energy Consumption of an Impinging Stream Dryer for Paddy," Applied Thermal Engineering, Vol. 30, pp. 2204-2212, 2010.

[19.] G. Elbert, M. P. Tolaba and C. Suárez, "Effects of Drying Conditions on Head Rice Yield and Browning Index of Parboiled Rice," Journal of Food Engineering, Vol. 47, pp. 37-41, 2001.

[20.] J. M. Frías, L. Foucat, J. J. Bimbenet and C. Bonazzi, "Modeling of moisture Profile in Paddy Rice During Drying Mapped with Magnetic Resonance Imaging," Chemical Engineering Journal, Vol. 86, pp. 173-178, 2002.

[21.] M. Izadifar, Oon-Doo Baik and C. J. Simonson, "Modeling of the Packed Bed Drying of Paddy Rice using the Local Volume Averaging (LVA) Approach," Food Research International, Vol. 39, pp. 712-720, 2006.

[22.] A. Zomorodian, D. Zare and H. Ghasemkhani, "Optimization and Evaluation of a Semi-Continuous Solar Dryer for Cereals (Rice, etc)," Desalination, Vol. 209, pp. 129-135, 2007.

[23.] N. Meeso, A. Nathakaranakule, T. Madhiyanon and S. Soponronnarit, "Modeling of Far-Infrared Irradiation in Paddy Drying Process," Journal of Food Engineering, Vol. 78, pp. 1248-1258, 2007.

[24.] I. C. Kemp and Q. Sohet, "Scale-Up, Optimization, and Control of Industrial Batch Fluidized Bed Dryers using Multilevel Theoretical Models," An International Journal of Drying Technology, Vol. 28, pp. 710-722, 2010.

[25.] S. Soponronnarit, S. Prachayawarakorn and W. Rordprapat, A. Nathakaranakule and Warunee Tia, "A Superheated-Steam Fluidized-Bed Dryer for Parboiled Rice: Testing of a Pilot Scale and Mathematical Model Development," An International Journal of Drying Technology, Vol. 24, pp. 1457-1467, 2006.

[26.] J. Berghel and R. RenstrÖm, "Basic Design Criteria and Corresponding Results Performance of a Pilot-Scale Fluidized Superheated Atmospheric Condition Steam Dryer," Biomass and Bioenergy, Vol. 23, pp. 103-112, 2002.

[27.] L. Hung-Nguyen, R. H. Driscoll and G. Srzednicki, "Drying of High Moisture Content Paddy in a Pilot Scale Triangular Spouted Bed Dryer," An International Journal of Drying Technology, Vol. 19(2), pp. 375-387, 2001.

[28.] T. Madhijanon, S. Soponronnarit and Warunee Tia, "Industrial-Scale Prototype of Continuous Spouted Bed Paddy Dryer," An International Journal of Drying Technology, Vol. 19(1), pp. 207-216, 2001.

[29.] W. Jittanit, N. Saeteaw and A. Charoenchaisri, "Industrial Paddy Drying and Energy Saving Options," Journal of Stored Products Research, Vol. 46, pp. 209-213, 2010.

[30.] N. Varadharaju and V. V. Sreenarayanan, "Energy Requirement for Conduction Parboiling Paddy," IE (I) Journal-AG, Vol. 85, pp.37-43, 2004.

[31.] Prachayawarakorn, S.; Poomsa-ad, N.; Soponronnarit, S. Quality Maintenance and Economy with High-Temperature Paddy-Drying Processes. Journal Stored Products Research, Vol. 41, pp. 333-351, 2005.

[32.] G. S. Srzednicki, R. Hou and R. H. Driscoll, "Development of a Control System for In-Store Drying of Paddy in Northeast China," Journal of Food Engineering, Vol. 77, pp. 368-377, 2006.

[33.] B. A. Souraki and D. Mowla, "Simulation of Drying Behaviour of a small Spherical Foodstuff in a Microwave Assisted Fluidized Bed of Inert Particles," Journal of Food Research International, Vol. 41, pp. 255-265, 2008.

[34.] B. A. Souraki and D. Mowla, "Axial and Radial Moisture Diffusivity in Cylindrical Fresh Green Beans in a Fluidized Bed Dryer with Energy Carrier: Modeling with and without Shrinkage," Journal of Food Engineering, Vol. 88, pp. 9-19, 2008.

[35.] J. L. M. S. Ganter, A. T. M. Cardoso, M. Kaminski and F. Reicher, "Galactomannan from the Seeds of Mimosa Scabrella: a Scale-Up Process," International Journal of Biological Macromolecules, Vol. 21, pp. 137-140, 1997.

[36.] M. KÖni, U. Yűzgeç, M. Tűrkur and H. Dinçer, "Optimal Quality Control of Baker's Yeast Drying in Large Scale Batch Fluidized Bed," Chemical Engineering and Processing, Vol. 48, pp. 1361-1370, 2009.

[37.] C. Fyhr, I. C. Kemp and R. Wimmerstedt, "Mathematical Modelling of Fluidized Bed Dryers with Horizontal Dispersion," Chemical Engineering and Processing, Vol. 38, pp. 89-94, 1999.

[38.] C. Sangdao and M. Krairiksh, "Analysis of a Continuous Fluidized-Bed Microwave Rice Kernel Drying System," Maejo International Journal of Science and Technology, Vol. 1 (Special Issue), pp. 61-71, 2008.

[39.] C. Sangdao, S. Songsermpong and M. Krairiksh, "A Continuous Fluidized-Bed Microwave Paddy Drying System Using Applicators with Perpendicular Slots on a Concentric Cylindrical Cavity," An International Journal of Drying Technology, Vol. 29, pp. 35-46, 2011.

[40.] M. R. Spiegel, "Mathematical Handbook of Formulas and Tables," McGraw-Hill Publishing Company, New York, USA, 1968.

[41.] F. J. Bueche, "Introduction to Physics for Scientists and Engineers," Fourth Edition, McGraw-Hill Book Company, Singapore, 1986.

[42.] E. E. Anderson, "Thermodynamics," PWS Publishing Company, Boston, Massachusetts, USA, 1994.

[43.] Varadharaju, N.; Sreenarayanan, V. V. Energy Requirement for Conducting Parboiling of Paddy. IE(I) Journal-AG 2004, *85*, 37-43.

[44.] Chandra, P.K.; Singh, R.P., "Applied Numerical Methods for Food and Agricultural Engineers," CRC Press, Inc., United States of America, 1995.

[45.] Wiset, L.; Srzednicki, G.; Driscoll, R.H.; Tumambing, J.; Booamsa-ad, N. Modeling of Paddy Drying in a Fluidised bed Dryer. Proceeding of the 13th International Drying Symposium (IDS 2002), Beijing, Chaina, A, pp. 362-370, 2002.

[46.] Y. Tirawanichakull, S. Prachayawarakorn, W. Chaiwatpongskorn, P. Ttrangtrakoon and S. Soponronnarit, "Experiments on In-Store Paddy using Tropical Climate : Simulation and Product Quality," Proceeding of the 13th International Drying Symposium (IDS 2002), Vol. B, pp. 1228-1236, Beijing, Chaina, August 27-30, 2002.

[47.] S. Soponronnarit, N. Srisubati and T. Yoovidya, "Effedt of Temperature and Relative Humidity on Yellowing Rate of Paddy," Journal of Stored Product Research, Vol. 34(4), pp. 323-330, 1998.

[48.] Sangdao, C.; Songsermpong, S.; Krairiksh, M. "Performance of a Continuous Fluidized Bed Microwave Paddy Drying System using Applicators with Perpendicular Slots on a Concentric Cylindrical Cavity," International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2008), Taipei, Taiwan, pp. 975-978, 2008.

บทที่ 2
เซนเซอร์ไมโครเวฟ

2.1 เซนเซอร์วัดความชื้นโดยใช้การเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศ

นายธัญวัตน์ ลิมปิติ นายจิรัฏฐ์ เหมือนชู และ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

1. บทนำ

ในปัจจุบันแมลงจำนวนมากสามารถปรับตัวให้เข้ากับสภาวะที่ค่อนข้างแห้งของข้าวที่เก็บรักษาไว้ในโกดัง นับเป็นปัญหาสำคัญต่อการรักษาคุณภาพของเมล็ดข้าว ซึ่งแมลงกัดกินเมล็ดข้าวสามารถเจริญเติบโตที่ระดับความชื้นเมล็ดข้าว 10-14 เปอร์เซ็นต์ ขณะที่ระดับความชื้นตั้งแต่ 14-18 เปอร์เซ็นต์ทำให้เกิดปัญหาด้านการเจริญเติบโตของเชื้อรา ดังนั้นโดยทั่วไปแล้วเมล็ดข้าวจะถูกเก็บไว้ที่ระดับความชื้น 14 เปอร์เซ็นต์ [1] วิธีการลดระดับความชื้นเมล็ดข้าวมีหลายวิธี เช่น วิธีฟลูอิดไดซ์เบดที่ใช้ไอน้ำความร้อนสูงร่วมกับลมร้อนที่อุณหภูมิ 100-150 องศาเซลเซียส ซึ่งวิธีนี้เหมาะสำหรับระบบที่มีความจุสูง ใช้กำลังงานน้อย และมีคุณภาพดี [2]-[4] เมื่อกระบวนการเข้าสู่สภาวะเสถียร [5] ต่อมาได้พัฒนาวิธีการนำไมโครเวฟมาใช้ร่วมกับลมร้อนจากฟลูอิดไดซ์เบด เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานและคุณภาพของเมล็ดข้าว [6] โดยลดค่าใช้จ่ายพลังงาน ลดระยะเวลาการทำงาน และเพิ่มคุณภาพของเมล็ดข้าว [7]-[8] เมื่อเร็วๆ นี้ มีการนำเสนอระบบลดความชื้นข้าวเปลือกแบบฟลูอิดไดซ์เบดร่วมกับไมโครเวฟที่ทำงานแบบต่อเนื่อง อย่างไรก็ตามระบบนี้ทำงานแบบระบบเปิด และคุณภาพของเมล็ดข้าวยังไม่ได้รับการรับรอง ดังนั้นเซ็นเซอร์ตรวจสอบระดับความชื้นจึงเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการประยุกต์ใช้ในการทำงานแบบระบบปิด

วิธีการวัดระดับความชื้นมีหลายเทคนิค เทคนิคการวัดประจุและมุมเฟสของระบบเพลตขนานนับเป็นวิธีหนึ่งที่ให้ผลแม่นยำ เนื่องจากเป็นการวัดในระบบปิด [10] อย่างไรก็ตามข้อจำกัดของวิธีการนี้คือ ต้องเติมวัสดุทดสอบทั้งหมด ซึ่งทำให้ไม่สามารถตรวจวัดแบบตลอดเวลาได้ เทคนิคอวกาศว่างเป็นการวัดค่าจริง และค่าจินตภาพของสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของวัสดุทดสอบด้วยคลื่นสะท้อนและส่งผ่าน [11] ต่อมาได้ประยุกต์ใช้เทคนิคนี้กับการวัดแบบไดนามิกของวัสดุซีเมนต์ผสมที่เปลี่ยนแปลงไปตามวัน [12] ซึ่งเทคนิคนี้เหมาะสำหรับการตรวจสอบวัสดุบนสายพาน นอกจากนี้มีการพัฒนาเซ็นเซอร์ที่ใช้การเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศไดโพลเพื่อตรวจสอบระดับความชื้นของข้าวเปลือกด้วยการวัดค่า S_{11} และ S_{21} [13] ผลที่ได้ค่อนข้างแม่นยำเป็นที่น่าพอใจเมื่อเทียบกับเทคนิคการวัดส่งผ่านทั่วไป [14] แต่สำหรับระบบการลดความชื้นข้าวเปลือกแบบปิด การพัฒนาเซ็นเซอร์สำหรับการตรวจสอบระดับความชื้นแบบต่อเนื่อง ด้วยการใส่เข้าไปในถังเก็บข้าวเปลือกนับเป็นสิ่งที่มีค่าและน่าสนใจ ซึ่งเซ็นเซอร์ใน [13] ไม่เหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้งานแบบนี้ เนื่องจากเซ็นเซอร์นี้ต้องใช้วัดที่ผิวของข้าวเปลือกเท่านั้น ต่อมามีการนำเสนอเทคนิคสำหรับการตรวจสอบสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อน

ด้วยการวัดขนาดของการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศไดโพลที่มีโพลาไรเซชันแบบขนานและตั้งฉาก [15] ซึ่งได้นำมาใช้ทดสอบจริงโดยใช้สายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันไดโพลในการตรวจสอบสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนของน้ำ [16] วิธีนี้พิจารณาค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่อิงมาจากอิมพีแดนซ์ร่วม แม้ว่าการวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ร่วมได้มีการศึกษาเป็นเวลานานนับทศวรรษ การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ร่วมระหว่างสายอากาศไดโพลความยาวใดๆ ที่มีการจัดวางแบบอิสระด้วยการคำนวณเชิงเลขนับเป็นงานที่น่าสนใจอย่างนึง [17] หรืออิมพีแดนซ์ร่วมของสายอากาศไดโพลที่ไม่เป็นเชิงระนาบและมีการจัดวางตัวแบบเอียง ที่นำเสนอโดยริชมอนด์และเกียร์รี [18] หรือ อิมพีแดนซ์ร่วมของสายอากาศไดโพลที่มีการไหลของกระแสไฟฟ้าและแม่เหล็กแบบไซน์ [19] แต่ผลการวิเคราะห์จากงานวิจัยที่มีมาก่อนหน้าไม่ได้อยู่ในรูปสูตรสำเร็จและตัวกลางที่มีการสูญเสีย ดังนั้นผลการวิเคราะห์ที่อยู่ในรูปสูตรสำเร็จมีประโยชน์ที่ใช้เวลาในการคำนวณน้อยกว่า และสามารถคำนวณร่วมกับการเปลี่ยนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกได้อย่างต่อเนื่อง เมื่อเทียบกับผลการวิเคราะห์ในงานวิจัยก่อนหน้า รวมทั้งโปรแกรมจำลองทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้า

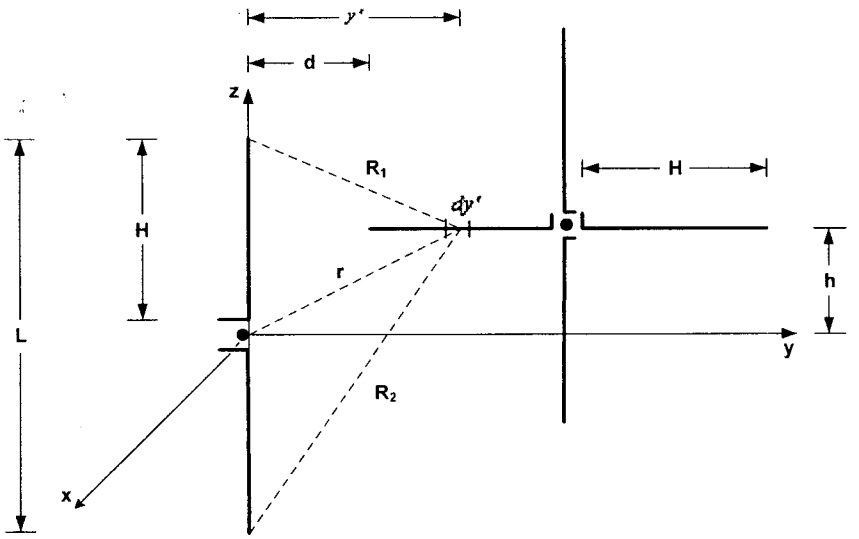
ดังนั้นในงานวิจัยนี้นำเสนอสูตรสำเร็จสำหรับการคำนวณการเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศไดโพลตั้งฉากในตัวกลางที่มีการสูญเสีย เพื่อใช้พลอตกราฟเชิงพื้นผิวของการเชื่อมต่อร่วมที่เปลี่ยนตามสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อน ผลการวิเคราะห์จะใช้ในการชดเชยผลกระทบของ RF สวิตช์ การเชื่อมต่อร่วมของอิลิเมนต์ที่อยู่ใกล้กันและระบบป้อนสัญญาณ จากนั้นนำเสนอการออกแบบสายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันไดโพลสำหรับการตรวจวัดระดับความชื้นข้าวเปลือก โดยไม่ต้องวัดค่า S_{11} ผลการวัดจะถูกเปรียบเทียบกับผลจากวิธีการทั่วไปเพื่อแสดงความแม่นยำของเซ็นเซอร์

2. หลักการ

คุณลักษณะของสายอากาศในตัวกลางใดๆ เป็นฟังก์ชันของพารามิเตอร์สำคัญที่สามารถหาได้ด้วยการวัดอิมพีแดนซ์ร่วม พารามิเตอร์สำคัญสำหรับวัสดุที่ไม่มีคุณสมบัติแม่เหล็ก คือ ความนำ σ และสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ $\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r''$ โดยค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเป็นส่วนจริง และค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกเป็นส่วนจินตภาพ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกแสดงถึงความสามารถในการเก็บพลังงานของวัสดุภายใต้สนามไฟฟ้า ขณะที่ค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกแสดงการแผ่พลังงานไฟฟ้าของวัสดุในรูปของความร้อน การตรวจสอบค่าพารามิเตอร์ทั้งสองนี้ได้อย่างแม่นยำเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการหาคุณลักษณะทางไฟฟ้าที่เฉพาะเจาะจงของวัสดุ เทคนิคในการตรวจสอบที่นำเสนอ จะใช้ขนาดของอิมพีแดนซ์ร่วมจากสายอากาศที่มีรูปแบบการจัดวางแบบขนานและตั้งฉาก [15]-[16] เพื่อความสะดวกในการใช้งานจริงจะพิจารณาอิมพีแดนซ์ร่วมของทั้งสองโพลาไรเซชันในรูปของการเชื่อมต่อร่วม ซึ่งข้อดีของเทคนิคนี้ คือ ไม่จำเป็นต้องวัดเฟส เพราะเทคนิคนี้พิจารณาเฉพาะค่าของขนาดการเชื่อมต่อร่วมเพียงอย่างเดียว

2.1 สูตรสำเร็จของอิมพีแดนซ์ร่วม

โครงสร้างของสายอากาศไดโพลตั้งฉากในตัวกลางที่มีการสูญเสีย ที่ใช้ในการวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 1 ซึ่งมีสายอากาศไดโพลที่มีจุดป้อนสัญญาณอยู่กึ่งกลาง แต่ละตัวมีความยาวครึ่งความยาวคลื่น L โดยสายอากาศส่งวางอยู่ในแนวแกน z ในระบบคาร์ทีเซียน ส่วนสายอากาศรับวางอยู่ในแนวแกน y และสูงจากแกนเท่ากับ h สมมติให้สายอากาศทั้งสองตัวมีระยะห่างตรงจุดป้อนสัญญาณน้อยมาก สายอากาศทั้งสองวางห่างกันเป็นระยะ d ด้วยวิธีการแรงแม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 1 โครงสร้างสำหรับการคำนวณการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศไดโพลขนานและตั้งฉาก

เหนี่ยวนำ (The induced emf method) สมการสำหรับหาค่าอิมพีแดนซ์ร่วมระหว่างสายอากาศทั้งสองแสดงในสมการที่ (1)

$$Z_{21} = -\frac{1}{I_1(0)I_2(0)}\int E_{21}I_2(y')dy'. \qquad (1)$$

สนามระยะใกล้และกระแสของสายอากาศไดโพลขนาดเล็ก ที่มีการกระจายของกระแสแบบไซน์ แสดงดังสมการที่ (2)

$$E_{21} = E_y = j\frac{\eta I_m}{4\pi y}\left(\frac{z-H}{R_1}\exp(-jkR_1)+\frac{z+H}{R_2}\exp(-jkR_2)-\frac{2z\cos(kH)}{r}\exp(-jkr)\right) \qquad (2)$$

และสมการที่ (3)

$$I_2(y') = \begin{cases} I_m \sin[k(y'-d)] & ; \quad d<y'<H+d \\ I_m \sin[k(2H+d-y')] & ; H+d<y'<2H+d \end{cases} \tag{3}$$

โดยที่ I_m และ η แทนกระแสสูงสุดและอินทรินซิกอิมพีแดนซ์ตามลำดับ ค่าคงตัวการแพร่กระจาย k ในตัวกลางสูญเสีย ซึ่งค่าคงตัวการลดทอน α แสดงด้วยส่วนจริง ขณะที่ส่วนจินตภาพเป็นค่าคงตัวเฟส β ดังแสดงในสมการที่ (4)

$$k = \alpha + j\beta = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} = \sqrt{-\omega^2\mu\varepsilon + j\omega\mu\sigma} \tag{4}$$

โดยที่ α และ β แสดงในสมการที่ (5) และ (6) ตามลำดับ

$$\alpha = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}\left\{\frac{1}{2}\left[\sqrt{1+\left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} - 1\right]\right\}^{1/2} \quad \text{Np/m} \tag{5}$$

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}\left\{\frac{1}{2}\left[\sqrt{1+\left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} + 1\right]\right\}^{1/2} \quad \text{rad/m} . \tag{6}$$

การอินทิเกรตของ E_{y21} และ $I_2(y')$ เทียบกับ y' ในสมการที่ (1) ได้ผลลัพธ์ทั้งสิ้น 12 เทอม ซึ่งผลรวมของผลลัพธ์ทั้ง 12 เทอมแสดงดังสมการที่ (7)

$$Z_{21} = \sum_{i=1}^{12} A_i \tag{7}$$

โดยที่ผลลัพธ์แต่ละเทอมแสดงดังสมการที่ (8)-(19)

$$A_1 = -\left(\frac{h-H}{d}\right) \times \left[\exp(d\beta) \times \{\cos(d\alpha) - j\sin(d\alpha)\} \times \{\{Ci(u_0) - Ci(u_1)\} + j\{Si(u_0) - Si(u_1)\}\}\right] \tag{8}$$

$$A_2 = -\left(\frac{h+H}{d}\right) \times \left[\exp(d\beta) \times \{\cos(d\alpha) - j\sin(d\alpha)\} \times \{\{Ci(u_3) - Ci(u_2)\} + j\{Si(u_3) - Si(u_2)\}\}\right] \tag{9}$$

$$A_3 = \frac{2h}{d} \times \frac{1}{2}\left[\cos(H\alpha) \times [\exp(H\beta) + \exp(-H\beta)] - j\sin(H\alpha) \times [\exp(H\beta) - \exp(-H\beta)]\right] \times \left[\exp(d\beta)\right]$$

$$\times\left[\cos\left(d\alpha\right)-j\sin\left(d\alpha\right)\right]\times\left[\left\{Ci\left(u_5\right)-Ci\left(u_4\right)\right\}+j\left\{Si\left(u_5\right)-Si\left(u_4\right)\right\}\right] \tag{10}$$

$$A_4=-\left(\frac{h-H}{d}\right)\times\left[\exp\left(-d\beta\right)\times\left\{\cos(d\alpha)+j\sin(d\alpha)\right\}\times\left\{\left\{Ci(v_0)-Ci(v_1)\right\}-j\left\{Si(v_0)-Si(v_1)\right\}\right\}\right] \tag{11}$$

$$A_5=-\left(\frac{h+H}{d}\right)\times\left[\exp\left(-d\beta\right)\times\left\{\cos(d\alpha)+j\sin(d\alpha)\right\}\times\left\{\left\{Ci(v_3)-Ci(v_2)\right\}-j\left\{Si(v_3)-Si(v_2)\right\}\right\}\right] \tag{12}$$

$$\begin{aligned}A_6=&\frac{2h}{d}\times\frac{1}{2}\left[\cos(H\alpha)\times\left[\exp(H\beta)+\exp(-H\beta)\right]-j\sin(H\alpha)\times\left[\exp(H\beta)-\exp(-H\beta)\right]\right]\times\left[\exp(-d\beta)\right]\\&\times\left[\cos\left(d\alpha\right)+j\sin\left(d\alpha\right)\right]\times\left[\left\{Ci\left(v_5\right)-Ci\left(v_4\right)\right\}-j\left\{Si\left(v_5\right)-Si\left(v_4\right)\right\}\right]\end{aligned} \tag{13}$$

$$\begin{aligned}A_7=&\left(\frac{h-H}{d}\right)\times\left[\exp(-2H\beta)\times\exp(-d\beta)\right]\times\left\{\cos(2H\alpha)+j\sin(2H\alpha)\right\}\times\left\{\cos(d\alpha)+j\sin(d\alpha)\right\}\\&\times\left\{\left\{Ci(m_1)-Ci(v_0)\right\}-j\left\{Si(m_1)-Si(v_0)\right\}\right\}\end{aligned} \tag{14}$$

$$\begin{aligned}A_8=&\left(\frac{h+H}{d}\right)\times\left[\exp(-2H\beta)\times\exp(-d\beta)\right]\times\left\{\cos(2H\alpha)+j\sin(2H\alpha)\right\}\times\left\{\cos(d\alpha)+j\sin(d\alpha)\right\}\\&\times\left\{\left\{Ci(m_2)-Ci(v_3)\right\}-j\left\{Si(m_2)-Si(v_3)\right\}\right\}\end{aligned} \tag{15}$$

$$\begin{aligned}A_9=&-\frac{2h}{d}\times\frac{1}{2}\left[\cos(H\alpha)\times\left[\exp(H\beta)+\exp(-H\beta)\right]-j\sin(H\alpha)\times\left[\exp(H\beta)-\exp(-H\beta)\right]\right]\times\left[\exp(-2H\beta)\right]\\&\times\left[\exp\left(-d\beta\right)\right]\times\left[\cos\left(2H\alpha\right)+j\sin\left(2H\alpha\right)\right]\times\left[\cos\left(d\alpha\right)+j\sin\left(d\alpha\right)\right]\\&\times\left\{\left\{Ci\left(m_3\right)-Ci\left(v_5\right)\right\}-j\left\{Si\left(m_3\right)-Si\left(v_5\right)\right\}\right\}\end{aligned} \tag{16}$$

$$\begin{aligned}A_{10}=&\left(\frac{h-H}{d}\right)\times\left[\exp(2H\beta)\times\exp(d\beta)\right]\times\left\{\cos(2H\alpha)-j\sin(2H\alpha)\right\}\times\left\{\cos(d\alpha)-j\sin(d\alpha)\right\}\\&\times\left\{\left\{Ci(m_4)-Ci(u_0)\right\}+j\left\{Si(m_4)-Si(u_0)\right\}\right\}\end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned}A_{11}=&\left(\frac{h+H}{d}\right)\times\left[\exp(2H\beta)\times\exp(d\beta)\right]\times\left\{\cos(2H\alpha)-j\sin(2H\alpha)\right\}\times\left\{\cos(d\alpha)-j\sin(d\alpha)\right\}\\&\times\left\{\left\{Ci(m_5)-Ci(u_3)\right\}+j\left\{Si(m_5)-Si(u_3)\right\}\right\}\end{aligned} \tag{18}$$

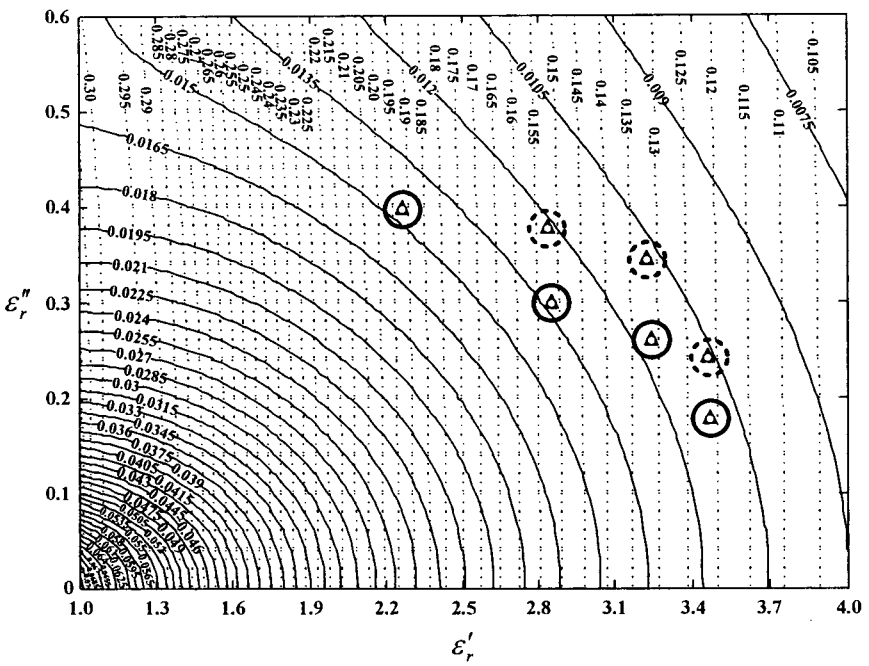
$$\begin{aligned}A_{12}=&-\frac{2h}{d}\times\frac{1}{2}\left[\cos(H\alpha)\times\left[\exp(H\beta)+\exp(-H\beta)\right]-j\sin(H\alpha)\times\left[\exp(H\beta)-\exp(-H\beta)\right]\right]\times\left[\exp(2H\beta)\right]\\&\times\left[\exp\left(d\beta\right)\right]\times\left[\cos\left(2H\alpha\right)-j\sin\left(2H\alpha\right)\right]\times\left[\cos\left(d\alpha\right)-j\sin\left(d\alpha\right)\right]\end{aligned}$$

$$\times\left\{\left\{Ci\left(m_6\right)-Ci\left(u_5\right)\right\}+j\left\{Si\left(m_6\right)-Si\left(u_5\right)\right\}\right\} \tag{19}$$

$Si(\cdot)$ และ $Ci(\cdot)$ เป็นฟังก์ชันไซน์อินทิกรัลและโคไซน์อินทิกรัลตามลำดับ โดยที่ส่วนของมุม $u_0, u_1, ...u_5, v_0, v_1 ...v_5, m_1, ...m_5$ แสดงในภาคผนวก

2.2 กราฟเชิงพื้นผิวสำหรับการตรวจสอบ ε_r' และ ε_r''

อิมพีแดนซ์ร่วมของสายอากาศไดโพลโพลาไรเซชันตั้งฉากที่ได้จากผลรวมของสูตรสำเร็จทั้ง 12 เทอม และอิมพีแดนซ์ร่วมของสายอากาศไดโพลโพลาไรเซชันขนานที่ได้จากการประยุกต์ [21] ในตัวกลางที่มีการสูญเสีย จะถูกแปลงให้อยู่ในรูปของพารามิเตอร์ S ซึ่งค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่ได้จากทั้งสองโพลาไรเซชันจะถูกนำมาใช้หาคำตอบสำหรับการตรวจสอบคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุ โดยการวาดเป็นกราฟเชิงพื้นผิวของขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่เปลี่ยนตามค่าคงตัวไดอิเล็กตริก และค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริก ในการใช้งานกราฟเชิงพื้นผิวเพื่อหาคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุทดสอบ ทำได้โดยการพลอตค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมทั้งสองโพลาไรเซชันที่ได้จากการวัดในกราฟเชิงพื้นผิว แล้วอ่านค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกที่ได้จากจุดตัดบน ข้อสำคัญของกราฟเชิงพื้นผิวที่ใช้สำหรับการหาคำตอบ คือ จะต้องมีเพียงเงื่อนไขเดียว หรือจุดตัดเพียงจุดเดียวระหว่างค่าขนาดหนึ่งค่าจากแต่ละโพลาไรเซชันเท่านั้น กราฟเชิงพื้นผิวที่ใช้ในการหาคำตอบคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุทดสอบแสดงในรูปที่ 2

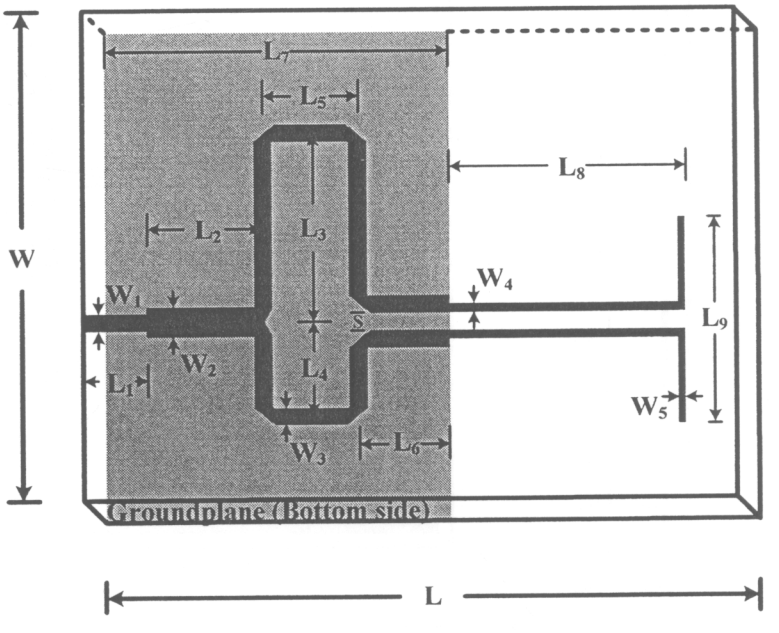


รูปที่ 2 กราฟเชิงพื้นผิวของค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่ใช้สำหรับการหาคุณสมบัติไดอิเล็กตริก (○ : ผลที่ได้จากการทดลอง, ◌ : ผลที่ได้จากการชดเชย).

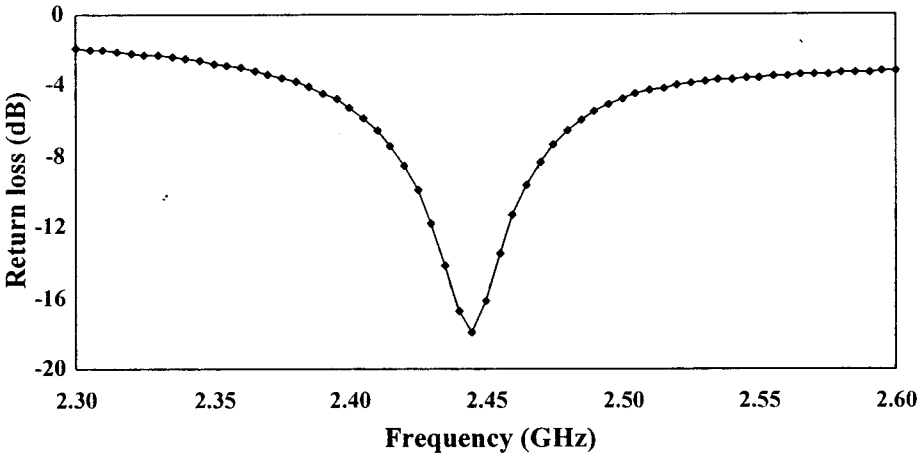
3. การวิเคราะห์และออกแบบเซ็นเซอร์

3.1 การออกแบบสายอากาศตัวเดี่ยว

สายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันไดโพลถูกออกแบบและสร้างด้วยแผ่น PCB ราคาถูกชนิด FR-4 หนา 1.6 มิลลิเมตร มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและการสูญเสียแทนเจนต์ของซับเสตรตเท่ากับ 4.36 และ 0.01178 ตามลำดับ สายอากาศออกแบบโดยประยุกต์ใช้โครงสร้างสายสตริประนาบร่วม (CPS) เป็นตัวป้อนสัญญาณ ซึ่งในทางอุดมคติรองรับการส่งผ่านสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ นอกจากนี้มีโครงสร้างของสายไมโครสตริปบาลัน ที่มีความต่างเฟสระหว่างสายเท่ากับ 180 องศา เพื่อให้การส่งผ่านระหว่างสายสตริประนาบร่วมและสายไมโครสตริปมีประสิทธิภาพ [23]-[25] และสามารถส่งผ่านไปยังโหมด CPS ได้ง่ายในบริเวณหลังกราวด์ที่ถูกตัด [26]-[27] สายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันไดโพลออกแบบที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ โครงสร้างด้านบนของ PCB ประกอบด้วย สายป้อนสัญญาณ 50 โอห์ม ตัวแปลงหนึ่งส่วนสี่คลื่น 35.4 โอห์ม บาลัน และสายอากาศไดโพล ขณะที่โครงสร้างด้านล่างเป็นระนาบกราวด์ รูปโครงสร้างสายอากาศตัวเดี่ยวแสดงในรูปที่ 3 (ก) โดยที่ขนาดของสายอากาศตัวเดี่ยวแสดงในตารางที่ 1 ผลการจำลองค่าสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไดโพลตัวเดี่ยวด้วยโปรแกรมจำลองทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้า [28] แสดงในรูปที่ 3 (ข) ขนาดของสายอากาศตัวเดี่ยวที่ได้จากการออกแบบจะถูกนำไปใช้สำหรับการออกแบบสายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันไดโพล



(ก)



(ข)

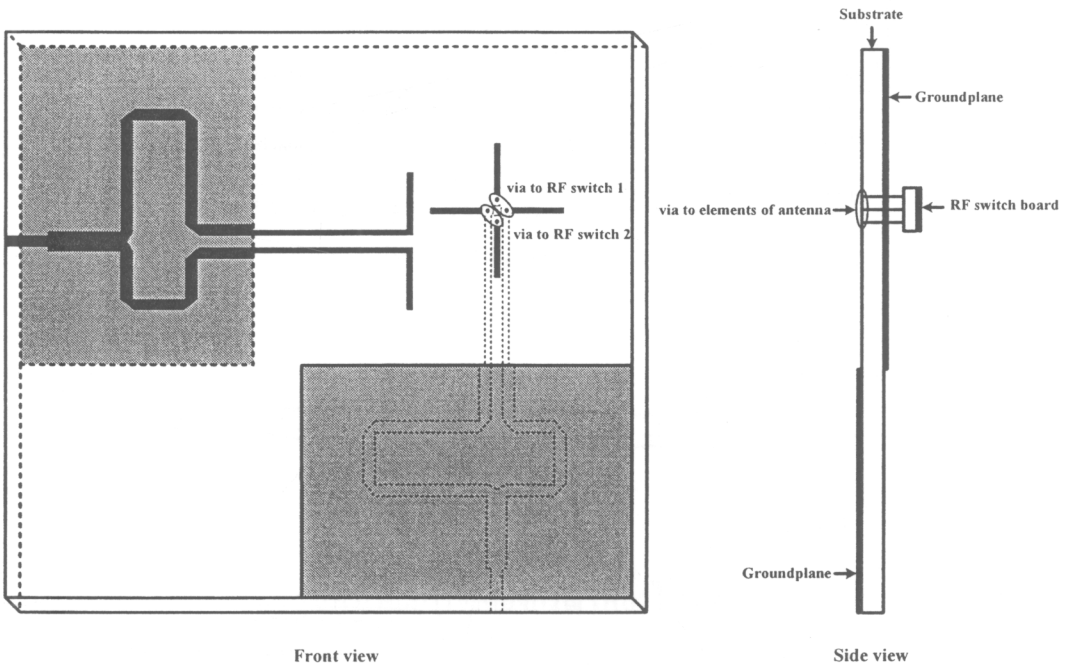
รูปที่ 3 (ก) โครงสร้างสายอากาศตัวเดี่ยว (ข) ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ

ตารางที่ 1 ขนาดของโครงสร้างสายอากาศตัวเดี่ยว

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
W	75.85
W_1	2.69
W_2	4.64
W_3	2.69
W_4	1.41
W_5	2.69
L	100.00
L_1	10.00
L_2	17.89
L_3	29.30
L_4	14.65
L_5	14.65
L_6	14.65
L_7	57.18
L_8	36.27
L_9	31.99
S	2.69

3.2 โครงสร้างสายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันไดโพล

โครงสร้างสายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันไดโพลใช้ขนาดที่ได้จากการออกแบบสายอากาศไดโพลตัวเดี่ยวดังแสดงในรูปที่ 4 จะเห็นได้ว่าด้านบนของแผ่น PCB ประกอบด้วยสายอากาศไดโพลหนึ่งตัวที่มีสายป้อนสัญญาณ และอิลิเมนต์รูปกากบาท 4 อิลิเมนต์ ซึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่งและสายอากาศรับตามลำดับ สายอากาศรับมีสายป้อนสัญญาณอยู่ด้านล่างของแผ่น PCB เชื่อมต่อกับ SPDT RF สวิตช์ 2 ตัว ซึ่งสวิตช์แต่ละตัวจะต่อกับอิลิเมนต์เป็นรูปแบบ L เพื่อเลือกโพลาไรเซชันระหว่างตั้งฉากและขนาน สวิตช์ตัวแรกควบคุมอิลิเมนต์บนและอิลิเมนตขวา ขณะที่สวิตช์อีกตัวควบคุมอิลิเมนต์ล่างและอิลิเมนต์ซ้าย เมื่อต้องการให้สวิตช์เลือกโพลาไรเซชันขนาน สวิตช์ตัวแรกจะเลือกให้อิลิเมนต์บนทำงาน สวิตช์ตัวที่สองจะเลือกให้อิลิเมนต์ล่างทำงาน ส่วนโพลาไรเซชันตั้งฉาก สวิตช์ตัวแรกจะเลือกให้อิลิเมนต์ขวาทำงาน สวิตช์ตัวที่สองจะเลือกให้อิลิเมนต์ซ้ายทำงาน โพลาไรเซชันทั้งสองมีจุดป้อนสัญญาณร่วมกัน โดยระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งกับอิลิเมนต์ซ้ายของโพลาไรเซชันตั้งฉากเท่ากับ 2 มิลลิเมตร ส่วนโพลาไรเซชันขนานระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งไปยังอิลิเมนต์ของสายอากาศรับ เท่ากับผลรวมของระยะห่างของโพลาไรเซชันตั้งฉากรวมกับความยาวอิลิเมนต์ซ้ายของสายอากาศไดโพลโพลาไรเซชันตั้งฉาก

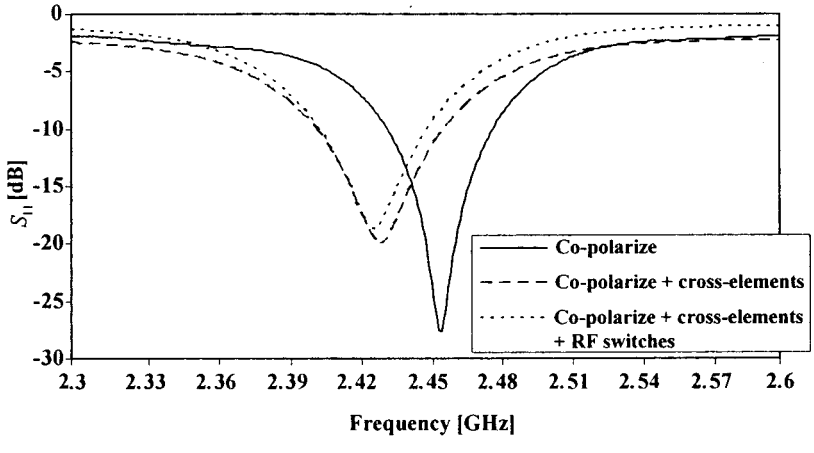


รูปที่ 4 โครงสร้างสายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันไดโพล

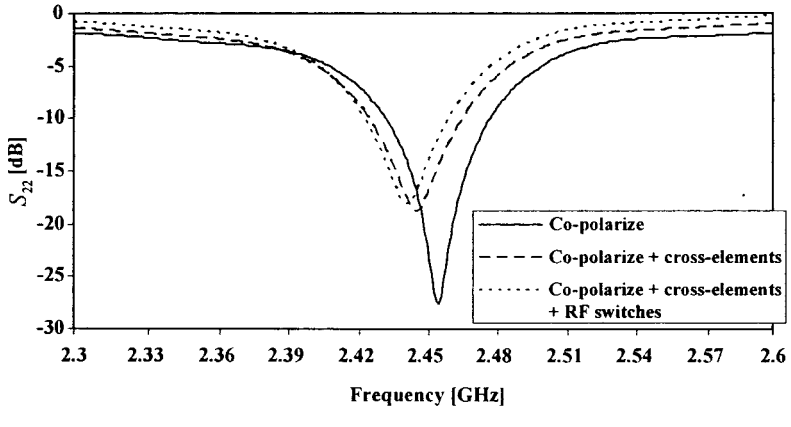
3.3 การจำลองเพื่อชดเชยการสูญเสีย

ผลกระทบของ RF สวิตช์และอิลิเมนต์ข้างเคียงที่ทำงานต่างโพลาไรเซชันเป็นเหตุที่ทำให้เกิดการสูญเสียในการออกแบบสายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันไดโพลสำหรับการใช้งานจริง ดังนั้นจึงต้อง

วิเคราะห์เพื่อชดเชยการสูญเสียด้วยการจำลองร่วม [29] การวิเคราะห์เป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่งเพื่อชดเชยสัญญาณรับได้ที่สูญหาย เนื่องจากขนาดของการเชื่อมต่อร่วมของแต่ละโพลาไรเซชันที่ใช้ในกราฟเชิงพื้นผิวเพื่อหาคำตอบคุณสมบัติไดอิเล็กตริก ถูกคำนวณด้วยเงื่อนไขโพลาไรเซชันเดียว ในการวิเคราะห์จะแบ่งออกเป็นสองกรณี คือ กรณีโพลาไรเซชันขนาน และโพลาไรเซชันตั้งฉาก แต่ละกรณีพิจารณาที่พอร์ตด้านเข้า S_{11} และพอรต์ด้านออก S_{22} โดยแบ่งการพิจารณาเป็นสามกลุ่ม คือ โพลาไรเซชันเดี่ยว ผลกระทบของอิลิเมนต์ข้างเคียง และ ผลกระทบรวมระหว่างอิลิเมนต์ข้างเคียง และ RF สวิตช์ ผลการจำลอง S_{11} และ S_{22} กรณีโพลาไรเซชันขนานแสดงในรูปที่ 5 (ก) และ 5 (ข) ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ค่า S_{11} และ S_{22} ประมาณ -19 dB เมื่อมีผลกระทบของอิลิเมนต์ของโพลาไรเซชันตั้งฉาก ทำให้ความถี่เลื่อนไปทางด้านความถี่ต่ำ ค่า S_{11} และ S_{22} ที่ได้เท่ากับ -12.54 dB และ -18.17 dB ตามลำดับ และเมื่อมีผลกระทบของ RF สวิตช์รวมกับอิลิเมนต์ของโพลาไรเซชันตั้งฉาก ค่า S_{11} และ S_{22} ที่ได้สูงขึ้นเท่ากับ -10.32 dB และ -15.44 dB ตามลำดับ



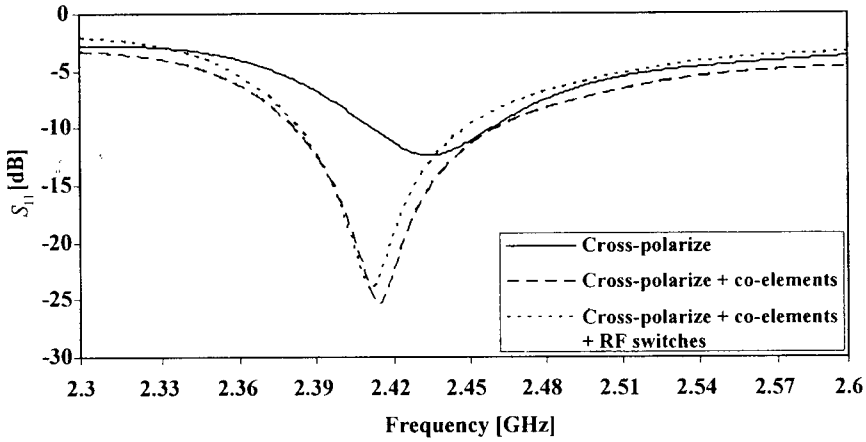
(ก) S_{11}



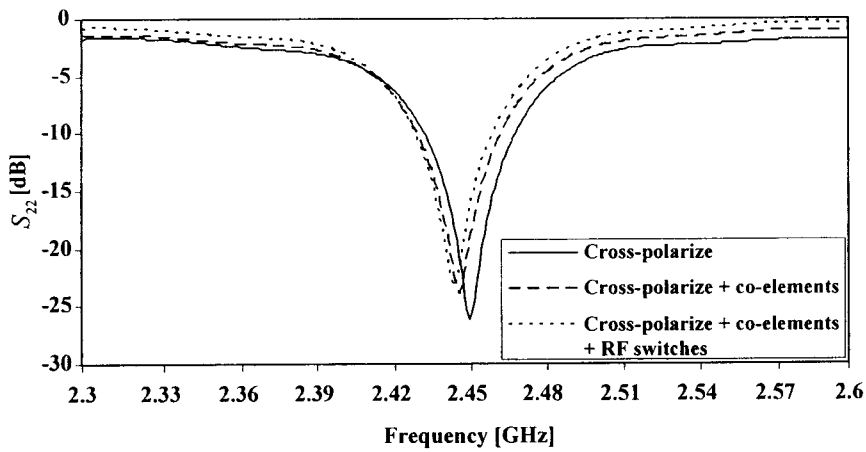
(ข) S_{22}

รูปที่ 5 ผลการจำลองกรณีโพลาไรเซชันขนาน

กรณีโพลาไรเซชันตั้งฉากแสดงในรูปที่ 6 (ก) และ 6 (ข) ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ค่า S_{11} เท่ากับ -11.45 dB และค่า S_{22} เท่ากับ -23.86 dB เมื่อมีผลกระทบของอิลิเมนต์ของโพลาไรเซชันขนาน ค่า S_{11} และ S_{22} ที่ได้เท่ากับ -11.96 dB และ -22.33 dB ตามลำดับ และเมื่อมีผลกระทบของ RF สวิตช์รวมกับอิลิเมนต์ของโพลาไรเซชันตั้งฉาก ค่า S_{11} และ S_{22} ที่ได้สูงขึ้นเท่ากับ -10.17 dB และ -19.15 dB ตามลำดับ



(ก) S_{11}

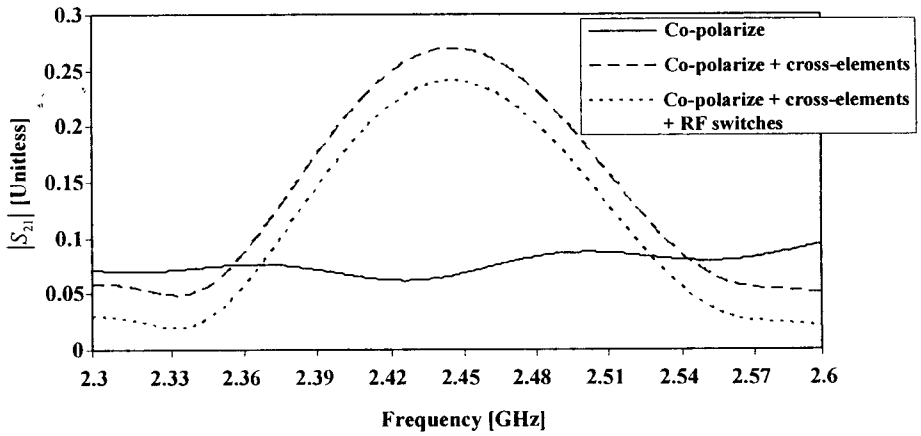


(ข) S_{22}

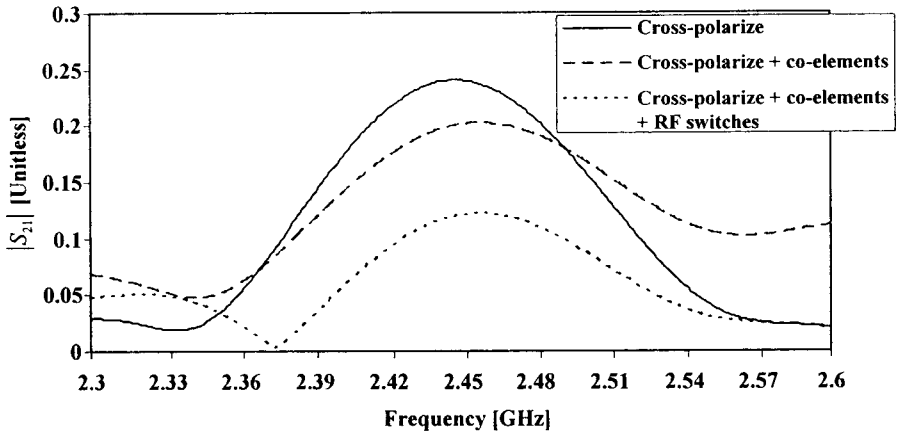
รูปที่ 6 ผลการจำลองกรณีโพลาไรเซชันตั้งฉาก

จากการจำลองจะเห็นได้ว่า แม้ว่าผลกระทบของทั้งอิลิเมนต์ข้างเคียง และ RF สวิตช์จะทำให้เกิดการสูญเสีย แต่พอร์ตทางด้านเข้าและด้านออกยังคงแมตช์ชิง อย่างไรก็ตามอิลิเมนต์ข้างเคียง และ RF สวิตช์มีผลต่อการเชื่อมต่อร่วมดังแสดงในรูปที่ 7 (ก) และ 7 (ข) สัญญาณการเชื่อมต่อร่วมแสดงในรูปของขนาดการเชื่อมต่อร่วม ขนาดการเชื่อมต่อร่วมกรณีโพลาไรเซชันขนานเดี่ยวเท่ากับ 0.0669 แต่เมื่อมีอิลิเมนต์ของโพลาไรเซชันตั้งฉากเข้ามา ทำให้ค่าการเชื่อมต่อร่วมเพิ่มขึ้นเป็น 0.2693 อย่างไรก็ตามเมื่อรวม

ผลกระทบของ RF สวิตช์เข้าไป ค่าการเชื่อมต่อร่วมลดลงเป็น 0.2400 ส่วนกรณีโพลาไรเซชันตั้งฉากเดี่ยวขนาดการเชื่อมต่อร่วมเท่ากับ 0.2002 แต่เมื่อมีอิลิเมนต์ของโพลาไรเซชันขนานเข้ามา ทำให้ค่าการเชื่อมต่อร่วมลดลงเป็น 0.1201 อย่างไรก็ตามเมื่อรวมผลกระทบของ RF สวิตช์เข้าไป ค่าการเชื่อมต่อร่วมลดลงเป็น 0.1069 ดังนั้นผลการจำลองมีความสำคัญอย่างยิ่งสำหรับชดเชยการสูญเสียทั้งหมดในการออกแบบสายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันไดโพล เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ นอกจากนี้ผลการจำลองนี้ยังมีความสำคัญสำหรับการคาลิเบรต ซึ่งจะได้กล่าวถึงในหัวข้อถัดไป



(ก) กรณีโพลาไรเซชันขนาน



(ข) กรณีโพลาไรเซชันตั้งฉาก

รูปที่ 7 ผลการจำลองขนาดการเชื่อมต่อร่วม

4. การทดลองและผลการทดลอง

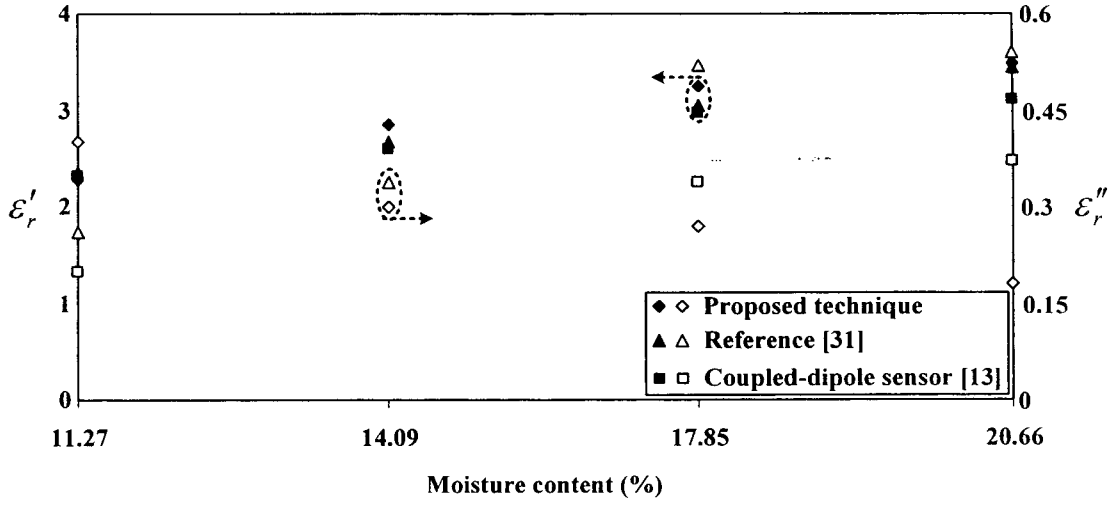
4.1 การวัดความชื้นข้าวเปลือก

เพื่อแสดงถึงการใช้สายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันไดโพลสำหรับการตรวจสอบคุณสมบัติไดอิเล็กตริกด้วยการใช้กราฟเชิงพื้นผิวของขนาดการเชื่อมต่อร่วม จึงได้สร้างการทดลองโดยการต่อ

สายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันกับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย HP8530A เพื่อวัดขนาดของการเชื่อมต่อร่วม กรณีโพลาไรเซชันขนานและตั้งฉาก RF สวิตช์ถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมภายนอก ซึ่งต้องการไฟเลี้ยง +5 โวลต์ วัสดุทดสอบ คือ ข้าวเปลือกที่บรรจุอยู่ภายในถังพลาสติกขนาด 40x65x30 ลูกบาศก์เซนติเมตร ซึ่งขนาดของถังใหญ่กว่าสิบเท่าของความยาวคลื่นที่ความถี่ใช้งานเพื่อลดปรากฏการณ์การสะท้อนหลายครั้ง ข้าวเปลือกที่ใช้ทดลองถูกเตรียมไว้ที่ระดับความชื้น 11-22 เปอร์เซ็นต์ ในกระบวนการวัดจะวัดที่อุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส โดยที่ระดับความชื้นหนึ่ง จะวัดเป็นจำนวน 10 ครั้ง ที่ตำแหน่งแตกต่างกันทั้งสองโพลาไรเซชัน และจะเฉลี่ยเพื่อให้ได้ผลที่แม่นยำ ค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่ผ่านการเฉลี่ยแล้วจะถูกชดเชยการสูญเสียจากอิลิเมนต์ข้างเคียงและ RF สวิตช์ เพื่อให้ได้ค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่เป็นโพลาไรเซชันเดี่ยวดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อก่อนหน้า โดยที่กรณีโพลาไรเซชันขนานและตั้งฉาก แฟกเตอร์สำหรับการชดเชยการสูญเสียเท่ากับ 0.2789 และ 0.18708 ค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่ผ่านการชดเชยการสูญเสียจะถูกนำไปเทียบกับผลการวัดอากาศที่ได้จากการวัดในสภาพเดียวกับการทดลองเพื่อใช้ในการคาลิเบรต ในบริเวณทดลองล้อมรอบด้วยตัวดูดซับคลื่น ค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมของอากาศที่วัดได้กรณีโพลาไรเซชันขนานและตั้งฉากเท่ากับ 0.0529 และ 0.2002 ตามลำดับ ขณะที่ค่าที่ได้จากการคำนวณเท่ากับ 0.28304 และ 0.0728 ตามลำดับ ดังนั้นแฟกเตอร์สำหรับการคาลิเบรตของกรณีโพลาไรเซชันขนานและตั้งฉากเท่ากับ 5.3505 และ 0.0692 ตามลำดับ ค่าแฟกเตอร์นี้จะต้องคูณกับค่าที่ผ่านการชดเชยการสูญเสียก่อน จากนั้นพลอตลงบนกราฟเชิงพื้นผิวดังแสดงในรูปที่ 2 โดยค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกเปลี่ยนแปลงในช่วง $1<\varepsilon_r'<4$ และ $0<\varepsilon_r''<0.6$ ตามลำดับ ค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมกรณีโพลาไรเซชันขนานแสดงด้วยเส้นประ ส่วนของกรณีโพลาไรเซชันตั้งฉากแสดงด้วยเส้นทึบ จุดวงกลมสีขาวใช้พลอตสำหรับกรณีขนาน ขณะที่สามเหลี่ยมสีดำใช้พลอตสำหรับกรณีตั้งฉาก จากการทดลองมีความชื้นอยู่ 4 ระดับ คุณสมบัติไดอิเล็กตริกของแต่ละระดับความชื้นสามารถอ่านได้โดยตรงจากจุดตัด ระหว่างค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมกรณีโพลาไรเซชันขนานและตั้งฉาก ค่าที่อ่านได้แสดงดังตารางที่ 2 โดยค่าที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากเทคนิคการวัดส่งผ่านทั่วไป [31] และวิธีที่ใช้สายอากาศเชื่อมต่อร่วมไดโพล [13] ผลการเปรียบเทียบแสดงในรูปที่ 8 จะเห็นได้ว่าค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่ได้จากเทคนิคที่นำเสนอมีค่าเกือบเท่ากับวิธีใน [31] ที่ระดับความชื้น 11 และ 20 เปอร์เซ็นต์ ส่วนค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกที่ได้จาก [13] เปรียบเทียบกับ [31] มีค่าแม่นยำกว่าวิธีการที่นำเสนอทุกระดับความชื้น ความคลาดเคลื่อนของค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกของวิธีการที่นำเสนอเปรียบเทียบกับ [31] น่าจะมีสาเหตุมาจากเทคนิคการวัดส่งผ่านจะพิจารณาทั้งขนาดที่ลดทอนและเฟสที่เลื่อนไป ขณะที่วิธีการที่นำเสนอพิจารณาเฉพาะขนาดเพียงอย่างเดียว นอกจากนี้วิธีการที่นำเสนอเป็นเทคนิคกึ่งอวกาศว่าง ซึ่งความคลาดเคลื่อนของค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกเป็นธรรมชาติของเทคนิคนี้ [32]

ตารางที่ 2 คุณสมบัติไดอิเล็กตริกของข้าวเปลือกที่ระดับความชื้นต่างๆ

	Dielectric constant			Dielectric loss factor		
Moisture content [%]	Proposed technique	Reference [31]	Reference [13]	Proposed technique	Reference [31]	Reference [13]
11.27	2.278	2.360	2.320	0.400	0.260	0.200
14.09	2.852	2.670	2.600	0.300	0.340	0.280
17.85	3.243	3.050	2.980	0.265	0.520	0.340
20.66	3.478	3.450	3.110	0.177	0.540	0.370



รูปที่ 8 เปรียบเทียบคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของข้าวเปลือกที่ความชื้นต่างๆ

4.2 การชดเชยความผิดพลาด

จากการทดลองวัดความชื้นข้าวเปลือกที่ระดับความชื้นต่างๆ จะเห็นความคลาดเคลื่อนทั้งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกที่ได้จากเทคนิคที่นำเสนอ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก [31]-[13] ดังนั้นจึงจำเป็นต้องวิเคราะห์ถึงความคลาดเคลื่อน ในการวิเคราะห์นี้ความผิดพลาดที่ต้องชดเชยเนื่องจากกราฟเชิงพื้นผิวที่ใช้หาคำตอบคุณสมบัติไดอิเล็กตริกได้จากเงื่อนไขตัวกลางที่ระยะอนันต์ ขณะที่ถังบรรจุข้าวที่ใช้ในการทดลองมีขนาดจำกัด ความลึกผิวของข้าวเปลือกที่เปลี่ยนตามระดับความชื้นที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์อยู่ในช่วง 4.36-6.50 เซนติเมตร แม้ว่าถังบรรจุข้าวที่เลือกมาใช้ในการทดลองจะมีขนาดสิบเท่าของความลึกผิว ซึ่งถือได้ว่ามีขนาดใหญ่เพียงพอที่จะลดการสะท้อนภายในหลายครั้งให้น้อยที่สุดแล้ว ยังคงมีผลกระทบของการกระจายของสนามที่ไม่สามารถกำจัดได้หมด ดังนั้นสาเหตุของความผิดพลาดที่จะวิเคราะห์เพื่อชดเชยและแก้ไขคุณสมบัติไดอิเล็กตริก ในการวิเคราะห์สมมติให้สนามไฟฟ้าเป็นคลื่นระนาบที่ส่งจากสายอากาศส่งไปยังผนังทั้ง 6 ด้านของถังแล้ว

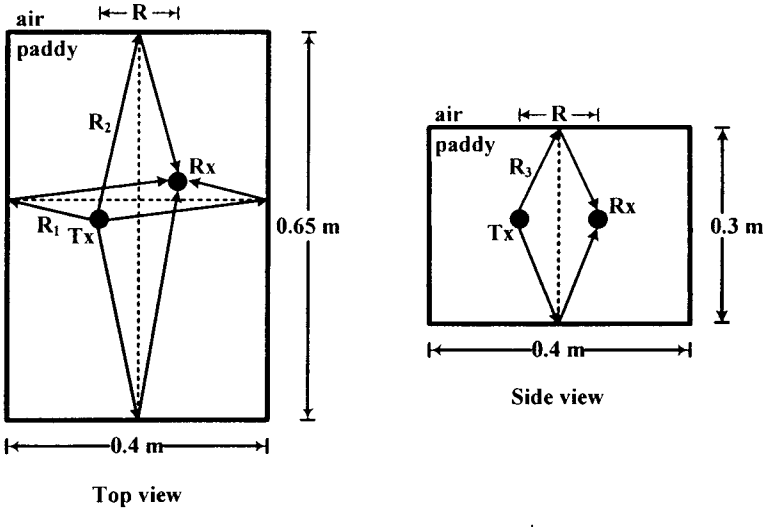
สะท้อนกลับมายังสายอากาศรับดังแสดงในรูปที่ 9 ทิศทางของการกระจายไปยังผนังทั้ง 4 ด้านแสดงในรูปมุมมองด้านบน ซึ่งขนาดความกว้าง ความยาว และความสูงของถังเท่ากับ 40, 65 และ 30 เซนติเมตร ตามลำดับ ขณะที่เส้นทางกระจายไปยังผนังด้านบนและด้านล่างแสดงในรูปมุมมองด้านข้าง สมมติให้สายอากาศส่งและรับห่างกันเป็นระยะทางเท่ากับ R โดยมีคลื่นตกกระทบ E_i และคลื่นสะท้อน $\Gamma\angle\phi$ ดังนั้นสนามกระจาย E_S ทุกทิศทางแสดงได้ดังสมการที่ (20)

$$E_S = E_i\left\{2\left(\exp(-jkR_1)+\exp(-jkR_2)+\exp(-jkR_3)\right)+\Gamma\angle\phi(2\exp(-jkR_2)+2\exp(-jkR_3)\right.$$
$$\left.+\exp(-jk(R_1+R))+\exp(-jk(R_1-R))\right\}. \qquad (20)$$

โดย Γ และ ϕ เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนและเฟสตามลำดับ สัมประสิทธิ์การสะท้อนในแต่ละระดับความชื้นหาได้จากสมการที่ (21)

$$\Gamma = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1}. \qquad (21)$$

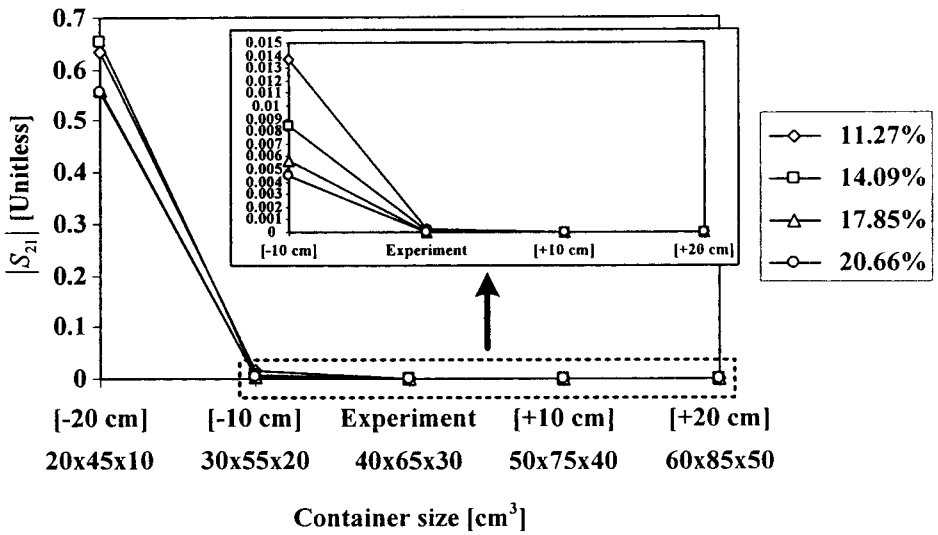
โดย η_1 และ η_2 แทนอินทรินซิกอิมพีแดนซ์ของข้าวเปลือกและอากาศตามลำดับ



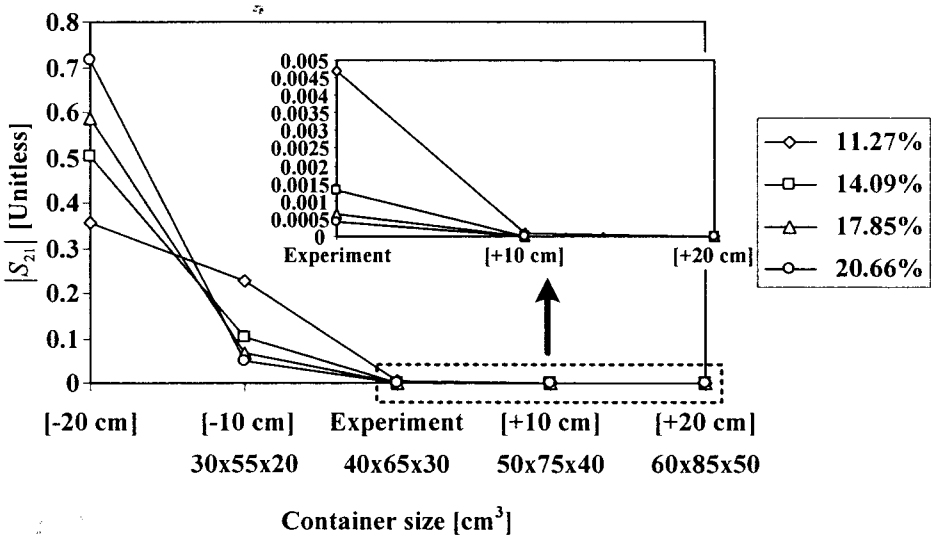
รูปที่ 9 ทางเดินของสนามกระจายภายในถังบรรจุข้าว

สนามกระจายถูกคำนวณตามขนาดของถังที่ใช้ในการทดลอง และหาขนาดของการเชื่อมต่อร่วมที่ได้รับผลกระทบ นอกจากนี้ยังวิเคราะห์เพื่อหาขนาดถังที่เหมาะสมมีผลกระทบจากการกระจายสนามน้อยที่สุด ดังนั้นจึงวิเคราะห์ขนาดของถังด้วยการเพิ่มและลดขนาดของถังทุกด้านขึ้น 2 ระดับ ระดับละ 10 เซนติเมตร ขนาดของถังที่เพิ่มขึ้น 20 เซนติเมตรทุกด้าน เท่ากับ 60x85x50 ลูกบาศก์เซนติเมตร ขนาด

ของถังที่เพิ่มขึ้น 10 เซนติเมตรทุกด้าน เท่ากับ 50x75x40 ลูกบาศก์เซนติเมตร ขนาดของถังที่ลดลง 10 เซนติเมตรทุกด้าน เท่ากับ 30x55x20 ลูกบาศก์เซนติเมตร ขนาดของถังที่ลดลง 20 เซนติเมตรทุกด้าน เท่ากับ 20x45x10 ลูกบาศก์เซนติเมตร ขนาดของการเชื่อมต่อร่วมทั้งสองโพลาไรเซชันที่มีผลกระทบจากสนามกระจายแสดงดังรูปที่ 10 จากผลการวิเคราะห์ขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่ระดับความชื้นต่างๆ ซึ่งเป็นผลมาจากขนาดของถัง ในกรณีโพลาไรเซชันขนานเปลี่ยนแปลงในช่วง 0.00004-0.003 ขณะที่กรณีของโพลาไรเซชันตั้งฉากเปลี่ยนแปลงในช่วง 0.0004-0.005 นอกจากนี้ยังพบว่าขนาดของการเชื่อมต่อร่วมของทั้งสองโพลาไรเซชันลดลงเมื่อถังมีขนาดใหญ่ขึ้นทุกระดับความชื้น ดังนั้นเมื่อชดเชยผลกระทบจากการกระจายสนามเนื่องจากขนาดของถัง แล้วนำค่าไปพลอตบนกราฟพื้นผิวในรูปที่ 2 ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกแสดงในตารางที่ 3 จะเห็นได้ว่าค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่ผ่านการชดเชยที่ระดับความชื้น 14.09 17.85 และ 20.66 เปอร์เซ็นต์ มีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยเมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการทดลอง แต่ค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกที่ผ่านการชดเชยแล้วมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนเมื่อเทียบกับ [31] ลดลง ที่ระดับความชื้น 11.27 เปอร์เซ็นต์ ไม่สามารถหาคุณสมบัติไดอิเล็กตริกด้วยกราฟเชิงพื้นผิวได้ เนื่องจากไม่มีจุดตัดระหว่างค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมทั้งสองโพลาไรเซชันที่ผ่านการชดเชย อย่างไรก็ตามกระบวนการชดเชยความผิดพลาดที่เป็นผลมาจากสนามกระจายเนื่องจากถังบรรจุข้าว มีประโยชน์และสำคัญต่อการปรับปรุงคุณสมบัติไดอิเล็กตริกให้มีความแม่นยำมากยิ่งขึ้น นอกจากนี้การวิเคราะห์ยังแสดงให้เห็นว่าภาชนะที่ใช้ในการทดลองไม่ให้ผลกระทบที่น้อยที่สุด แต่เนื่องจากผลกระทบของสนามกระจายภายในถังบรรจุที่มีขนาดน้อยมาก จึงสามารถสรุปได้ว่าขนาดของถังที่ใช้ในการทดลอง มีขนาดเพียงพอที่จะนำไปใช้งานจริงร่วมกับกราฟเชิงพื้นผิว



(ก) กรณีขนาน



(ข) กรณีตั้งฉาก

รูปที่ 10 ผลกระทบของขนาดภาชนะบรรจุที่มีต่อการเชื่อมต่อร่วม

ตารางที่ 3 เปรียบเทียบคุณสมบัติไดอิเล็กตริกระหว่างผลการชดเชย ผลการทดลอง และ [31]

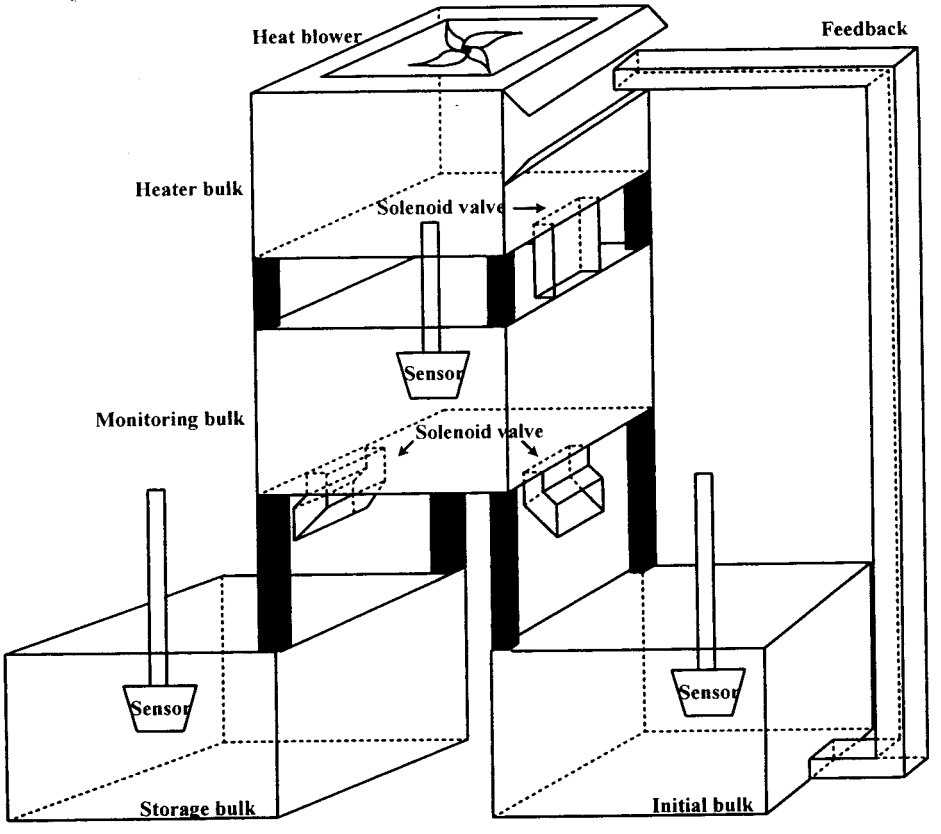
Moisture content [%]	Dielectric constant			Dielectric loss factor		
	Error compensated	Experiment	Reference [31]	Error compensated	Experiment	Reference [31]
11.27	-	2.278	2.360	-	0.400	0.260
14.09	2.845	2.852	2.670	0.380	0.300	0.340
17.85	3.235	3.243	3.050	0.345	0.265	0.520
20.66	3.475	3.478	3.450	0.245	0.177	0.540

4.3 การวัดความชื้นในสภาพจริงอย่างต่อเนื่อง

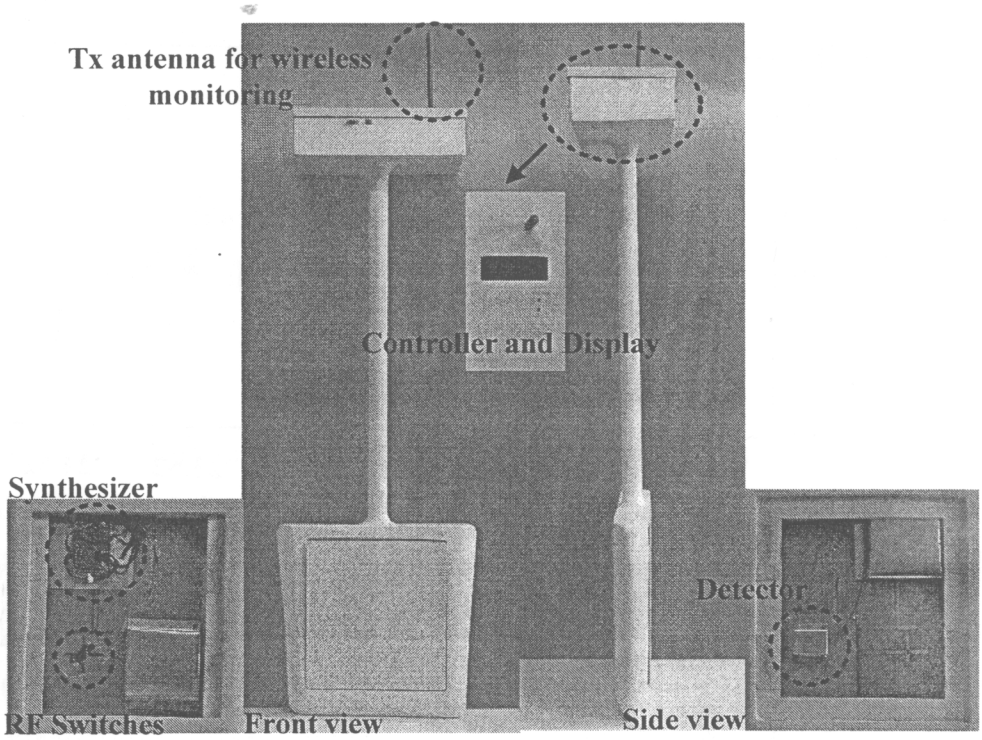
เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ในการประยุกต์ใช้สายอากาศสวิตช์โพลาไรเซดันไดโพลเป็นตัวเซ็นเซอร์ร่วมกับระบบลดความชื้นแบบปิด จึงสร้างระบบลดความชื้นขนาดกะทัดรัดอย่างง่ายดังแสดงในรูปที่ 11 ระบบนี้ประกอบด้วยถังบรรจุข้าวเปลือก 4 ถัง ได้แก่ ถังให้ความร้อน (Heater bulk), ถังพักสำหรับวัดความชื้น (Monitoring bulk), ถังจัดเก็บ (Storage bulk) และถังเริ่มต้น (Initial bulk) กระบวนการทำงานของระบบนี้เริ่มจากใส่ข้าวเปลือกในถังเริ่มต้นแล้ววัดความชื้น เมื่อความชื้นที่วัดได้มากกว่า 14 เปอร์เซ็นต์ ข้าวเปลือกในถังจะถูกปั๊มขึ้นมายังถังให้ความร้อน ในถังนี้จะมีเครื่องเป่าลมร้อนขนาด 1,000 วัตต์ ให้ความร้อนข้าวเปลือกตลอดเวลา ข้าวเปลือกจะถูกปล่อยสู่ถังพักเพื่อวัดความชื้นทุกๆ ชั่วโมง ถ้าความชื้นที่วัดได้ต่ำกว่า 14 เปอร์เซ็นต์ ข้าวเปลือกจะถูกปล่อยสู่ถังเก็บ แต่ถ้าความชื้นที่

วัดได้สูงกว่า 14 เปอร์เซ็นต์ ข้าวเปลือกจะถูกปล่อยสู่ถังเริ่มต้นและปั๊มกลับสู่ถังให้ความร้อนต่อไป ซึ่งกระบวนการจะวนแบบนี้ไปเรื่อยและทุกถังบรรจุข้าวเปลือกจะมีเซ็นเซอร์ตรวจสอบอยู่ตลอดเวลา

เซ็นเซอร์ที่ใช้งานจริงร่วมกับระบบลดความชื้นแบบปิดแสดงในรูปที่ 12 โดยสายอากาศส่งเชื่อมกับตัวกำเนิดสัญญาณ สายอากาศรับซึ่งมีอิลิเมนต์ไขว้เชื่อมกับสวิตช์จะต่อกับตัวตรวจจับกำลังงาน ส่วนของคอนโทรลเลอร์ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานตัวกำเนิดสัญญาณ ตัวตรวจจับกำลังงาน และสวิตช์ โดยที่ค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่วัดได้จะแสดงบนหน้าจอ LCD นอกจากนี้ได้เพิ่มฟังก์ชันในส่วนของการส่งข้อมูลแบบไร้สาย สำหรับการประยุกต์ใช้งานจริงในภาคสนามกรณีต้องการส่งข้อมูลมายังภายนอกโรงสี หรือ โกดังเก็บข้าวเปลือก ซึ่งมีผลดีสำหรับคนงานและเจ้าของโรงสีในการเข้าถึงข้อมูล

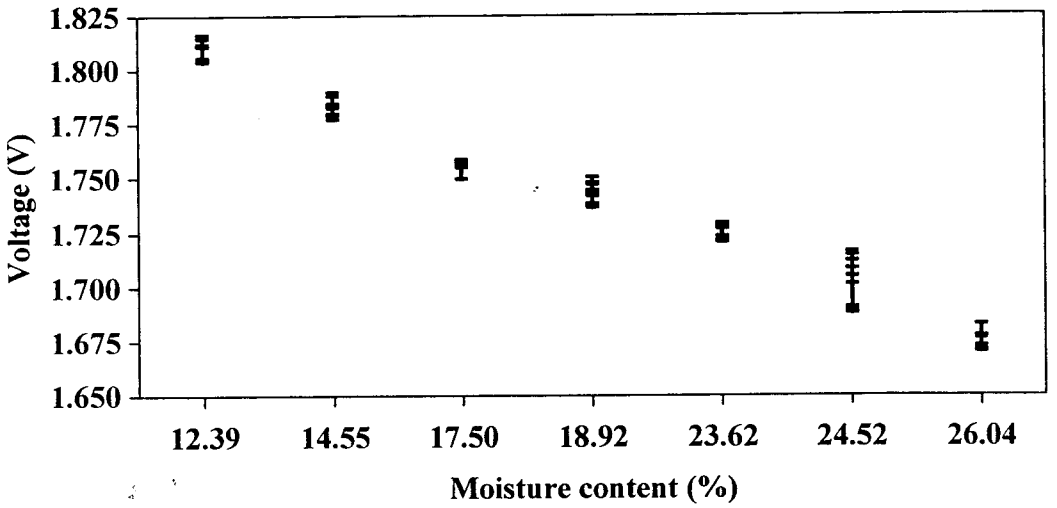


รูปที่ 11 ระบบจำลองลดความชื้นข้าวแบบปิด

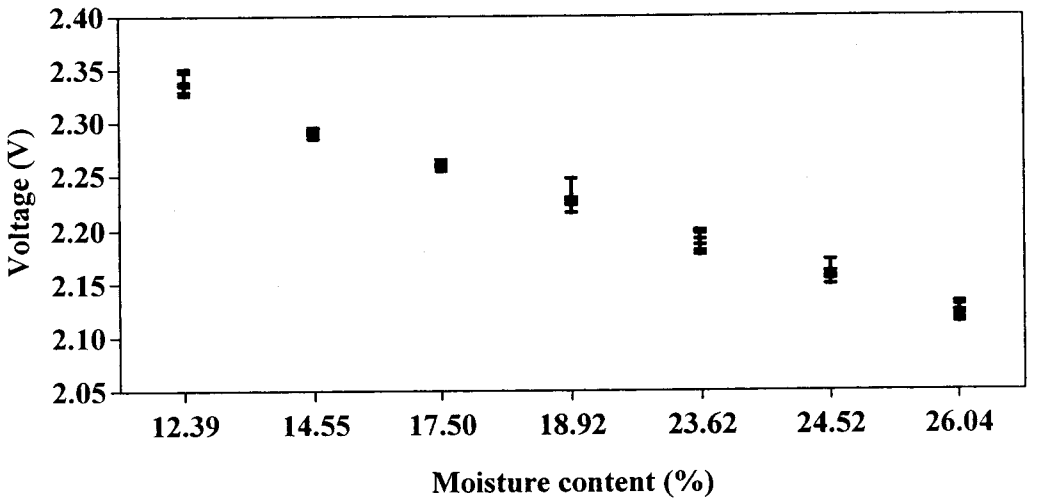


รูปที่ 12 เซ็นเซอร์สำหรับใช้งานจริงในภาคสนาม

จากการทดลอง เริ่มต้นด้วยการหาความสัมพันธ์ระหว่างระดับแรงดัน (Voltage) และความชื้นของข้าวเปลือก ซึ่งระดับความชื้นได้จากการทดลองในห้องปฏิบัติการด้วยวิธีการวัดตามมาตรฐานของ The American Society of Agricultural and Biological Engineers (ASAE) โดยมีขั้นตอนดังนี้ นำข้าวเปลือก 10 กรัม ใส่ในถ้วยแก้วทนความร้อนจำนวน 30 ตัวอย่าง ชั่งน้ำหนักด้วยเครื่องชั่งที่มีความละเอียด 0.0001 กรัม ก่อนให้ความร้อน จากนั้นให้ความร้อนในตู้อบที่อุณหภูมิ 130°C เป็นเวลา 19 ชั่วโมง นำออกจากตู้อบทิ้งไว้ให้เย็นลงในโถดูดความชื้น แล้วชั่งน้ำหนัก นำเข้าตู้อบอีกครั้งเป็นเวลา 6 ชั่วโมง แล้วนำออกมาชั่งน้ำหนักอีกครั้ง เปรียบเทียบน้ำหนักที่ได้กับครั้งก่อนหน้าว่าน้ำหนักเปลี่ยนไปเท่าไหร่ ถ้าน้ำหนักเปลี่ยนแปลงมากกว่า 0.005 กรัม ให้นำเข้าตู้อบเป็นเวลา 6 ชั่วโมง อีกครั้ง กระบวนการจะวนซ้ำไปเรื่อยๆ จนกว่าน้ำหนักที่เปลี่ยนแปลงน้อยกว่า 0.005 กรัม จึงเลิกนำเข้าตู้อบ ความชื้นหาได้จากอัตราส่วนของน้ำหนักที่หายไปต่อน้ำหนักข้าวก่อนอบ ความสัมพันธ์ระหว่างระดับแรงดันที่วัดได้จากทั้งสองโพลาไรเซชันกับความชื้นแสดงในรูปที่ 13 จะสังเกตได้จากทั้งสองโพลาไรเซชันว่าระดับแรงดันลดลงเมื่อความชื้นสูงขึ้น นอกจากนี้ระดับแรงดันยังแยกออกชัดเจนในช่วงของแต่ละความชื้น ทำให้สามารถนำข้อมูลนี้ไปใช้ตัดสินใจสำหรับการวัดความชื้นข้าวเปลือกในระบบปิด ผลการทดลองเซ็นเซอร์ร่วมกับระบบลดความชื้นแบบปิดแสดงในรูปที่ 14 ซึ่งระดับความชื้นที่วัดได้ก่อนให้ความร้อนมากกว่า 26.04 เปอร์เซ็นต์ ต้องให้ความร้อนเป็นระยะเวลา 13 ชั่วโมงเพื่อลดความชื้นให้เท่ากับ 12.39 เปอร์เซ็นต์



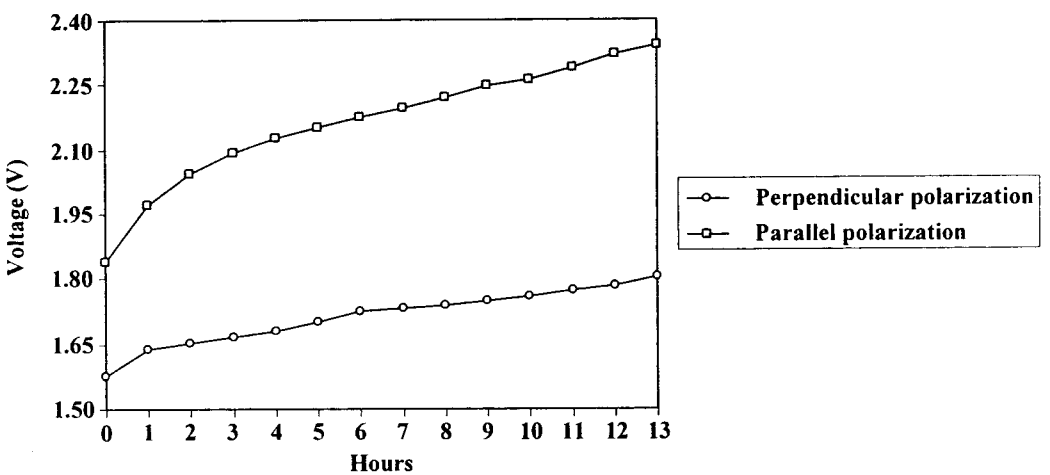
(ก)



(ข)

รูปที่ 13 ระดับแรงดันต่อความชื้นข้าวเปลือกที่เปลี่ยนไป

(ก) โพลาไรเซชันตั้งฉาก (ข) โพลาไรเซชันขนาน



รูปที่ 14 ระดับแรงดันต่อความชื้นที่ขึ้นกับช่วงเวลา

5. สรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอเซ็นเซอร์วัดระดับความชื้นด้วยการประยุกต์ใช้สายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันไดโพล โดยวัดขนาดการเชื่อมต่อร่วมระหว่างโพลาไรเซชันตั้งฉากและขนานเพื่อตรวจสอบคุณสมบัติไดอิเล็กตริก งานวิจัยนี้นำเสนอสูตรสำเร็จใหม่ของการหาอิมพีแดนซ์ร่วมของสายอากาศไดโพลที่มีโพลาไรเซชันตั้งฉาก นำเสนอการออกแบบสายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันไดโพล รวมทั้งการวิเคราะห์เพื่อเพิ่มสมรรถนะ ด้วยการชดเชยการสูญเสียเนื่องจากอิลิเมนต์ข้างเคียงและสวิตช์ ในส่วนของการทดลองวัดข้าวเปลือกที่ระดับความชื้นต่างๆ แสดงให้เห็นว่าค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่ได้ค่อนข้างแม่นยำเมื่อเปรียบเทียบกับงานวิจัยก่อนหน้า [13], [31] แต่ค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกยังมีความคลาดเคลื่อนอยู่ ดังนั้นจึงได้วิเคราะห์เพื่อชดเชยความผิดพลาดที่เกิดจากภาชนะที่บรรจุ ทำให้ทราบขนาดของภาชนะที่เหมาะสม 40x65x30 cm^3 ที่ไม่ส่งผลต่อความผิดพลาดในการทดลอง จากนั้นทดลองเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างระดับแรงดันกับความชื้น ที่หาได้จากวิธีการตามมาตรฐานของ ASAE ซึ่งความสัมพันธ์นี้สามารถนำไปใช้เป็นตัวตัดสินใจเพื่อคัดความชื้นข้าวเปลือกในระบบลดความชื้นแบบปิด โดยระบบลดความชื้นแบบปิดขนาดจำลองถูกสร้างขึ้น เพื่อทดสอบความเป็นไปได้สำหรับนำเซ็นเซอร์ไปใช้งานจริงร่วมกับระบบลดความชื้นแบบปิด ผลที่ได้แสดงถึงความสามารถของเซ็นเซอร์ที่นำเสนอ ซึ่งข้อดีของเซ็นเซอร์ที่นำเสนอนี้ คือ ราคาถูก ใช้เวลาในการวัดน้อย สามารถตรวจสอบความชื้นในสภาพใช้งานจริงได้อย่างต่อเนื่องและตลอดเวลา

เอกสารอ้างอิง

[1] A. P. Mossman, "A review of basic concepts in rice drying research," Critical Review in *Food Science and Nutrition*, vol. 25, pp. 49-70, 1986.

[2] S. Soponronnarit, "Fluidised-bed paddy drying," *Science Asia*, vol. 25, pp. 51-56, 1999.

[3] N. Sunthonvit, G. Srzednicki, and J. Caske, "Effects of high-temperature drying on the flavor components in Thai fragant Rice," *Drying Technology*, vol. 23, pp. 1407-1418, 2005.

[4] C. Taechapairoj, S. Prachawarakorn, and S. Soponronnarit, "Characteristics of rice dried in superheated-steam fluidized-bed," *Drying Technology*, vol. 22, no. 4, pp. 719-743, 2004.

[5] S. Prachawarakorn, N. Poomsa-ad, and S. Soponronnarit, "Quality maintenance and economy with high-temperature paddy-drying process," *Journal of Stored Products Research*, vol. 41, pp. 333-351, 2005.

[6] E. I. Goksu, G. Summu, and A. Esin, "Effect of microwave fluidized bed drying of Macaroni beads," *Journal of Food Engineering*, vol. 66, pp. 463-468, 2005.

[7] G. Roussy, S. Jassm, and J-M Thiebaut, "Modeling of a fluidized bed irradiated by a single or a multimode electric microwave field distribution," *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, vol. 30, no. 3, pp. 178-187, 1995.

[8] W. Radajewski, P. Jolly, and G. Y. Abawi, "Grain drying in a continuous flow drier supplemented with a microwave heating system," *Journal of Agricultural Engineering Research*, vol. 41, pp. 211-225, 1988.

[9] C. Sangdao, S. Songsermpong, and M. Krairiksh, "A continuous fluidized bed microwave paddy drying system using applicators with perpendicular slots on a concentric cylindrical cavity," *Drying Technology*, vol. 29, pp. 35-46, 2010.

[10] C. V. K. Kandala, C. L. Butts, and S. O. Nelson, "Capacitance sensor for nondestructive measurement of moisture content in nuts and grain," *IEEE Trans. Instrum Meas.*, vol. 56, pp. 1809-1813, 2007.

[11] Z. Ma and S. Okamura, "Permittivity determination using amplitudes of transmission and reflection coefficients at microwave frequency," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 47, pp. 546-550, 1999.

[12] S. N. Kharkovsky, M. F. Akay, U. C. Hasar, and C. D. Atis, "Measurement and monitoring of microwave reflection and transmission properties of cement-based specimens," *IEEE Trans. Instrum Meas.*, vol. 51, pp. 1210-1218, 2002.

[13] J. Mearnchu, T. Limpiti, D. Torrungrueng, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "A handheld moisture content sensor using coupled-dipole antennas," Latin Amarica Applied research, vol. 40, no. 3, pp. 199-206, 2010.

[14] S. O. Nelson, S. Trabelski, and A. W. Kraszewski, "RF sensing of grain and seed moisture content," *IEEE Trans.Sensors*, vol. 1, pp. 119-126, 2001.

[15] T. Limpiti and M. Krairiksh, "Complex permittivity determination by measuring magnitude of mutual coupling between co and cross polarized dipoles," *Proc. of 2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 2031-2034, Dec. 2007.

[16] T. Limpiti and M. Krairiksh, "Dielectric property determination using magnitude of mutual coupling by switched-polarization dipoles," *Proc. of 2009 IEEE International Conference on Antennas and Systems*, pp. 157-1-157-4, Dec. 2009.

[17] H. C. Baker and A. H. Lagrone, "Digital computation of the mutual impedance between thin dipoles," *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-10, no. 2, pp. 172-178, 1962.

[18] J. H. Richmond and N. H. Geary, "Mutual impedance of nonplanar-skew sinusoidal dipoles," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 23, no. 5, pp. 412-414, 1975.

[19] K. Liu, C. A. Balanis, and G. C. Barber, "Exact mutual impedance between sinusoidal electric and magnetic dipoles," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*,vol. 39, no. 5, pp. 684-686, 1991.

[20] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. New York: Wiley, 1982.

[21] H. E. King, "Mutual impedance of unequal length antenna in echelon," *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 5, no. 3, pp. 306-313, 1957.

[22] T. Limpiti and M. Krairiksh, "Closed-form expressions of mutual impedance between perpendicular thin dipoles," *Proceedings of ECTI-CON 2007*, pp. 951-954, 2007.

[23] Y. Qian and T. Itoh, "A broadband uniplanar microstrip-to-CPS transition," *1997 Asia Microwave Conf. Dig.*, pp. 609-612, Dec. 1997.

[24] N. Kaneda, Y. Qian, and T. Itoh, "A novel Yagi-Uda dipole array fed by a microstrip-to-CPS transition," *Proceedings of APMC 1998*, Yokohama, Japan, pp. 1413-1416, Dec. 1998.

[25] N. Kaneda, W. R. Deal, Y. Qian, R. Waterhouse, and T. Itoh, "A broad-band planar quasi-Yagi antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no. 8, pp. 1158-1160, Aug. 2002.

[26] N. I. Dib, R. N. Simons, and L. P. B. Katehi, "New uniplanar transition for circuit and antenna applications," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 12, pp. 2868-2873, Dec. 1995.

[27] L. Zhu and K. Wu, "Model-based characterization of CPS-fed printed dipole for innovative design of uniplanar integrated antenna," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, no. 9, pp. 342-344, Sep. 1999.

[28] CST microwave studio 2008.

[29] Advanced Design System Fundamentals. Agilent EEsof EDA. Part Number E8900-90329-ADS 1.5 (4/01).

[30] Hittite Microwave Corporation, "HMC284MS8G/284MS8GE, SPDT Non- Reflective Switch, DC-3.5 GHz" Datasheet.

[31] S. O. Nelson, S. Trabelsi, and A. W. Krazewski, "RF sensing of grain and seed moisture content," *IEEE Sensors Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 119-126, Aug. 2001.

[32] F. Sagnard, F. Bentabet, and C. Vignat, "*In situ* measurements of the complex permittivity of materials using reflection ellipsometry in the microwave band: experiments (Part II)," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 3, pp. 1274-1282, Jun. 2005.

ภาคผนวก

ตัวแปรมุมของสูตรสำเร็จทั้ง 12 เทอม

$$u_0 = k\left[(H+d)-\sqrt{(H-h)^2+(H+d)^2}\right]$$

$$u_1 = k\left[d-\sqrt{(H-h)^2+d^2}\right]$$

$$u_2 = k\left[d-\sqrt{(H+h)^2+d^2}\right]$$

$$u_3 = k\left[(H+d)-\sqrt{(H+h)^2+(H+d)^2}\right]$$

$$u_4 = k\left[d-\sqrt{h^2+d^2}\right]$$

$$u_5 = k\left[(H+d)-\sqrt{h^2+(H+d)^2}\right]$$

$$v_0 = k\left[\sqrt{(H-h)^2+(H+d)^2}+(H+d)\right]$$

$$v_1 = k\left[\sqrt{(H-h)^2+d^2}+d\right]$$

$$v_2 = k\left[\sqrt{(H+h)^2+d^2}+d\right]$$

$$v_3 = k\left[\sqrt{(H+h)^2+(H+d)^2}+(H+d)\right]$$

$$v_4 = k\left[\sqrt{h^2 + d^2} + d\right]$$

$$v_5 = k\left[\sqrt{h^2 + (H+d)^2} + (H+d)\right]$$

$$m_1 = k\left[\sqrt{(H-h)^2 + (2H+d)^2} + (2H+d)\right]$$

$$m_2 = k\left[\sqrt{(H+h)^2 + (2H+d)^2} + (2H+d)\right]$$

$$m_3 = k\left[\sqrt{h^2 + (2H+d)^2} + (2H+d)\right]$$

$$m_4 = k\left[(2H+d) - \sqrt{(H-h)^2 + (2H+d)^2}\right]$$

$$m_5 = k\left[(2H+d) - \sqrt{(H+h)^2 + (2H+d)^2}\right]$$

2.2 การเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศแบบร่องบนตัวกลางหลายชั้นที่มีระนาบกราวด์ขนาดจำกัด

Mutual Coupling of Coupled-Slot Antennas on A Finite Ground Plane and a Stratified Medium

นายไพบูลณ์ ย้อยหยด และ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

1. วัตถุประสงค์

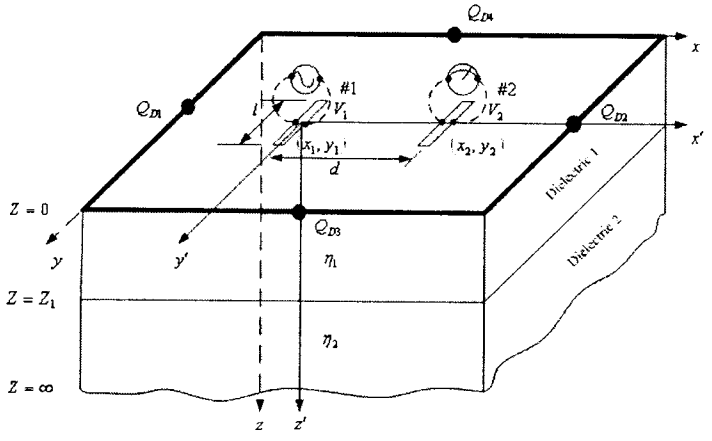
1. เพื่อศึกษารูปแบบการเลี้ยวเบนของคลื่นเมื่อสายอากาศร่องมีขนาดระนาบกราวด์ลดลงในอวกาศว่างและเมื่ออยู่ใกล้ตัวกลางหลายชั้นเพื่อให้เหมาะสมในการนำไปใช้งาน
2. เพื่อให้ได้มาซึ่งเครื่องมือในการตรวจวัดหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกหรือรู้การเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัตถุนั้นๆ ได้

2. บทนำ

เนื่องจากความต้องการควบคุมคุณภาพของการส่งออกสินค้าเกษตรจึงได้มีการนำเซ็นเซอร์ไมโครเวฟมาประยุกต์ใช้ในการตรวจสอบผลิตผลดังกล่าวและได้มีการพัฒนา เช่น เซ็นเซอร์ไดโพลเชื่อมต่อร่วมได้รับการพัฒนาในการวัดความชื้นของข้าวเปลือก [1] ซึ่งวัดทั้งสัญญาณสะท้อนและเชื่อมต่อ เซ็นเซอร์สวิตช์โพลาไรซ์ไดโพลเชื่อมต่อร่วมได้นำเสนอเฉพาะการวัดสัญญาณเชื่อมต่อร่วม [2] สำหรับการวัดผลไม้มีการนำเซ็นเซอร์ไมโครสตริปเชื่อมต่อร่วมมาใช้ตรวจสอบความแก่ของทุเรียน [3] เป็นต้น งานที่กล่าวมาทั้งหมดนี้อาศัยแบบจำลองแม่เหล็กไฟฟ้าที่ต้องใช้เวลาคำนวณนาน แต่ถ้าหากเป็นการหาสูตรสำเร็จต้องใช้เวลานานสำหรับการค้นคว้า และเมื่อได้สูตรสำเร็จมาจะใช้เวลาในการคำนวณหาคำตอบน้อย นอกจากนี้ยังให้ความเข้าใจทางด้านวิธีการทำงานอีกด้วย ดังนั้นบทความนี้นำเสนอหลักการของสายอากาศเชื่อมร่วม ผลการคำนวณจะแสดงและตรวจสอบโดยการทดลองที่มั่นใจว่าการคำนวณนั้นเป็นประโยชน์ในการพัฒนาเซ็นเซอร์สำหรับการตรวจสอบสินค้าเกษตร

จากงานวิจัยที่มีมาก่อนหน้านี้ได้แสดงการคำนวณและทดลองเกี่ยวกับความสัมพันธ์ของสายอากาศแบบร่องในอวกาศว่างและที่อยู่ใกล้ตัวกลางหลายชั้นที่ระนาบกราวด์ขนาดอนันต์ [4] ในการใช้งานจริงที่ระนาบกราวด์มีขนาดใหญ่ไม่เหมาะสมในการนำไปใช้เป็นเครื่องมือตรวจสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงเป็นการลดขนาดแผ่นระนาบกราวด์ลง เพื่อให้เหมาะสมกับการนำไปใช้งาน

3. การคำนวณ



รูปที่ 1 สายอากาศแบบร่องบนตัวกลางหลายชั้น

สมมติให้ความยาวร่องทั้งสองยาว l บนระนาบตัวนำที่ z = 0 วางบนตัวกลางหลายชั้น ไดอิเล็กตริกที่ 1 มีความหนาเท่ากับ z_1 มีพารามิเตอร์ที่สำคัญคือ $(\mu_1,\ \varepsilon_1,\ \sigma_1)$ ขณะที่พารามิเตอร์ที่สอดคล้องกันของไดอิเล็กตริกที่ 2 คือ $(\mu_2,\ \varepsilon_2,\ \sigma_2)$ ในที่นี้เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณไดอิเล็กตริกที่ 2 จึงให้มีความหนาเป็นอนันต์ โดยบริเวณร่องที่ 1 ใช้เป็นตัวส่งผ่านคลื่น ขณะที่บริเวณร่องที่ 2 ใช้เป็นตัวรับคลื่น โดยร่อง 1 อยู่ที่ตำแหน่ง $(x_1, y_1, 0)$ และ ร่อง 2 อยู่ที่ตำแหน่ง $(x_2, y_2, 0)$ สามารถหาแอดมิตแตนซ์ตัวเองและแอดมิตแตนซ์ร่วมของสายอากาศช่องเปิดได้ดังนี้

แอดมิตแตนซ์ตัวเอง (Self admittance)

$$Y_{11} = \frac{1}{V_1 V_2} \iint_{Sa_1} \left(\bar{E}_1^t \times \bar{H}_1^t\right) \cdot \hat{a}_n ds' \qquad (1)$$

แอดมิตแตนซ์ร่วม (Mutual admittance)

$$Y_{21} = \frac{1}{V_1 V_2} \iint_{Sa_2} \left(\bar{E}_1^t \times \bar{H}_2^t\right) \cdot \hat{a}_n ds' \qquad (2)$$

โดยที่ Sa_1, Sa_2 คือบริเวณพื้นที่ปากร่องตัวที่หนึ่งและสองตามลำดับ

สมมติให้ร่องแคบ ทำให้กำหนดความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กเป็นฟังก์ชันโคไซน์ได้ดังนี้

$$\bar{M}(x.y)=\hat{a}_y\begin{cases}\dfrac{M_0\cos\left(k_1\left(l-|y'-y_1|\right)\right)\delta(x'-x_1)}{\cos(k_1 l)} & ,|y'-y_1|\le\dfrac{l}{2}\\ 0 & ,|y'-y_1|\ge\dfrac{l}{2}\end{cases} \qquad (3)$$

โดยที่ M_0 คือ ขนาดและ k_1 คือ ค่าคงที่การแพร่กระจายคลื่นของไดอิเล็กตริกที่ 1 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $(k_x^2+k_y^2+k_z^2)^{(1/2)}$

$$k_x=\pm k_1\sin\theta\cos\phi, k_y=\pm k_1\sin\theta\sin\phi, k_z=k_1\cos\theta$$

เครื่องหมายบวกใช้สำหรับคลื่นสะท้อนกลับ ขณะที่เครื่องหมายลบใช้สำหรับคลื่นตกกระทบ เนื่องจากสนามใกล้ปากสายอากาศร่องไม่ได้เป็นคลื่นระนาบ ดังนั้นจะใช้วิธีโดเมนเชิงสเปกตรัม [9] เพื่อแปลงสนามระยะใกล้นี้ให้เป็นคลื่นระนาบและใช้หลักการสมมูลฮอยเกนหาค่าสนามไฟฟ้า ซึ่งสนามไฟฟ้าในโดเมนเชิงสเปกตรัมมีค่าดังนี้

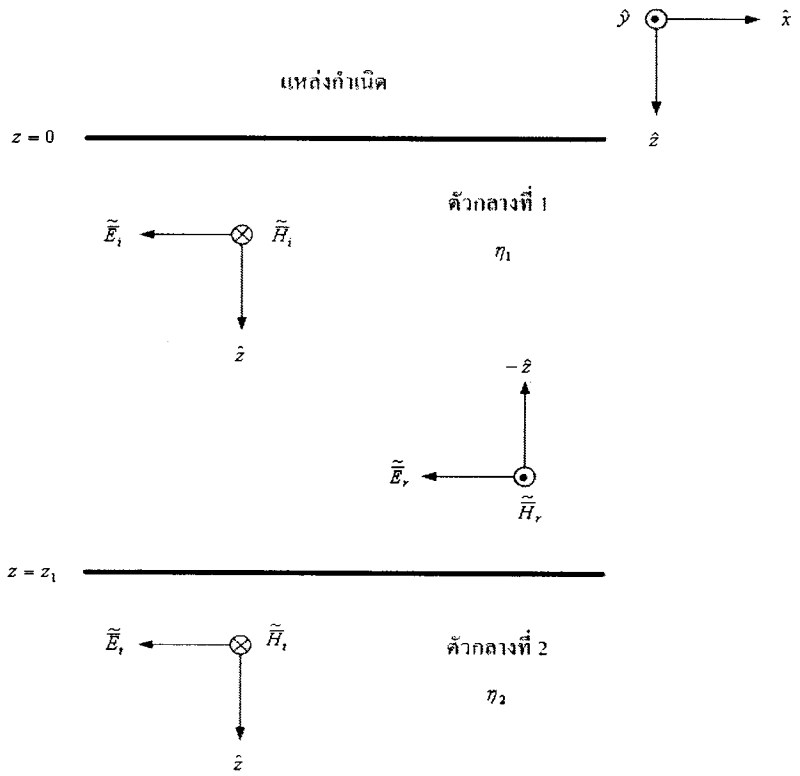
$$\tilde{\tilde{E}}(k_x,k_y)=-\hat{a}_x\frac{2e^{-j(k_x x_1+k_y y_1)}}{\cos(k_1 l)}\left[\frac{k_1\sin(k_1 l)-k_1\sin\left(k_1\frac{l}{2}\right)\cos\left(k_y\frac{l}{2}\right)-k_y\cos\left(k_1\frac{l}{2}\right)\sin\left(k_y\frac{l}{2}\right)}{k_1^2-k_y^2}\right] \qquad (4)$$

ต่อไปพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตเพื่อหาสัมประสิทธิ์การตกกระทบ สัมประสิทธิ์การสะท้อน และสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสนามไฟฟ้าในตัวกลางที่มีการสูญเสียตามรูปที่ 2 เงื่อนไขของตัวกลาง 2 ชิ้น ซึ่งประกอบด้วยแหล่งกำเนิดคลื่น ณ ตำแหน่ง z = 0 แพร่คลื่นตกกระทบรอยต่อของตัวกลางที่ 1 กับตัวกลางที่ 2 ที่มีการสูญเสียและมีขนาดอนันต์ ซึ่งอยู่ห่างเป็นระยะทาง z_1 โดยมีคลื่นตกกระทบ คลื่นสะท้อน และคลื่นส่งผ่านเป็น $\tilde{\tilde{E}}_i\,\tilde{\tilde{H}}_i$ $\tilde{\tilde{E}}_r\,\tilde{\tilde{H}}_r$ และ $\tilde{\tilde{E}}_t\,\tilde{\tilde{H}}_t$ ตามลำดับ โดยที่

$$\tilde{\tilde{E}}_i=-Ie^{-jk_z z}\hat{a}_x \quad \tilde{\tilde{E}}_r=-\mathrm{R}e^{jk_z z}\hat{a}_x \qquad \tilde{\tilde{E}}_t=-Te^{-jk_z z}\hat{a}_x$$

$$\tilde{\tilde{H}}_i=-\frac{I}{\eta_1}e^{-jk_z z}\hat{a}_y \qquad \tilde{\tilde{H}}_r=\frac{R}{\eta_1}e^{jk_z z}\hat{a}_y \qquad \tilde{\tilde{H}}_t=-\frac{T}{\eta_1}e^{-jk_z z}\hat{a}_y$$

I R และ T เป็นสัมประสิทธิ์การตกกระทบ สัมประสิทธิ์การสะท้อน และสัมประสิทธิ์การส่งผ่านตามลำดับ



รูปที่ 2 การพิจารณาเงื่อนไขขอบเขต

เมื่ออาศัยเงื่อนไขขอบเขตที่สนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสของสนามโดเมนเชิงสเปกตรัม ที่ z = 0 มีค่าเท่ากับความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก ทำให้ได้ความสัมพันธ์

$$\tilde{\tilde{E}}_i + \tilde{\tilde{E}}_r = \tilde{\tilde{E}} \tag{5}$$

จะได้

$$-I - \mathrm{R}e^{-jk_z z_1} = \tilde{\tilde{E}} \tag{6}$$

จะได้ความสัมพันธ์เงื่อนไขขอบเขตของสนามไฟฟ้าที่ต่อเนื่อง ณ รอยต่อระหว่างตัวกลางทั้งสองที่ z = z_1

$$\tilde{\tilde{E}}_i + \tilde{\tilde{E}}_r = \tilde{\tilde{E}}_t \tag{7}$$

ซึ่งจะได้

$$-Ie^{-jk_z z_1} - R = -Te^{-jk_z z_1} \tag{8}$$

เมื่อพิจารณาสนามแม่เหล็กที่ต่อเนื่อง ณ ขอบเขตรอยต่อ

$$\tilde{\tilde{H}}_i + \tilde{\tilde{H}}_r = \tilde{\tilde{H}}_t \tag{9}$$

ซึ่ง

$$\frac{-I}{\eta_1} e^{-jk_z z_1} + \frac{R}{\eta_1} = \frac{-T}{\eta_2} e^{-jk_z z_1} \tag{10}$$

เมื่อจัดสมการความต่อเนื่องเหล่านี้ เป็นเมตริกซ์จะได้

$$\begin{bmatrix} -1 & -e^{-jk_z z_1} & 0 \\ -e^{-jk_z z_1} & -1 & e^{-jk_z z_1} \\ \dfrac{-e^{-jk_z z_1}}{\eta_1} & \dfrac{1}{\eta_1} & \dfrac{e^{-jk_z z_1}}{\eta_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ R \\ T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\tilde{E}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

ดังนั้นสามารถหาสัมประสิทธิ์การตกกระทบ (I), สัมประสิทธิ์การสะท้อน (R) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (T) ได้ดังนี้

$$I = \frac{-(\eta_1 + \eta_2) e^{2jk_z z_1} \tilde{\tilde{E}}}{(\eta_1 + \eta_2) e^{2jk_z z_1} - (\eta_1 - \eta_2)} \tag{11}$$

$$R = \frac{(\eta_1 - \eta_2) e^{-jk_z z_1} \tilde{\tilde{E}}}{(\eta_1 + \eta_2) e^{2jk_z z_1} - (\eta_1 - \eta_2)} \tag{12}$$

$$T = \frac{2\eta_1 e^{2jk_z z_1} \tilde{\tilde{E}}}{(\eta_1 + \eta_2) e^{2jk_z z_1} - (\eta_1 - \eta_2)} \tag{13}$$

การคำนวณหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากอิทธิพลของขอบเขตทั้งสี่ด้านของแผ่นระนาบกราวด์ เริ่มที่การหาสนามแม่เหล็กรวม $\vec{H}_1^t$ บริเวณสายอากาศตัวส่ง กำหนดให้กระแสแม่เหล็กเป็น

$$\vec{M}(x,y) = M_x(x,y) + M_y(x,y) \tag{14}$$

พิจารณาที่สนามระยะไกล (Far-field) สนามตกกระทบแม่เหล็กที่ขนาดระนาบกราวด์อนันต์

$$H_r^t(r,\theta,\phi) = 0 \tag{15}$$

$$H_\theta^i(r,\theta,\phi) = -\frac{jk_1}{\eta_1}\frac{e^{-jk_1 r}}{4\pi r}\cos\theta\left[\widetilde{\widetilde{M}}_x(k_x,k_y)\cos\phi + \widetilde{\widetilde{M}}_y(k_x,k_y)\sin\phi\right] \tag{16}$$

$$H_\phi^i(r,\theta,\phi) = -\frac{jk_1}{\eta_1}\frac{e^{-jk_1 r}}{4\pi r}\left[\widetilde{\widetilde{M}}_y(k_x,k_y)\cos\phi - \widetilde{\widetilde{M}}_x(k_x,k_y)\sin\phi\right] \tag{17}$$

โดยที่

$$\widetilde{\widetilde{M}}_x(k_x,k_y) = \iint_{Sa} M_x(x,y)e^{-j(k_x x'+k_y y')}dx'dy' = 0$$

และ

$$\widetilde{\widetilde{M}}_y(k_x,k_y) = \iint_{Sa} M_y(x,y)e^{-j(k_x x'+k_y y')}dx'dy'$$

$$= \frac{2e^{-j(k_x x_1+k_y y_1)}}{\cos(k_1 l)}\left[\frac{k_1\sin(k_1 l) - k_1\sin(k_1\frac{l}{2})\cos(k_y\frac{l}{2}) - k_y\cos(k_1\frac{l}{2})\sin(k_y\frac{l}{2})}{k_1^2 - k_y^2}\right]$$

จะได้สนามที่ระยะไกลเป็นดังนี้

$$H_\theta^i(r,\theta,\phi) = -\frac{jk_1}{\eta_1}\frac{e^{-jk_1 r}}{4\pi r}\cos\theta\left[\widetilde{\widetilde{M}}_y(k_x,k_y)\sin\phi\right] \tag{18}$$

$$H_\phi^i(r,\theta,\phi) = -\frac{jk_1}{\eta_1}\frac{e^{-jk_1 r}}{4\pi r}\left[\widetilde{\widetilde{M}}_y(k_x,k_y)\cos\phi\right] \tag{19}$$

โดยที่

$$k_x = k_1\cos\phi\sin\theta \qquad \text{และ} \qquad k_y = k_1\sin\phi\sin\theta$$

$$r = s' \qquad \theta = \alpha' + 90^\circ \qquad \phi = 90^\circ$$

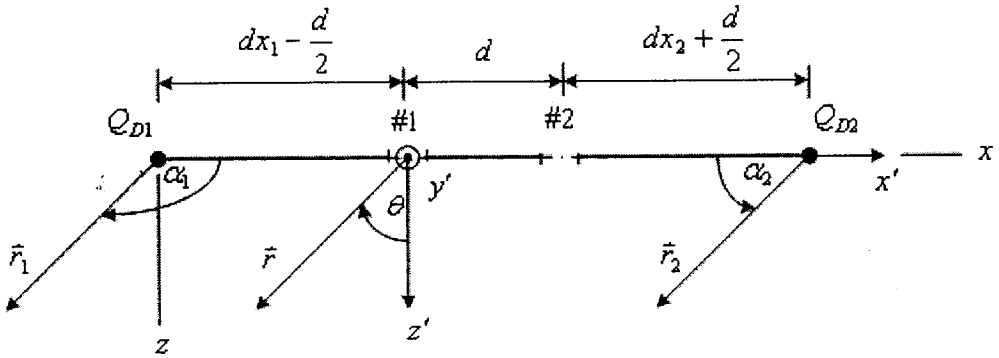
สำหรับสนามไฟฟ้าตกกระทบจะมีค่าเป็น

$$E_\theta^i(r,\theta,\phi) = -\frac{jk_1 e^{-jk_1 r}}{4\pi r}\left[\widetilde{\widetilde{M}}_y(k_x,k_y)\cos\phi\right] \tag{20}$$

$$E_{\phi}^{i}(r,\theta,\phi)=\frac{jk_1e^{-jk_1r}}{4\pi r}\cos\theta\left[\widetilde{M}_y(k_x,k_y)\sin\phi\right] \tag{21}$$

ลำคลื่นตกกระทบที่เกิดจากสายอากาศร่องแคบๆ ที่จุดสังเกต $P(r,\theta,\phi=0)$

ระนาบ xz



ในงานวิจัยนี้จะใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอที่ลิ่มในการหาสนามเลี้ยวเบนด้านที่ 1 (Q_{D1}) และ 2 (Q_{D2}) เมื่อพิจารณาที่สนามระยะไกลจะได้รูปแบบคลื่นตกกระทบที่เหมาะสมสำหรับสายอากาศร่องเป็นคลื่นตกกระทบทรงกลม โดยที่ $s>>s'$ ซึ่ง $L=s'\sin^2\beta_0'$ และ $A(s)=\frac{\sqrt{s'}}{s}$

สนามเลี้ยวเบนด้านที่ 1

ในระนาบ xz ลำคลื่นตกกระทบที่เกิดจากสายอากาศร่องแคบๆที่จุดสังเกต $P(r,\theta,\phi=0)$

$$H_r^i(Q_{D1})=0 \tag{22}$$

$$H_{\theta}^i(Q_{D1})=0 \tag{23}$$

$$H_{\phi}^i(Q_{D1})=\frac{-jk_1e^{-jk_1\left(\left(dx_1-\frac{d}{2}\right)+x_1\sin\theta\right)}}{\eta_1\cos(k_1l)2\pi\left(dx_1-\frac{d}{2}\right)}\left[\frac{k_1\sin(k_1l)-k_1\sin\left(k_1\frac{l}{2}\right)}{k_1^2}\right] \tag{24}$$

จะได้ว่า

$$A(s)=\frac{\sqrt{\left(dx_1-\frac{d}{2}\right)}}{r_1},\qquad L=\left(dx_1-\frac{d}{2}\right)\text{ และ}\qquad \beta_0'=\frac{\pi}{2}$$

เนื่องจากมุมตกกระทบจากแหล่งกำเนิดไปยังจุดเลี้ยวเบนมีค่าเท่ากับศูนย์องศา ($\alpha_1'=0$) ดังนั้น

$$\alpha_1 - \alpha_1' = \alpha_1 + \alpha_1' = \theta + \frac{\pi}{2}$$

ในกรณีที่พิจารณานี้จะเป็นลิ่มที่มุมลิ่มเท่ากับศูนย์ นั่นคือตัวประกอบของลิ่มมีค่าเท่ากับ 2 $((2-n)\pi = 0; n = 2)$ ดังนั้นสัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบนจะเป็น

$$D_{\perp}(L,\alpha_1) = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2\pi k_1}} \cdot \frac{F_s[k_1 La(\alpha_1)]}{\cos\left(\frac{\alpha_1}{2}\right)} \tag{25}$$

เมื่อ $L = \left(dx_1 - \frac{d}{2}\right)$, $\alpha_1 = \theta + \frac{\pi}{2}$ และ $D_{ll} = 0$

ถ้าเป็นคลื่นตกกระทบเฉียด $(\alpha_1' = 0)$ สัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบนจะถูกแบ่งเป็นสองส่วน ซึ่งเขียนได้เป็น

$$H^d_{Q_{D1}}(\theta) = H^i_{\phi}(Q_{D1})\frac{D_{\perp}}{2}A(s)e^{-jk_1 r_1} \tag{26}$$

$$H^d_{Q_{D2}}(\theta) = H^i_{\phi}(Q_{D2})\frac{D_{\perp}}{2}A(s)e^{-jk_1 r_2} \tag{27}$$

สนามเลี้ยวเบนด้านที่ 2

$$H^d_{Q_{D2}}(\theta) = H^i_{\phi}(Q_{D2})\frac{D_{\perp}}{2}A(s)e^{-jk_1 r_2} \tag{28}$$

เมื่อ

$$H^i_r(Q_{D2}) = 0 \tag{28.1}$$

$$H^i_{\theta}(Q_{D2}) = 0 \tag{28.2}$$

$$H^i_{\phi}(Q_{D2}) = \frac{-jk_1 e^{-jk_1\left(\left(dx_2+\frac{d}{2}\right)+x_1\sin\theta\right)}}{\eta_1\cos(k_1 l)2\pi\left(dx_2+\frac{d}{2}\right)}\left[\frac{k_1\sin(k_1 l) - k_1\sin\left(k_1\frac{l}{2}\right)}{k_1^2}\right] \tag{28.3}$$

ที่ $D_{\perp}$ ของ Q_{D2} เขียนได้เป็น

$$D_{\perp}(L,\alpha_2 \pm \alpha_2') = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2\pi k_1}} \cdot \frac{F_s[k_1 La(\alpha_2 \pm \alpha_2')]}{\cos\left(\frac{\alpha_2 \pm \alpha_2'}{2}\right)} \tag{29}$$

โดยที่

$$\alpha_2 \pm \alpha_2' = \begin{cases} \frac{\pi}{2} - \theta & ,0 \le \theta \le \frac{\pi}{2} \\ \frac{5\pi}{2} - \theta & ,\frac{\pi}{2} \le \theta \le \pi \end{cases}$$

$$A(s) = \frac{\sqrt{\left(dx_2 + \frac{d}{2}\right)}}{r_2} \qquad \text{และ} \qquad L = dx_2 + \frac{d}{2}$$

เนื่องจากหาสนามระยะไกล ดังนั้น

$$\left.\begin{aligned} r_1 &\approx r - \left(dx_1 - \frac{d}{2}\right)\sin\theta \\ r_2 &\approx r + \left(dx_2 + \frac{d}{2}\right)\sin\theta \end{aligned}\right\} \quad \text{สำหรับเฟส}$$

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad \text{สำหรับขนาด}$$

ดังนั้นสนามรวม ณ จุดสังเกต $P(r,\theta,\phi = 0)$ จะเป็น

$$H^t(\theta) = H^i(\theta) + H^d_{Q_{D1}}(\theta) + H^d_{Q_{D2}}(\theta) \tag{30}$$

ในความเป็นจริงจะมีความไม่ต่อเนื่องเกิดขึ้นในรูปแบบการกระจายคลื่นที่ $\theta = \frac{\pi}{2}$ ซึ่งเป็นบริเวณที่อยู่ตรงรอยต่อเงาพบว่า $H^d_{Q_{D1}}$ ไม่ต่อเนื่องที่รอยต่อ เราจะแก้ไขปัญหานี้ได้โดยรวมพจน์เลี้ยวเบนกำลังสูงขึ้นเข้าไปในสนามรวมพจน์นี้จะเป็นสนามที่แพร่จาก Q_{D1} ที่เกิดจากสนามเลี้ยวเบน Q_{D2} ซึ่งแสดงได้ว่า

$$H^d_{Q_{D12}}(\theta) = H^d_{Q_{D2}}(Q_{D1})\frac{D_{\perp}}{2}A(s)e^{-jk_1 r_1} \tag{31}$$

โดยที่

$$H^{d}_{Q_{D2}}(Q_{D1}) = H^{i}_{\phi}(Q_{D1})\frac{1}{2}\left\{\frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2\pi k_1}}\cdot\frac{F_s\left[k_1\left(dx_2+\frac{d}{2}\right)a(\alpha_2\pm\alpha_2')\right]}{\cos\left(\frac{\alpha_2\pm\alpha_2'}{2}\right)}\right\}\cdot\frac{\sqrt{\left(dx_2+\frac{d}{2}\right)}}{r_2}\cdot e^{-jk_1r_2}$$

$$D_{\perp} = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2\pi k_1}}\cdot\frac{F_s\left[k_1\left(dx_1-\frac{d}{2}\right)a(\alpha_1)\right]}{\cos\left(\frac{\alpha_1}{2}\right)}$$

$$A(s) = \frac{\sqrt{\left(dx_1-\frac{d}{2}\right)}}{r_1}$$

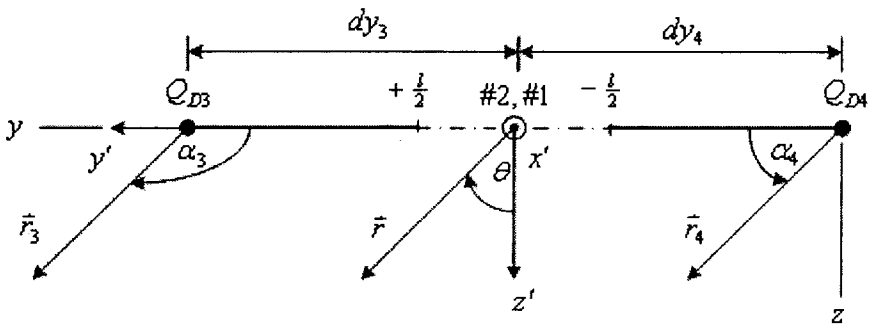
ดังนั้น

$$H^{id}_{1,2}(\theta) = \begin{cases} H^{i}_{1,2}(\theta) + H^{d}_{Q_{D1}}(\theta) + H^{d}_{Q_{D2}}(\theta) + H^{d}_{Q_{D12}}(\theta) & ,0 \le \theta \le \frac{\pi}{2} \\ H^{d}_{Q_{D1}}(\theta) + H^{d}_{Q_{D2}}(\theta) + H^{d}_{Q_{D12}}(\theta) & ,\frac{\pi}{2} \le \theta \le \pi \end{cases} \qquad (32)$$

โดยที่

$$H^{i}_{1,2}(\theta) = H^{i}_{\phi}(Q_{D1}) + H^{i}_{\phi}(Q_{D2})$$

สำหรับระนาบ yz ที่ตำแหน่งจุดสังเกต $P(r,\theta,\phi=\frac{\pi}{2})$ ลำคลื่นตกกระทบเป็น



ที่สนามระยะไกล

$$H^{i}_{r}(Q_{D3}) = 0 \qquad (33)$$

$$H_{\theta}^{i}(Q_{D3}) = \frac{-jk_1 e^{-jk_1(dy_3 + y_1 \sin\theta)}}{\eta_1 \cos(k_1 l) 2\pi dy_3} \cos\theta \times \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin(k_1 \frac{l}{2}) \cos(k_1 \sin\theta \frac{l}{2}) - k_1 \sin\theta \cos(k_1 \frac{l}{2}) \sin(k_1 \sin\theta \frac{l}{2})}{k_1^2 - (k_1 \sin\theta)^2} \right] \quad (34)$$

$$H_{\phi}^{i}(Q_{D3}) = 0 \quad (35)$$

และ

$$H_{r}^{i}(Q_{D4}) = 0 \quad (36)$$

$$H_{\theta}^{i}(Q_{D4}) = \frac{-jk_1 e^{-jk_1(dy_4 + y_1 \sin\theta)}}{\eta_1 \cos(k_1 l) 2\pi dy_4} \cos\theta \times \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin(k_1 \frac{l}{2}) \cos(k_1 \sin\theta \frac{l}{2}) - k_1 \sin\theta \cos(k_1 \frac{l}{2}) \sin(k_1 \sin\theta \frac{l}{2})}{k_1^2 - (k_1 \sin\theta)^2} \right] \quad (37)$$

$$H_{\phi}^{i}(Q_{D4}) = 0 \quad (38)$$

ในกรณีนี้ลำคลื่นตกกระทบมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งมีจุดเลี้ยวเบนที่ $\theta = \frac{\pi}{2}$ ดังนั้นสนามเลี้ยวเบนจะมีค่าเป็นศูนย์ ทำให้เราต้องรวมพจน์การเลี้ยวเบนเอียงที่จุดเลี้ยวเบนจากรูปในระนาบ yz จะเห็นว่ามีจุดเลี้ยวเบนสองจุดดังนั้นการเลี้ยวเบนเอียง (Slope diffraction) ของจุดทั้งสองนี้จะหาได้ดังนี้

สนามเลี้ยวเบนด้านที่ 3

$$H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) = \frac{1}{jk_1} \cdot \frac{\partial H_{\theta}^{i}(Q_{D3})}{\partial n} \cdot \frac{\partial D_{\perp}(Q_{D3})}{\partial \alpha_3'} \cdot A(s) e^{-jk_1 r_3} \quad (39)$$

การหาอนุพันธ์ $\frac{\partial H_{\theta}^{i}(Q_{D3})}{\partial n}$

$$\frac{\partial H_{\theta}^{i}}{\partial n} = -\frac{1}{s'} \frac{\partial H_{\theta}^{i}}{\partial \theta}$$

จะได้

$$\frac{\partial}{\partial n}H_\theta^l(Q_{D3})=\frac{jk_1e^{-jk_1(dy_3+y_1)}}{\eta_1\cos(k_1l)2\pi(dy_3)^2}\left[\frac{k_1^2\sin^2\left(k_1\frac{l}{2}\right)\frac{l}{2}-k_1\cos\left(k_1\frac{l}{2}\right)\sin\left(k_1\frac{l}{2}\right)-k_1^2\cos^2\left(k_1\frac{l}{2}\right)\frac{l}{2}}{k_1^2}\right] \tag{40}$$

และการหาอนุพันธ์ $\dfrac{\partial D_\perp(Q_{D3})}{\partial\alpha_3'}$

$$\begin{aligned}\frac{\partial D_\perp(Q_{D3})}{\partial\alpha_3'}=\frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{4n^2\sqrt{2\pi k_1}\sin\beta_0'}\Bigg\{\Bigg[&\csc^2\left(\frac{\pi+(\alpha_3-\alpha_3')}{2n}\right)F_s\left[k_1s_3'a^+(\alpha_3-\alpha_3')\right]\\&-\csc^2\left(\frac{\pi-(\alpha_3-\alpha_3')}{2n}\right)F_s\left[k_1s_3'a^-(\alpha_3-\alpha_3')\right]\Bigg]\\&-\Bigg[\csc^2\left(\frac{\pi+(\alpha_3+\alpha_3')}{2n}\right)F_s\left[k_1s_3'a^+(\alpha_3+\alpha_3')\right]\\&-\csc^2\left(\frac{\pi-(\alpha_3+\alpha_3')}{2n}\right)F_s\left[k_1s_3'a^-(\alpha_3+\alpha_3')\right]\Bigg]\Bigg\}\end{aligned} \tag{41}$$

โดยที่

$L=s_3'=dy_3$

$$\begin{aligned}F_s\left[k_1s_3'a^\pm(\alpha_3\pm\alpha_3')\right]&=2j\left|\sqrt{k_1s_3'a^\pm(\alpha_3\pm\alpha_3')}\right|e^{j\left(k_1s_3'a^\pm(\alpha_3\pm\alpha_3')\right)}\int_{\left|\sqrt{k_1s_3'a^\pm(\alpha_3\pm\alpha_3')}\right|}^{\infty}e^{-j\tau^2}d\tau\\&=2j\left|\sqrt{k_1s_3'a^\pm(\alpha_3\pm\alpha_3')}\right|e^{j\left(k_1s_3'a^\pm(\alpha_3\pm\alpha_3')\right)}\\&\quad\times\left\{\int_{\left|\sqrt{k_1s_3'a^\pm(\alpha_3\pm\alpha_3')}\right|}^{\infty}\cos(\tau^2)d\tau-j\left(\int_{\left|\sqrt{k_1s_3'a^\pm(\alpha_3\pm\alpha_3')}\right|}^{\infty}\sin(\tau^2)d\tau\right)\right\}\\&=2j\left|\sqrt{k_1s_3'a^\pm(\alpha_3\pm\alpha_3')}\right|e^{j\left(k_1s_3'a^\pm(\alpha_3\pm\alpha_3')\right)}\\&\quad\times\left\{C_1\left(k_1s_3'a^\pm(\alpha_3\pm\alpha_3')\right)-jS_1\left(k_1s_3'a^\pm(\alpha_3\pm\alpha_3')\right)\right\}\end{aligned}$$

$a^\pm(\alpha_3\pm\alpha_3')=1+\cos\left[2\pi nN^\pm-(\alpha_3\pm\alpha_3')\right]$ ซึ่ง $2\pi nN^\pm-(\alpha_3\pm\alpha_3')=\pi$

จะได้

$$\frac{\partial D_\perp(Q_{D3})}{\partial\alpha_3'}=\frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{16\sqrt{2\pi k_1}}\left\{\left[\csc^2\left(\frac{\pi+(\alpha_3-\alpha_3')}{4}\right)F_s\left[k_1dy_3\left(1+\cos\left(2\pi nN^\pm-(\alpha_3-\alpha_3')\right)\right)\right]\right.$$

$$-\csc^2\left(\frac{\pi-(\alpha_3-\alpha_3')}{4}\right)F_s\left[k_1 dy_3\left(1+\cos\left(2\pi nN^{\pm}-(\alpha_3-\alpha_3')\right)\right)\right]\Bigg]$$

$$-\Bigg[\csc^2\left(\frac{\pi+(\alpha_3+\alpha_3')}{4}\right)F_s\left[k_1 dy_3\left(1+\cos\left(2\pi nN^{\pm}-(\alpha_3+\alpha_3')\right)\right)\right]$$

$$-\csc^2\left(\frac{\pi-(\alpha_3+\alpha_3')}{4}\right)F_s\left[k_1 dy_3\left(1+\cos\left(2\pi nN^{\pm}-(\alpha_3+\alpha_3')\right)\right)\right]\Bigg]\Bigg\} \quad (42)$$

ดังนั้น

$$H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta)=\frac{1}{jk_1}\frac{\partial H_\theta^i(Q_{D3})}{\partial n}\cdot\frac{\partial D_\perp(Q_{D3})}{\partial\alpha_3'}\frac{\sqrt{dy_3}}{r_3}e^{-jk_1r_3} \quad (43)$$

สนามเลี้ยวเบนด้านที่ 4

$$H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta)=\frac{1}{jk_1}\frac{\partial H_\theta^i(Q_{D4})}{\partial n}\cdot\frac{\partial D_\perp(Q_{D4})}{\partial\alpha_4'}A(s)e^{-jk_1r_4} \quad (44)$$

การหาอนุพันธ์ $\frac{\partial H_\theta^i(Q_{D4})}{\partial n}$ จะได้

$$\frac{\partial H_\theta^i(Q_{D4})}{\partial n}=-\frac{1}{s'}\frac{\partial H_\theta^i}{\partial\theta}$$

$$=\frac{jk_1e^{-jk_1(dy_4+y_1)}}{\eta_1\cos(k_1l)2\pi(dy_4)^2}\left[\frac{k_1^2\sin^2\left(k_1\frac{l}{2}\right)\frac{l}{2}-k_1\cos\left(k_1\frac{l}{2}\right)\sin\left(k_1\frac{l}{2}\right)-k_1^2\cos^2\left(k_1\frac{l}{2}\right)\frac{l}{2}}{k_1^2}\right] \quad (45)$$

และการหาอนุพันธ์ $\frac{\partial D_\perp(Q_{D4})}{\partial\alpha_4'}$

$$\frac{\partial D_\perp(Q_{D4})}{\partial\alpha_4'}=\frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{4n^2\sqrt{2\pi k_1}\sin\beta_0'}\Bigg\{\Bigg[\csc^2\left(\frac{\pi+(\alpha_4-\alpha_4')}{2n}\right)F_s\left[k_1s_4'a^+(\alpha_4-\alpha_4')\right]$$

$$-\csc^2\left(\frac{\pi-(\alpha_4-\alpha_4')}{2n}\right)F_s\left[k_1s_4'a^-(\alpha_4-\alpha_4')\right]\Bigg]$$

$$-\left[\csc^2\left(\frac{\pi+(\alpha_4+\alpha_4')}{2n}\right)F_s\left[k_1s_4'a^+(\alpha_4+\alpha_4')\right]\right.$$
$$\left.-\csc^2\left(\frac{\pi-(\alpha_4+\alpha_4')}{2n}\right)F_s\left[k_1s_4'a^-(\alpha_4+\alpha_4')\right]\right]\Bigg\} \qquad (46)$$

โดยที่

$L = s_4' = dy_4$

$$F_s\left[k_1s_4'a^{\pm}(\alpha_4\pm\alpha_4')\right] = 2j\left|\sqrt{k_1s_4'a^{\pm}(\alpha_4\pm\alpha_4')}\right|e^{j\left(k_1s_4'a^{\pm}(\alpha_4\pm\alpha_4')\right)}\int_{\left|\sqrt{k_1s_4'a^{\pm}(\alpha_4\pm\alpha_4')}\right|}^{\infty}e^{-j\tau^2}d\tau$$

$$= 2j\left|\sqrt{k_1s_4'a^{\pm}(\alpha_4\pm\alpha_4')}\right|e^{j\left(k_1s_4'a^{\pm}(\alpha_4\pm\alpha_4')\right)}$$
$$\times\left\{\int_{\left|\sqrt{k_1s_4'a^{\pm}(\alpha_4\pm\alpha_4')}\right|}^{\infty}\cos(\tau^2)d\tau - j\left(\int_{\left|\sqrt{k_1s_4'a^{\pm}(\alpha_4\pm\alpha_4')}\right|}^{\infty}\sin(\tau^2)d\tau\right)\right\}$$
$$= 2j\left|\sqrt{k_1s_4'a^{\pm}(\alpha_4\pm\alpha_4')}\right|e^{j\left(k_1s_4'a^{\pm}(\alpha_4\pm\alpha_4')\right)}$$
$$\times\left\{C_1\left(k_1s_4'a^{\pm}(\alpha_4\pm\alpha_4')\right) - jS_1\left(k_1s_4'a^{\pm}(\alpha_4\pm\alpha_4')\right)\right\}$$

$a^{\pm}(\alpha_4\pm\alpha_4') = 1+\cos\left[2\pi nN^{\pm}-(\alpha_4\pm\alpha_4')\right]$ ซึ่ง $2\pi nN^{\pm}-(\alpha_4\pm\alpha_4') = \pi$

จะได้

$$\frac{\partial D_{\perp}(Q_{D4})}{\partial\alpha_4'} = \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{16\sqrt{2\pi k_1}}\left\{\left[\csc^2\left(\frac{\pi+(\alpha_4-\alpha_4')}{4}\right)F_s\left[k_1dy_4\left(1+\cos\left(2\pi nN^{\pm}-(\alpha_4-\alpha_4')\right)\right)\right]\right.\right.$$
$$\left.-\csc^2\left(\frac{\pi-(\alpha_4-\alpha_4')}{4}\right)F_s\left[k_1dy_4\left(1+\cos\left(2\pi nN^{\pm}-(\alpha_4-\alpha_4')\right)\right)\right]\right]$$

$$-\left[\csc^2\left(\frac{\pi+(\alpha_4+\alpha_4')}{4}\right)F_s\left[k_1dy_4\left(1+\cos\left(2\pi nN^{\pm}-(\alpha_4+\alpha_4')\right)\right)\right]\right.$$
$$\left.\left.-\csc^2\left(\frac{\pi-(\alpha_4+\alpha_4')}{4}\right)F_s\left[k_1dy_4\left(1+\cos\left(2\pi nN^{\pm}-(\alpha_4+\alpha_4')\right)\right)\right]\right]\right\}$$

(47)

ดังนั้น

$$H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta)=\frac{1}{jk_1}\frac{\partial H_\theta^i(Q_{D4})}{\partial n}\cdot\frac{\partial D_\perp(Q_{D4})}{\partial \alpha_4'}\frac{\sqrt{dy_4}}{r_4}e^{-jk_1r_4} \tag{48}$$

สนามเลี้ยวเบนเอียงรวมที่จุดสังเกต $P\left(r,\theta,\phi=\frac{\pi}{2}\right)$ คือ

$$H_{3,4}^{td}(\theta)=\begin{cases}H_{3,4}^{i}(\theta)+H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta)+H_{Q_{D4}}^{d}(\theta) & ,0\le\theta\le\frac{\pi}{2}\\ H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta)+H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) & ,\frac{\pi}{2}\le\theta\le\pi\end{cases} \tag{49}$$

โดยที่

$$H_{3,4}^{i}(\theta)=H_\theta^i(Q_{D3})+H_\theta^i(Q_{D4})$$

ดังนั้น สนามแม่เหล็กรวมบริเวณสายอากาศร่องที่ 1 จะได้เป็น

$$\bar{H}_1^t=\begin{cases}\bar{H}_1+H_{1,2}^{i}(\theta)+H_{Q_{D1}}^{d}(\theta)+H_{Q_{D2}}^{d}(\theta)+H_{Q_{D12}}^{d}(\theta)\\ +H_{3,4}^{i}(\theta)+H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta)+H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) & ,0\le\theta\le\frac{\pi}{2}\\ \bar{H}_1+H_{Q_{D1}}^{d}(\theta)+H_{Q_{D2}}^{d}(\theta)+H_{Q_{D12}}^{d}(\theta)\\ +H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta)+H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) & ,\frac{\pi}{2}\le\theta\le\pi\end{cases} \tag{50}$$

โดยที่

$$\begin{aligned}\bar{H}_1=\sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}}\Bigg\{&\left[j\frac{k_1e^{-jk_1r_{I_1}}}{2\pi r_{I_1}}E_{xi_1}\left(\sin^2\theta_{i_1}\sin\phi_{i_1}\cos\phi_{i_1}\right)+j\frac{k_1e^{jk_1r_{R_1}}}{2\pi r_{R_1}}E_{xr_1}\left(\sin^2\theta_{r_1}\sin\phi_{r_1}\cos\phi_{r_1}\right)\right]\hat{a}_x\\ &+\left[j\frac{k_1e^{-jk_1r_{I_1}}}{2\pi r_{I_1}}E_{xi_1}\left(\cos^2\theta_{i_1}-\sin^2\theta_{i_1}\cos^2\phi_{i_1}\right)-j\frac{k_1e^{jk_1r_{R_1}}}{2\pi r_{R_1}}E_{xr_1}\left(\cos^2\theta_{r_1}\sin^2\phi_{r_1}+\cos^2\phi_{r_1}\right)\right]\hat{a}_y\\ &+\left[-j\frac{k_1e^{-jk_1r_{I_1}}}{2\pi r_{I_1}}E_{xi_1}\left(\sin\theta_{i_1}\cos\theta_{i_1}\sin\phi_{i_1}\right)-j\frac{k_1e^{jk_1r_{R_1}}}{2\pi r_{R_1}}E_{xr_1}\left(\sin\theta_{r_1}\cos\theta_{r_1}\sin\phi_{r_1}\right)\right]\hat{a}_z\Bigg\}\end{aligned}$$

$$E_{xi_1}=-\frac{1}{\left(\eta_1^2-\eta_2^2\right)\cos(k_1l)}$$

$$\times\left[\frac{k_1\sin(k_1 l)-k_1\sin(k_1\frac{l}{2})\cos\left(k_1\sin\theta_{i_1}\sin\phi_{i_1}\left(\frac{l}{2}\right)\right)-\left(k_1\sin\theta_{i_1}\sin\phi_{i_1}\right)\cos(k_1\tfrac{l}{2})\sin\left(k_1\sin\theta_{i_1}\sin\phi_{i_1}\left(\frac{l}{2}\right)\right)}{k_1^2-k_1^2\sin^2\theta_{i_1}\sin^2\phi_{i_1}}\right]$$

$$r_{I_1}=\sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2+z^2}$$

$$\theta_{i_1}=\cos^{-1}\left(\frac{z}{\sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2+z^2}}\right)$$

$$\phi_{i_1}=\tan^{-1}\left(\frac{y-y_1}{x-x_1}\right)$$

$$E_{xr_1}=\frac{1}{(\eta_1+\eta_2)^2\cos(k_1 l)}$$

$$\times\left[\frac{k_1\sin(k_1 l)-k_1\sin(k_1\frac{l}{2})\cos\left(k_1\sin\theta_{r_1}\sin\phi_{r_1}\left(\frac{l}{2}\right)\right)-\left(k_1\sin\theta_{r_1}\sin\phi_{r_1}\right)\cos(k_1\tfrac{l}{2})\sin\left(k_1\sin\theta_{r_1}\sin\phi_{r_1}\left(\frac{l}{2}\right)\right)}{k_1^2-k_1^2\sin^2\theta_{r_1}\sin^2\phi_{r_1}}\right]$$

$$r_{R_1}=\sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2+(z-z_1)^2}$$

$$\theta_{r_1}=\cos^{-1}\left(\frac{(z-z_1)}{\sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2+(z-z_1)^2}}\right)$$

$$\phi_{r_1}=\tan^{-1}\left(\frac{y-y_1}{x-x_1}\right)$$

ซึ่งในการหาสนามไฟฟ้ารวมที่สายอากาศร่อง 1 และสนามแม่เหล็กรวมที่สายอากาศร่อง 2 สามารถหาได้ในทำนองเดียวกัน

สนามไฟฟ้ารวมที่สายอากาศร่อง 1 คือ

$$\bar{E}_1^t=\begin{cases}\bar{E}_1+E_{1,2}^i(\theta)+E_{Q_{D1}}^d(\theta)+E_{Q_{D2}}^d(\theta)+E_{Q_{D12}}^d(\theta)\\ +E_{3,4}^i(\theta)+E_{Q_{D3}}^{sd}(\theta)+E_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) & ,0\le\theta\le\dfrac{\pi}{2}\\ \\ \bar{E}_1+E_{Q_{D1}}^d(\theta)+E_{Q_{D2}}^d(\theta)+E_{Q_{D12}}^d(\theta)\\ +E_{Q_{D3}}^{sd}(\theta)+E_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) & ,\dfrac{\pi}{2}\le\theta\le\pi\end{cases} \qquad (51)$$

โดยที่

$$\vec{E}_1 = \left\{ \left[j\frac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_1}}}{2\pi r_{I_1}} E_{xi_1} \cos\theta_{i_1} \left(1 - 2\sin^2\theta_{i_1}\cos^2\phi_{i_1}\right) - j\frac{k_1 e^{jk_1 r_{R_1}}}{2\pi r_{R_1}} E_{xr_1}\left(\cos\theta_{r_1}\right) \right] \hat{a}_x \right.$$
$$+ \left[-j\frac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_1}}}{2\pi r_{I_1}} E_{xi_1}\left(2\sin^2\theta_{i_1}\cos\theta_{i_1}\cos\phi_{i_1}\sin\phi_{i_1}\right) \right] \hat{a}_y$$
$$\left. + \left[-j\frac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_1}}}{2\pi r_{I_1}} E_{xi_1}\sin\theta_{i_1}\cos\phi_{i_1}\left(1 - 2\sin^2\theta_{i_1}\right) + j\frac{k_1 e^{jk_1 r_{R_1}}}{2\pi r_{R_1}} E_{xr_1}\left(\sin\theta_{r_1}\cos\phi_{r_1}\right) \right] \hat{a}_z \right\}$$

$$E_{xi_1} = -\frac{1}{\left(\eta_1^2 - \eta_2^2\right)\cos(k_1 l)}$$
$$\times \left[\frac{k_1\sin(k_1 l) - k_1\sin\left(k_1\frac{l}{2}\right)\cos\left(k_1\sin\theta_{i_1}\sin\phi_{i_1}\left(\frac{l}{2}\right)\right) - \left(k_1\sin\theta_{i_1}\sin\phi_{i_1}\right)\cos\left(k_1\frac{l}{2}\right)\sin\left(k_1\sin\theta_{i_1}\sin\phi_{i_1}\left(\frac{l}{2}\right)\right)}{k_1^2 - k_1^2\sin^2\theta_{i_1}\sin^2\phi_{i_1}} \right]$$

$$r_{I_1} = \sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + z^2}$$
$$\theta_{i_1} = \cos^{-1}\left(\frac{z}{\sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + z^2}} \right)$$
$$\phi_{i_1} = \tan^{-1}\left(\frac{y - y_1}{x - x_1} \right)$$

$$E_{xr_1} = \frac{1}{\left(\eta_1 + \eta_2\right)^2\cos(k_1 l)}$$
$$\times \left[\frac{k_1\sin(k_1 l) - k_1\sin\left(k_1\frac{l}{2}\right)\cos\left(k_1\sin\theta_{r_1}\sin\phi_{r_1}\left(\frac{l}{2}\right)\right) - \left(k_1\sin\theta_{r_1}\sin\phi_{r_1}\right)\cos\left(k_1\frac{l}{2}\right)\sin\left(k_1\sin\theta_{r_1}\sin\phi_{r_1}\left(\frac{l}{2}\right)\right)}{k_1^2 - k_1^2\sin^2\theta_{r_1}\sin^2\phi_{r_1}} \right]$$

$$r_{R_1} = \sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2}$$
$$\theta_{r_1} = \cos^{-1}\left(\frac{(z - z_1)}{\sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2}} \right)$$
$$\phi_{r_1} = \tan^{-1}\left(\frac{y - y_1}{x - x_1} \right)$$

สนามแม่เหล็กรวมที่สายอากาศร่อง 2 คือ

$$\vec{H}_2^t = \begin{cases} \vec{H}_2 + H_{1,2}^t(\theta) + H_{Q_{D1}}^d(\theta) + H_{Q_{D2}}^d(\theta) + H_{Q_{D12}}^d(\theta) \\ + H_{3,4}^t(\theta) + H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) & ,0 \le \theta \le \dfrac{\pi}{2} \\ \\ \vec{H}_2 + H_{Q_{D1}}^d(\theta) + H_{Q_{D2}}^d(\theta) + H_{Q_{D12}}^d(\theta) \\ + H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) & ,\dfrac{\pi}{2} \le \theta \le \pi \end{cases} \tag{52}$$

โดยที่

$$\vec{H}_2 = \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left\{ \left[\begin{array}{l} j\dfrac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_2}}}{2\pi r_{I_2}} E_{xi_2} \cos\theta_{i_2} \left(\cos^2\theta_{i_2} \cos^2\phi_{i_2} - \sin^2\theta_{i_2} \cos^2\phi_{i_2} - \sin^2\phi_{i_2} \right) \\ - j\dfrac{k_1 e^{jk_1 r_{R_2}}}{2\pi r_{R_2}} E_{xr_2} \cos\theta_{r_2} \end{array} \right] \hat{a}_x \right.$$

$$+ \left[j\frac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_2}}}{2\pi r_{I_2}} E_{xi_2} \cos\theta_{i_2} \sin\phi_{i_2} \cos\phi_{i_2} \left(\cos^2\theta_{i_2} - \sin^2\theta_{i_2} + 1 \right) \right] \hat{a}_y$$

$$\left. + \left[-j\frac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_2}}}{2\pi r_{I_2}} E_{xi_2} \sin\theta_{i_2} \cos\phi_{i_2} \left(\cos^2\theta_{i_2} - \sin^2\theta_{i_2} \right) + j\frac{k_1 e^{jk_1 r_{R_2}}}{2\pi r_{R_2}} E_{xr_2} \cos\phi_{r_2} \sin\theta_{r_2} \right] \hat{a}_z \right\}$$

$$E_{xi_2} = -\frac{1}{\left(\eta_1^2 - \eta_2^2\right)\cos(k_1 l)}$$

$$\times \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin\left(k_1 \tfrac{l}{2}\right)\cos\left(k_1 \sin\theta_{i_2} \sin\phi_{i_2} \left(\tfrac{l}{2}\right)\right) - \left(k_1 \sin\theta_{i_2} \sin\phi_{i_2}\right)\cos\left(k_1 \tfrac{l}{2}\right)\sin\left(k_1 \sin\theta_{i_2} \sin\phi_{i_2} \left(\tfrac{l}{2}\right)\right)}{k_1^2 - k_1^2 \sin^2\theta_{i_2} \sin^2\phi_{i_2}} \right]$$

$$r_{I_2} = \sqrt{\left(x - \left(x_2 + x_1\right)\right)^2 + \left(y - \left(y_2 + y_1\right)\right)^2 + z^2}$$

$$\theta_{i_2} = \cos^{-1}\left(\frac{z}{\sqrt{\left(x - \left(x_2 + x_1\right)\right)^2 + \left(y - \left(y_2 + y_1\right)\right)^2 + z^2}} \right)$$

$$\phi_{i_2} = \tan^{-1}\left(\frac{y - \left(y_2 + y_1\right)}{x - \left(x_2 + x_1\right)} \right)$$

$$E_{xr_2} = \frac{1}{\left(\eta_1 + \eta_2\right)^2 \cos(k_1 l)}$$

$$\times\left[\frac{k_1\sin(k_1 l)-k_1\sin(k_1\frac{l}{2})\cos\left(k_1^{*}\sin\theta_{r_2}\sin\phi_{r_2}(\frac{l}{2})\right)-\left(k_1\sin\theta_{r_2}\sin\phi_{r_2}\right)\cos(k_1\frac{l}{2})\sin\left(k_1\sin\theta_{r_2}\sin\phi_{r_2}(\frac{l}{2})\right)}{k_1^2-k_1^2\sin^2\theta_{r_2}\sin^2\phi_{r_2}}\right]$$

$$r_{R_2}=\sqrt{(x-(x_2+x_1))^2+(y-(y_2+y_1))^2+(z-z_1)^2}$$

$$\theta_{r_2}=\cos^{-1}\left(\frac{(z-z_1)}{\sqrt{(x-(x_2+x_1))^2+(y-(y_2+y_1))^2+(z-z_1)^2}}\right)$$

$$\phi_{r_2}=\tan^{-1}\left(\frac{y-(y_2+y_1)}{x-(x_2+x_1)}\right)$$

การกำหนดให้ความกว้างของร่องแคบก็เพื่อให้ง่ายในการคำนวณซึ่งสามารถหาผลลัพธ์อินทิเกรตพื้นผิว โดยการอินทิเกรตตามเส้นและสามารถลดรูปแอดมิตแตนซ์ร่วมได้เป็น

$$Y_{21}=\frac{1}{V_1V_2}\int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}}\left(\bar{E}_1^{t}\times\bar{H}_2^{t}\right)\cdot\hat{a}_z dy \tag{53}$$

$$Y_{21}=\frac{1}{V_1V_2}\int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}}\left(\begin{array}{l}\left[\bar{E}_1+\left\{E_{1,2}^{i}(\theta)+E_{Q_{D1}}^{d}(\theta)+E_{Q_{D2}}^{d}(\theta)+E_{Q_{D12}}^{d}(\theta)+E_{3,4}^{i}(\theta)+E_{Q_{D3}}^{sd}(\theta)+E_{Q_{D4}}^{sd}(\theta)\right\}\right]\\ \times\left[\bar{H}_2+\left\{H_{1,2}^{i}(\theta)+H_{Q_{D1}}^{d}(\theta)+H_{Q_{D2}}^{d}(\theta)+H_{Q_{D12}}^{d}(\theta)+H_{3,4}^{i}(\theta)+H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta)+H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta)\right\}\right]\end{array}\right)\cdot\hat{a}_z dy$$

$$=\frac{1}{V_1V_2}\int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}}\left(\begin{array}{l}\left(\bar{E}_1\times\bar{H}_2\right)-\left(\bar{E}_1\times\left\{H_{1,2}^{i}(\theta)+H_{Q_{D1}}^{d}(\theta)+H_{Q_{D2}}^{d}(\theta)+H_{Q_{D12}}^{d}(\theta)+H_{3,4}^{i}(\theta)+H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta)+H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta)\right\}\right)\\ -\left(\left\{E_{1,2}^{i}(\theta)+E_{Q_{D1}}^{d}(\theta)+E_{Q_{D2}}^{d}(\theta)+E_{Q_{D12}}^{d}(\theta)+E_{3,4}^{i}(\theta)+E_{Q_{D3}}^{sd}(\theta)+E_{Q_{D4}}^{sd}(\theta)\right\}\times\bar{H}_2\right)\end{array}\right)dy$$

$$
= \frac{1}{V_1 V_2} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \left[\begin{array}{l}
\sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left(\frac{k_1}{2\pi} \right)^2 \frac{e^{-jk_1(r_{I_2} + r_{I_1})}}{r_{I_2} r_{I_1}} E_{xi_2} E_{xi_1} \left[\begin{array}{l}
-\cos^3\theta_{i_2} \cos^2\phi_{i_2} \cos^2\theta_{i_1} \\
+\cos^3\theta_{i_2} \cos^2\phi_{i_2} \sin^2\theta_{i_1} \cos^2\phi_{i_1} \\
+\cos\theta_{i_2} \sin^2\theta_{i_2} \cos^2\phi_{i_2} \cos^2\theta_{i_1} \\
-\cos\theta_{i_2} \sin^2\theta_{i_2} \cos^2\phi_{i_2} \sin^2\theta_{i_1} \cos^2\phi_{i_1} \\
+\cos\theta_{i_2} \sin^2\phi_{i_2} \cos^2\theta_{i_1} \\
-\cos\theta_{i_2} \sin^2\phi_{i_2} \sin\theta_{i_1} \cos^2\phi_{i_1} \\
+\cos^3\theta_{i_2} \cos\phi_{i_2} \sin\phi_{i_2} \sin^2\theta_{i_1} \sin\phi_{i_1} \cos\phi_{i_1} \\
-\sin^2\theta_{i_2} \cos\theta_{i_2} \sin\phi_{i_2} \cos\phi_{i_2} \sin^2\theta_{i_1} \sin\phi_{i_1} \cos\phi_{i_1} \\
+\cos\theta_{i_2} \sin\phi_{i_2} \cos\phi_{i_2} \sin^2\theta_{i_1} \sin\phi_{i_1} \cos\phi_{i_1}
\end{array} \right] \\
+ \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left(\frac{k_1}{2\pi} \right)^2 \frac{e^{-jk_1(r_{I_2} - r_{R_1})}}{r_{I_2} r_{R_1}} E_{xi_2} E_{xr_1} \left[\begin{array}{l}
\cos^3\theta_{i_2} \cos^2\phi_{i_2} \cos^2\theta_{r_1} \sin^2\phi_{r_1} \\
+\cos^3\theta_{i_2} \cos^2\phi_{i_2} \cos^2\phi_{r_1} \\
-\cos\theta_{i_2} \sin^2\theta_{i_2} \cos^2\phi_{i_2} \cos^2\theta_{r_1} \sin^2\phi_{r_1} \\
-\cos\theta_{i_2} \sin^2\theta_{i_2} \cos^2\phi_{i_2} \cos^2\phi_{r_1} \\
-\cos\theta_{i_2} \sin^2\phi_{i_2} \cos^2\theta_{r_1} \sin^2\phi_{r_1} \\
-\cos\theta_{i_2} \sin^2\phi_{i_2} \cos^2\phi_{r_1} \\
+2\cos^3\theta_{i_2} \cos\phi_{i_2} \sin\phi_{i_2} \sin\phi_{r_1} \cos\phi_{r_1} \sin^2\theta_{r_1}
\end{array} \right] \\
+ \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left(\frac{k_1}{2\pi} \right)^2 \frac{e^{jk_1(r_{R_2} - r_{I_1})}}{r_{R_2} r_{I_1}} E_{xr_2} E_{xi_1} \left[\cos\theta_{r_2} \cos^2\theta_{i_1} - \cos\theta_{r_2} \sin^2\theta_{i_1} \cos^2\phi_{i_1} \right] \\
+ \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left(\frac{k_1}{2\pi} \right)^2 \frac{e^{jk_1(r_{R_2} + r_{R_1})}}{r_{R_2} r_{R_1}} E_{xr_2} E_{xr_1} \left[-\cos\theta_{r_2} \cos^2\theta_{r_1} \sin^2\phi_{r_1} - \cos\theta_{r_2} \cos^2\phi_{r_1} \right]
\end{array} \right] dy
\tag{54}
$$

หาค่าแอดมิตแตนซ์ตัวเอง (Y_{11}) ได้จาก

$$
Y_{11} = \frac{1}{V_1 V_1} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \left(\vec{E}_1^{\,t} \times \vec{H}_1^{\,t} \right) \cdot \hat{a}_z dy \tag{55}
$$

$$
Y_{11} = \frac{1}{V_1 V_1} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \left(\begin{array}{l}
\left[\vec{E}_1 + \left\{ E_{1,2}^{i}(\theta) + E_{Q_{D1}}^{d}(\theta) + E_{Q_{D2}}^{d}(\theta) + E_{Q_{D12}}^{d}(\theta) + E_{3,4}^{i}(\theta) + E_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + E_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) \right\} \right] \\
\times \left[\vec{H}_1 + \left\{ H_{1,2}^{i}(\theta) + H_{Q_{D1}}^{d}(\theta) + H_{Q_{D2}}^{d}(\theta) + H_{Q_{D12}}^{d}(\theta) + H_{3,4}^{i}(\theta) + H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) \right\} \right]
\end{array} \right) \cdot \hat{a}_z dy
$$

$$
= \frac{1}{V_1 V_1} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \left(\begin{array}{l}
\left(\vec{E}_1 \times \vec{H}_1 \right) - \left(\vec{E}_1 \times \left\{ H_{1,2}^{i}(\theta) + H_{Q_{D1}}^{d}(\theta) + H_{Q_{D2}}^{d}(\theta) + H_{Q_{D12}}^{d}(\theta) + H_{3,4}^{i}(\theta) + H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) \right\} \right) \\
- \left(\left\{ E_{1,2}^{i}(\theta) + E_{Q_{D1}}^{d}(\theta) + E_{Q_{D2}}^{d}(\theta) + E_{Q_{D12}}^{d}(\theta) + E_{3,4}^{i}(\theta) + E_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + E_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) \right\} \times \vec{H}_1 \right)
\end{array} \right) dy
$$

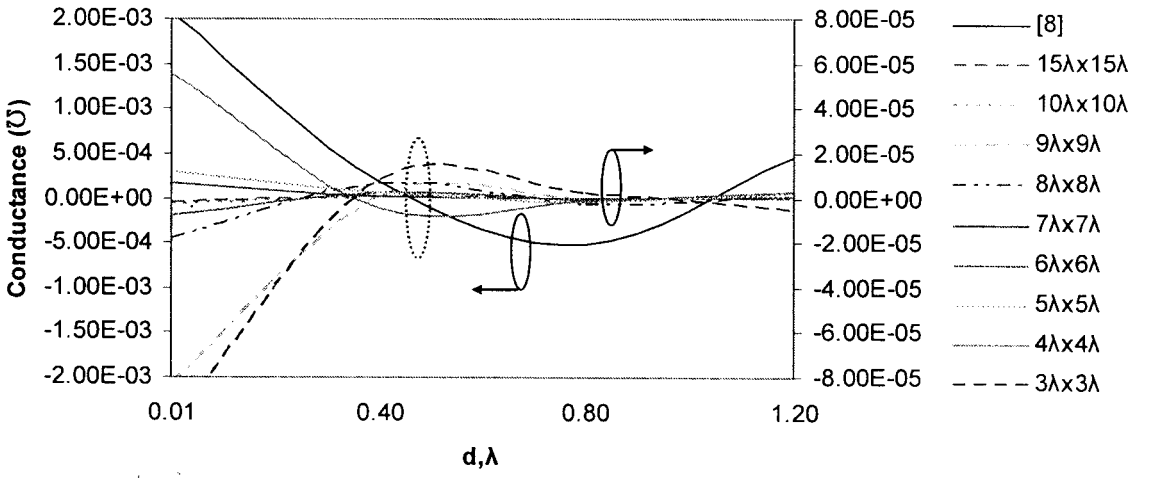
โดยที่ตัวแปรไม่ทราบค่าซึ่งเป็นองค์ประกอบของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนได้แสดงไปก่อนหน้านี้แล้ว และสนามแม่เหล็กรวมบริเวณร่องที่ 1 หาได้จากสมการที่ (50) ดังนั้นสามารถหาค่าแอดมิตแตนซ์ตัวเองได้ดังนี้

$$= \frac{1}{V_1^{\,2}} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \left[\begin{array}{l} \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left(\frac{k_1}{2\pi} \right)^2 \frac{e^{-jk_1 2r_{I_1}}}{r_{I_1}^{\,2}} E^2_{xi_1} \left[\begin{array}{l} -\cos^3\theta_{i_1} \sin^2\phi_{i_1} - \cos^2\phi_{i_1} \cos\theta_{i_1} + 2\sin^2\theta_{i_1} \cos^2\phi_{i_1} \cos\theta_{i_1} \\ +2\sin^2\theta_{i_1} \cos^2\phi_{i_1} \cos^3\theta_{i_1} \sin^2\phi_{i_1} + 2\sin^2\theta_{i_1} \cos^4\phi_{i_1} \cos\theta_{i_1} \\ -4\sin^4\theta_{i_1} \cos^4\phi_{i_1} \cos\theta_{i_1} - 2\sin^4\theta_{i_1} \cos\theta_{i_1} \sin^2\phi_{i_1} \cos^2\phi_{i_1} \end{array} \right] \\ + \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left(\frac{k_1}{2\pi} \right)^2 \frac{e^{-jk_1(r_{I_1} - r_{R_1})}}{r_{I_1} r_{R_1}} E_{xi_1} E_{xr_1} \left[\begin{array}{l} \cos\theta_{i_1} \cos^2\phi_{r_1} + \cos\theta_{i_1} \cos^2\theta_{r_1} \sin^2\phi_{r_1} \\ -2\sin^2\theta_{i_1} \cos\theta_{i_1} \cos^2\phi_{i_1} \cos^2\phi_{r_1} \\ -2\sin^2\theta_{i_1} \cos\theta_{i_1} \cos^2\phi_{i_1} \cos^2\theta_{r_1} \sin^2\phi_{r_1} \\ +\cos^2\theta_{i_1} \sin^2\phi_{i_1} \cos\theta_{r_1} + \cos^2\phi_{i_1} \cos\theta_{r_1} \\ -2\sin^2\theta_{i_1} \cos\theta_{r_1} \cos^2\phi_{i_1} \\ -2\sin^2\theta_{i_1} \cos\theta_{i_1} \sin\phi_{i_1} \cos\phi_{i_1} \sin\phi_{r_1} \cos\phi_{r_1} \\ +2\sin^2\theta_{i_1} \cos\theta_{i_1} \sin\phi_{i_1} \cos\phi_{i_1} \cos^2\theta_{r_1} \sin\phi_{r_1} \cos\phi_{r_1} \end{array} \right] \\ + \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left(\frac{k_1}{2\pi} \right)^2 \frac{e^{jk_1 2r_{R_1}}}{r^2_{R_1}} E^2_{xr_1} \left[-\cos\theta_{r_1} \cos^2\phi_{r_1} - \cos^3\theta_{r_1} \sin^2\phi_{r_1} \right] \end{array} \right] dy \tag{56}$$

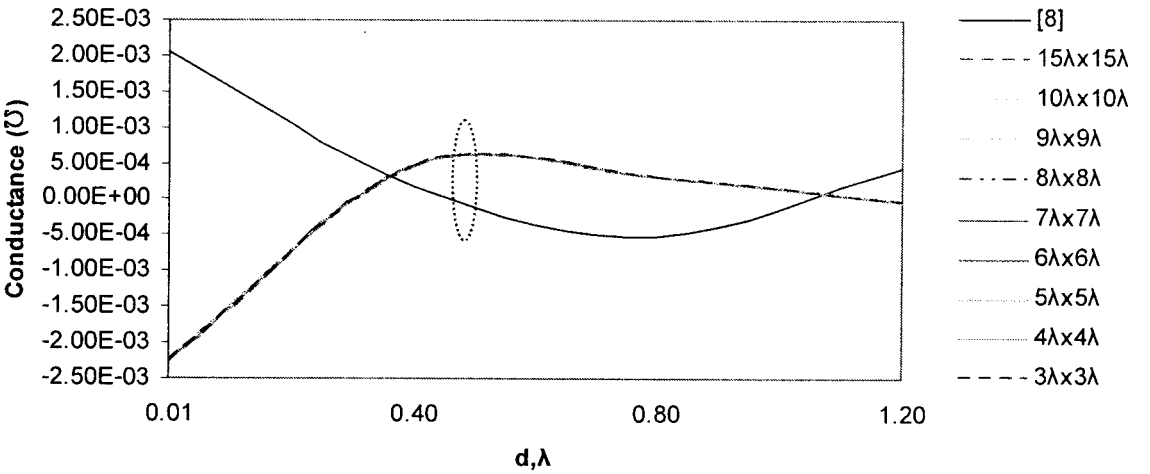
ค่าแอดมิตแตนซ์ร่วมและแอดมิตแตนซ์ตัวเองที่หาได้ก่อนหน้านี้สามารถนำไปหาค่าพารามิเตอร์การกระจายได้ [7]

4. ผลการคำนวณ

หัวข้อนี้จะแสดงบางผลการคำนวณที่แสดงประโยชน์ของวิธีการที่นำเสนอ เพื่อให้แน่ใจว่าการคำนวณถูกต้อง การเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศร่องได้นำมาเทียบกับผลการคำนวณในอวกาศว่าง [8] การเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศไดโพลเปลี่ยนเป็นสายอากาศร่องโดยใช้หลักการของ Babinet ซึ่งใช้เป็นข้อมูลอ้างอิง เมื่อการคำนวณของวิธีที่เสนอถูกนำไปใช้กับกรณีของอวกาศว่าง ที่ $z_1 \to \infty$ ผลลัพธ์ของความนำ (G) และ ซัสเซปแตนซ์ (B) จะแสดงในรูปที่ 2 และ 3



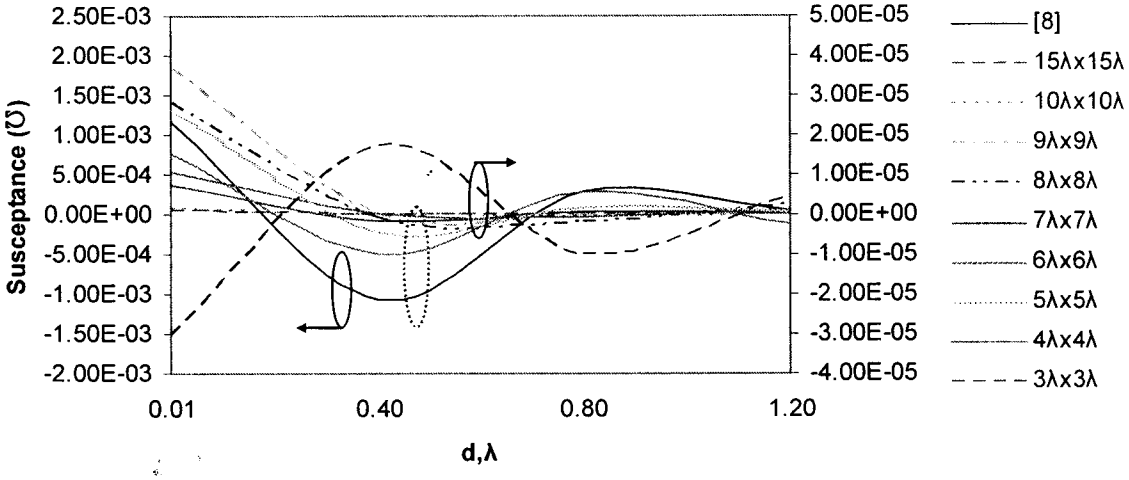
(ก) ผลการคำนวณค่าความนำเชื่อมร่วม



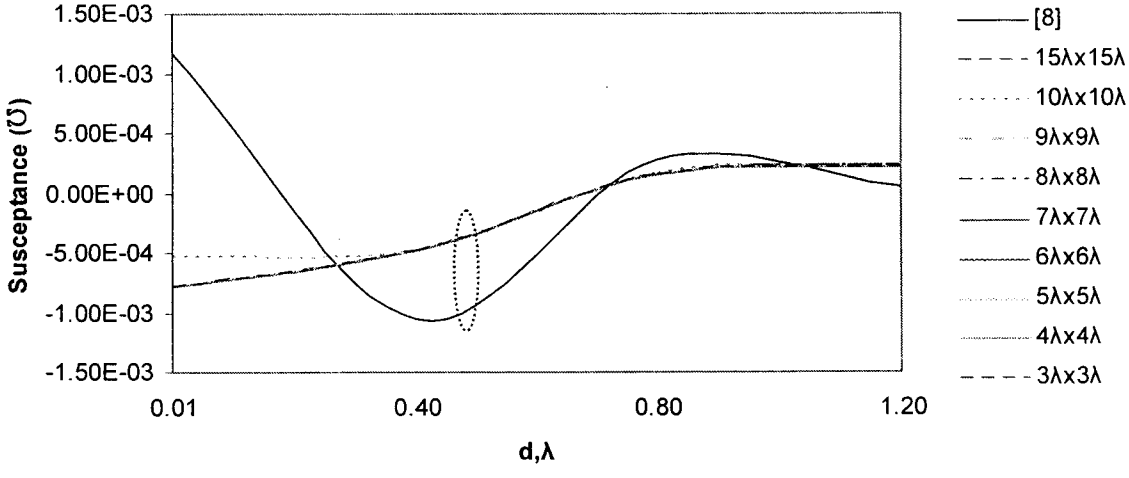
(ข) ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขค่าความนำเชื่อมร่วม

รูปที่ 2 การเปรียบเทียบค่าความนำเชื่อมร่วมระหว่างผลการคำนวณและผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลข

จากรูปที่ 2 (ก) แสดงการเปรียบเทียบสายอากาศเชื่อมร่วมขนาดระนาบกราวด์ที่ต่างๆ กับขนาดอนันต์[8] ในอวกาศว่าง จะสังเกตได้ว่าที่เมื่อระยะห่างระหว่างร่องของสายอากาศตัวส่งกับตัวรับเพิ่มมากขึ้นที่ขนาดระนาบกราวด์ $4\lambda x4\lambda$ มีแนวโน้มรูปแบบค่าความนำที่ใกล้เคียงกับค่าความนำที่ระนาบกราวด์ขนาดอนันต์ ซึ่งมีขนาดต่างกันประมาณ 100 เท่า ส่วนในรูปที่ 2 (ข) เป็นการเปรียบเทียบผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่ขนาดระนาบกราวด์ต่างๆ กับขนาดอนันต์ [8] ในอวกาศว่างเช่นเดียวกัน เมื่อขนาดของ d ใหญ่ขึ้น พบว่าแต่ละขนาดระนาบกราวด์มีค่าความนำใกล้เคียงกับค่าความนำของระนาบกราวด์ขนาดอนันต์



(ก) ผลการคำนวณค่าซัสเซปแตนซ์เชื่อมร่วม



(ข) ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขค่าซัสเซปแตนซ์เชื่อมร่วม

รูปที่ 3 การเปรียบเทียบค่าซัสเซปแตนซ์เชื่อมร่วมระหว่างผลการคำนวณและผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลข

รูปที่ 3 (ก) แสดงแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงค่าซัสเซปแตนซ์เชื่อมร่วมที่สัมพันธ์กับระยะ d ที่มากขึ้น ที่ขนาดระนาบกราวด์แต่ละขนาดเทียบกับขนาดระนาบกราวด์อนันต์ในอวกาศว่าง พบว่าที่ขนาดระนาบกราวด์ $4\lambda x4\lambda$ มีค่าการเปลี่ยนแปลงใกล้เคียงกับขนาดอนันต์ ซึ่งมีขนาดต่างกันประมาณ 100 เท่า เช่นเดียวกับค่าความนำเชื่อมร่วม และรูปที่ 3 (ข) แสดงผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขเปรียบเทียบค่าซัสเซปแตนซ์เชื่อมร่วมที่สัมพันธ์กับระยะห่างระหว่างร่องสายอากาศในอวกาศว่างกับขนาดระนาบกราวด์อนันต์เทียบกับแต่ละขนาดแผ่นระนาบกราวด์ สังเกตได้ว่าค่าซัสเซปแตนซ์เชื่อมร่วมมีค่าใกล้เคียงกันสำหรับทุกขนาดระนาบกราวด์

จากการเปรียบเทียบแอดมิตแตนซ์ร่วมระหว่างผลการคำนวณและผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขในอวกาศว่าง พบว่าขนาดระนาบกราวด์ $4\lambda x4\lambda$ มีลักษณะแนวโน้มเช่นเดียวกับแผ่นระนาบกราวด์ขนาด

อนันต์ และระยะ d ประมาณ 0.5λ ขึ้นไปเป็นค่าที่เหมาะสมสำหรับระยะห่างระหว่างสายอากาศตัวส่งและตัวรับ

จากการคำนวณที่ทำมาข้างต้นจะนำไปประยุกต์ใช้งานพิจารณาจากการหาค่าความสัมพันธ์ต่างๆ ของสายอากาศแบบร่องเชื่อมร่วมซึ่งสามารถพิสูจน์ให้เห็นถึงความแตกต่างของคุณสมบัติค่าคงที่ไดอิเล็กตริก เมื่อให้ไดอิเล็กตริกชั้นที่ 1 เป็นชั้นบนมีความหนา z_1 และไดอิเล็กตริกชั้นที่ 2 เป็นชั้นล่างที่ไม่รู้ค่า ซึ่งได้จากการวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจายที่หามาจากแอดมิตแตนซ์ร่วมและตัวเอง ดังนั้นจึงสามารถแสดงให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของไดอิเล็กตริกชั้นล่าง

5. บทสรุป

หลักการสายอากาศเชื่อมต่อร่วมเป็นสิ่งที่สำคัญในการใช้วัดคุณภาพผลิตภัณฑ์ทางการเกษตร ซึ่งวิธีการวิเคราะห์หาค่าทำโดยใช้แบบจำลองทางแม่เหล็กไฟฟ้าก็สามารถรู้ผลได้ แต่ต้องใช้เวลาประมวลผลนานทำให้เสียเวลามาก งานนี้จึงได้นำเสนอรูปแบบสูตรสำเร็จโดยใช้ สายอากาศแบบร่องเชื่อมร่วมวางในอวกาศว่างและอยู่ใกล้ตัวกลางหลายชั้นที่มีขนาดขอบเขตของระนาบกราวด์เป็นการศึกษาให้เข้าใจถึงการเปลี่ยนแปลงของวัสดุ โดยใช้วิธีโดเมนเชิงสเปกตรัมและเงื่อนไขขอบเขตทำให้ได้ค่าแอดมิตแตนซ์เชื่อมต่อร่วมและแอดมิตแตนซ์ตัวเองของสายอากาศแบบร่อง พร้อมกันนี้ได้นำเสนอผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากสูตรสำเร็จมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน แต่ค่าแอดมิตแตนซ์ร่วมและค่าแอดมิตแตนซ์ตัวเองจากสูตรสำเร็จจะมีค่าน้อยกว่าทางวิธีเชิงตัวเลข เพราะว่าการพิจารณาค่าคงที่การแพร่กระจายคลื่นจากสูตรสำเร็จกำหนดให้มีค่ามาก ซึ่งต่อไปจะนำรูปแบบความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์การกระจายที่สายอากาศแบบร่องวางใกล้วัตถุนำไปสร้างเครื่องมือเพื่อใช้ตรวจสอบวัตถุนั้นๆ ได้

เอกสารอ้างอิง

[1] J. Mearnchu, T. Limpiti, D. Torrungrueng, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "A handheld moisture content sensor using coupled-dipole antennas," Latin American Applied Research, Vol. 40, No.3, pp.199-206, 2010.

[2] T. Limpiti and M. Krairiksh, "Complex permittivity determination by measuring magnitude of mutual coupling between co and cross polarized dipoles," Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference 2007, pp.2031-2034, December 2007.

[3] S. Suttapa, J. Varith, M. Krairiksh, C. Noochuay, and J. Phimpimol, "Microwave sensor response in relation to durian maturity", Accepted for presentation in 2009 CIGR Section VI International Symposium on Food Processing, Monitoring Technology on Bioprocesses and Food Quality Management, Potsdam, Germany.

[4] Y. Paiboon and M. Krairiksh, "Mutual Coupling of Coupled-Slot Atennas on A Stratified Medium," Proceedings of TJMW 2009, Bangkok, Thailand, pp. 99-102, August 2009.

[5] Titipong Lertwiriyaprapa, "Analysis of Radiation and Impedance Characteristics of the Antenna Using the Slot on Rectangular Cavity", Master Thesis, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, 2000.

[6] C.A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley and Sons, 1989.

[7] D.M. Pozar, Microwave Engineering, John Wiley and Sons, 2005.

[8] J.D. Kraus, Antennas for all applications, Third Edition, McGraw-Hill, New York, 2002.

[9] C. Scott, The spectral domain method in electromagnetics, Artech House, 1989.

2.3 การสังเคราะห์สมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อทำนายเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสดและการประยุกต์ใช้กับระบบวัดแบบหกพอร์ต (Synthesis Mathematical Model for Dry Rubber Content Prediction and Applications with Six-port Measurement System)

รศ.ดร.มิตรชัย จงเชี่ยวชำนาญ นายสากล จุลรัตน์ และ ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

1. คุณสมบัติการโพลาไรซ์ (Polarization) ของน้ำยาง

ก. ลักษณะทางกายภาพของน้ำยางและปรากฏการณ์โพลาไรซ์

น้ำยางสดเป็นคอลลอยด์ (Colloids) [1] ประกอบด้วยโมเลกุลพอลิเมอร์ (Polymer) ซึ่งแขวนลอยอยู่ในน้ำ โมเลกุลน้ำประกอบด้วยอะตอมออกซิเจนและไฮโดรเจนสองอะตอมในขณะที่โมเลกุลพอลิเมอร์เป็นสารประกอบไฮโดรคาร์บอนในกลุ่มโมเลกุลสารโพลีไอโซพรีน (Polyisopryne) [2] ทั้งสองโมเลกุลต่างเป็นกลางทางไฟฟ้า หากพักน้ำยางสดไว้ชั่วขณะ โมเลกุลพอลิเมอร์ที่มีมวลมากจะเกาะกลุ่มกันเองและตกตะกอน ทั้งนี้สามารถอธิบายปรากฏการณ์นี้ด้วยกลไกแวนเดอร์วาลส์ (Van der Waals) ซึ่งเป็นแรงที่เกิดขึ้นจากการเคลื่อนที่ของอิเลคตรอนวงนอกของอะตอมสองอะตอม ดังนั้นเพื่อป้องกันการจับตัวกันของโมเลกุลพอลิเมอร์ เกษตรกรจำต้องเติมสารจำพวกเบสเพื่อดุลแรงแวนเดอร์วาลส์ การเติมสารนี้จะทำให้เกิดความไม่ดุลทางไฟฟ้า เสริมแรงจากประจุไฟฟ้าสถิตย์ (Electrostatic force) ก่อให้เกิดแรงต้านกับแรงแวนเดอร์วาลส์ ยังผลให้น้ำยางคงสภาพความเป็นของเหลวได้ (บางกรณี อาจมีสารอื่นเป็นส่วนประกอบโดยเจตนาเช่น แป้ง เป็นต้น [3])

ในน้ำยาง ส่วนที่เป็นโมเลกุลน้ำซึ่งประกอบด้วยอะตอมของไฮโดรเจนสองอะตอมและออกซิเจนหนึ่งอะตอมจับตัวกันตามลักษณะพันธะโควาเลนต์ (Covalent bond) [4] ทั้งนี้ การจัดเรียงตัวของอะตอมไฮโดรเจนสองอะตอมและอะตอมออกซิเจนจะทำมุมในสภาวะปกติที่ 105 องศาทำให้เกิด**สนามไฟฟ้าอ่อนๆขึ้นภายในแต่ละโมเลกุลน้ำ**โดยมีทิศชี้จากอะตอมออกซิเจนไปจรดตำแหน่งกึ่งกลางระหว่างอะตอมของไฮโดรเจนทั้งสองอะตอม ด้วยลักษณะดังกล่าวของน้ำนี้เองที่ทำให้น้ำยางจักตอบสนองต่อสนามไฟฟ้าภายนอกได้ในสี่ลักษณะได้แก่

- การโพลาไรเซชั่นระดับอิเลคตรอน (Electronic polarization) เป็นปรากฏการณ์การตอบสนองต่อสนามไฟฟ้านี้เกิดขึ้นภายในอะตอมของทุกอะตอม ในโมเลกุลน้ำมีอะตอมของออกซิเจนและไฮโดรเจน ส่วนโพลิเมอร์มีอะตอมของไฮโดรเจนและคาร์บอนซึ่งอะตอมทุกอะตอมนั้นประกอบด้วยส่วนที่เป็นนิวเคลียสและกลุ่มเมฆอิเลคตรอนจับตัวกันโดยตำแหน่งของทั้งนิวเคลียสและกลุ่มเมฆเหล่านั้นสามารถเปลี่ยนแปลงตามแรงจากสนามไฟฟ้าภายนอกที่มากระทำ
- การโพลาไรซ์ระดับอิออน (Ionic polarization) เป็นปรากฏการณ์โพลาไรซ์ภายในโมเลกุลเองทั้งนี้เนื่องจากการเรียงตัวของอะตอมแต่ละอะตอม มุมของอะตอมออกซิเจนและ

ไฮโดรเจนซึ่งเกิดจากพันธะโคเวาเลนต์แปรเปลี่ยนได้ตามขนาดและทิศของแรงเนื่องจากสนามไฟฟ้าภายนอกที่มากระทำ

- การโพลาไรซ์ระดับโมเลกุล (Molecular polarization) เป็นปรากฏการณ์โพลาไรซ์ระหว่างโมเลกุล ทั้งนี้เนื่องจากโมเลกุลของน้ำแต่ละโมเลกุลจะมีสนามไฟฟ้าภายในเองโดยทิศสนามไฟฟ้าของโมเลกุลของน้ำจะสัมพันธ์กับมุมที่เกิดจากการจัดเรียงอะตอมตามพันธะโคเวาเลนต์
- การโพลาไรซ์บริเวณรอยต่อ (Interfacial polarization) เป็นปรากฏการณ์โพลาไรซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างกลุ่มโมเลกุลของสารสองชนิดสองกลุ่มที่ต่างกัน

ข. การโพราไรซ์กับสนามไฟฟ้าภายนอก

ปรากฏการณ์โพลาไรซ์ทั้งสี่รูปแบบที่กล่าวไว้เป็นปรากฏการณ์ทางกายภาพและเป็นหลักพื้นฐานที่สำคัญอันจะนำไปพัฒนาอุปกรณ์วัดเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสดได้ การโพลาไรซ์ (P) ของ**สสารใดๆ ที่มีคุณสมบัติเชิงเส้น**จะเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นด้วยตามลักษณะสนามไฟฟ้าภายนอกที่มากระทำ (E) ดังสมการ

$$P = \chi_e \varepsilon_0 E \tag{1.1}$$

ค่า ε_0 คือค่าเพอร์มิติวิตีของอากาศว่างซึ่งเป็นค่าคงที่และ χ_e คือค่าซัสเซพติบิลิตี (Susceptibility) ทางไฟฟ้าของสสารเชิงเส้น ปรากฏการณ์ทางกายภาพที่สามารถบ่งชี้ให้เห็นถึงการดำรงอยู่ของการโพลาไรซ์ของสสารคือปรากฏการณ์การขยับตัวของประจุหรือเรียกว่าการดิสเพลซ (Displacement) ซึ่งปรากฏการณ์นี้จะอธิบายสำหรับสสารทุกสสารในโลกนี้โดยการขยับตัวของประจุไฟฟ้าหมายถึงการเปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาคที่มีประจุ (เช่น อิเลคตรอน) ซึ่งอาจเป็นกลุ่มอนุภาคอิสระหรืออนุภาคที่ยึดติดกับอะตอมในโครงสร้างโมเลกุลของสสารก็ได้ ความสัมพันธ์ของการดิสเพลซนี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 E + P \tag{1.2}$$

จากสมการจะเห็นสอดคล้องกับปรากฏการณ์ดิสเพลซกล่าวคือ มีทั้งองค์ประกอบของปรากฏการณ์เปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาคอิสระ $\varepsilon_0 E$ และอนุภาคที่ยึดติดกับอะตอม P องค์ประกอบแรกที่อธิบายด้วยค่าเพอร์มิติวิตีของอากาศว่างบอกเป็นนัยถึงระดับความเป็นอิสระในการเคลื่อนตัวของอนุภาคซึ่งถือว่าอากาศว่างไม่มีแรงจากปัจจัยภายในมากระทำในขณะที่ส่วนที่สองเป็นปรากฏการณ์ของตัวกลางหรือ

อะตอมใดๆ เมื่อผนวกสมการ (1.1) และ (1.2) ด้วยกันแล้วจะสามารถนิยามความสามารถในการโพลาไรซ์ของสสารได้ด้วยค่า**เพอร์มิตติวิตีสัมพัทธ์** (Relative permittivity: ε_r) ของสสารนั้นดังนี้

$$\varepsilon_r = \varepsilon/\varepsilon_0 = 1 + \chi_e \tag{1.3}$$

โดยที่ความสัมพันธ์ของการดิสเพลซยังมีความสัมพันธ์ในรูปเชิงเส้นกับสนามไฟฟ้าภายนอกที่มากระทำเช่นเดิมตามคุณสมบัติของสสารที่มีความเป็นเชิงเส้น

$$\mathbf{D} = \varepsilon\mathbf{E} \tag{1.4}$$

กรณีค่า ε คือค่าเพอร์มิตติวิตีของสสาร (Permittivity of material) ที่กำลังพิจารณาและสามารถกล่าวได้ว่าค่า ε **นี้บ่งชี้ถึงความสามารถในการโพลาไรซ์ของสสารนั้น**

หากพิจารณาสมการ (1.4) ในแง่มุมทางคณิตศาสตร์ สนามไฟฟ้าเป็นจำนวนเชิงซ้อน (Complex number) มีทั้งองค์ประกอบที่แสดงทั้งขนาดและทิศทางเช่นเดียวกับการดิสเพลซ ดังนั้นค่าเพอร์มิตติวิตีของสสารใดๆย่อมต้องเป็นจำนวนเชิงซ้อนซึ่งประกอบด้วยค่าจำนวนจริงและค่าจำนวนจินตภาพด้วย ในเชิงกายภาพสามารถอธิบายความหมายของค่าเพอร์มิตติวิตีได้ดังนี้ ส่วนเพอร์มิตติวิตีที่เป็นจำนวนจริงจะแสดงความสามารถในการโพลาไรซ์ของสสารนั้นและเรียกส่วนนี้ว่าค่าคงที่ทางไดอิเลคตริก (Dielectric constant) ในขณะที่ส่วนจินตภาพคือค่าความสามารถในการนำไฟฟ้าของสสาร (Conductivity) การโพลาไรซ์แสดงถึงปรากฏการณ์ดิสเพลซของสสารซึ่งย่อมต้องแตกต่างอย่างสิ้นเชิงกับปรากฏการณ์การนำไฟฟ้าของสสาร เราจะเห็นว่าค่าเพอร์มิตติวิตีที่กำหนดในรูปจำนวนเชิงซ้อนนี้จึงสามารถอธิบายปรากฏการณ์โพลาไรซ์ของสสารใดๆในโลกนี้ได้อย่างสมบูรณ์ การกำหนดให้มีจำนวนจินตภาพเป็นการทำให้ค่าเพอร์มิตติวิตีของสสารสามารถนิยามสสารในโลกนี้ได้ทุกชนิด

ค. ความสัมพันธ์ของความถี่สนามไฟฟ้ากับปรากฏการณ์โพลาไรซ์ของน้ำยาง

หากประยุกต์ความสัมพันธ์ในสมการ (1.3) และ (1.4) ในน้ำยางจะพบว่าค่าเพอร์มิตติวิตีของน้ำยางย่อมบ่งชี้ถึงโครงสร้างของน้ำยางได้ทั้งนี้เนื่องจากค่านี้ระบุถึงความสามารถในการโพลาไรซ์ของน้ำยางซึ่งแปรเปลี่ยนตามโครงสร้างของสสารในระดับอนุภาค ดังนั้น **หากทราบค่า ε ของน้ำยาง(ซึ่งสามารถวัดในทางกายภาพได้โดยเชื่อมโยงกับสมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของแมกซ์เวลล์) ย่อมสามารถทำนายค่าเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสดได้** อย่างไรก็ดี จากที่ได้กล่าวในหัวข้อ 1.1 ว่ารูปแบบการโพลาไรซ์ในน้ำยางมีได้ถึง 4 ลักษณะตั้งแต่ระดับการโพลาไรซ์ในระดับอิเลคตรอนไปจนถึงระดับกลุ่มโมเลกุล หากไม่ควบคุมคุณลักษณะของสนามไฟฟ้าแล้ว กระบวนการเกิดโพลาไรซ์ภายในน้ำยางสดอาจซับซ้อนและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในการทำนายอาจยุ่งยาก

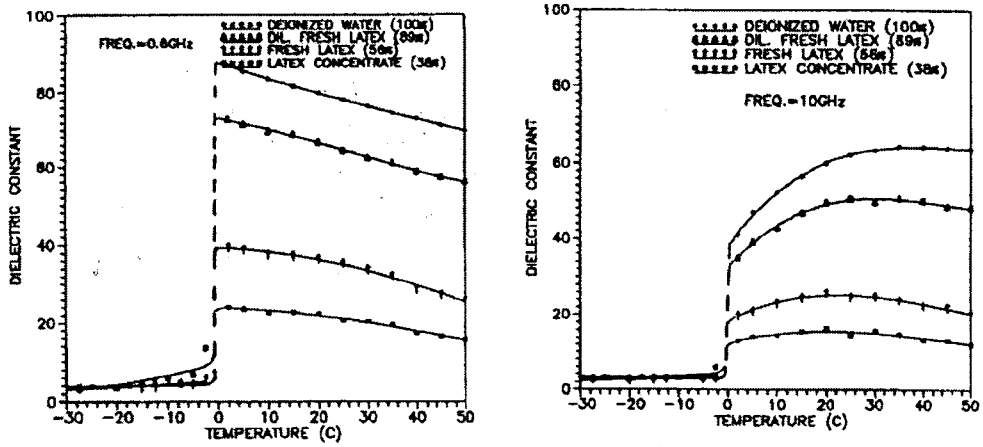
เนื่องจากสนามไฟฟ้าที่ป้อนให้กับน้ำยางเป็นสิ่งที่เราสามารถควบคุมคุณลักษณะได้ทั้งปริมาณ ขนาด ทิศทางการป้อน เฟส และ ความถี่ ดังนั้น**หากควบคุมสนามไฟฟ้าภายนอกให้เกิดการโพลาไรซ์ให้เกิดในลักษณะเดียวกันย่อมส่งผลให้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของน้ำยางสามารถทำได้โดยง่าย** ในหัวข้อ 1.1 การโพลาไรซ์มีตั้งแต่ระดับอิเลคตรอนที่เล็กที่สุดไปจนถึงระดับกลุ่มโมเลกุลที่ใหญ่ที่สุดในสสารน้ำยาง โดยพื้นฐานแล้วกลไกการเกิดโพลาไรซ์ทั้ง 4 แบบจะเด่นชัดสุดตามค่าความถี่ของสนามไฟฟ้ากระตุ้นจากภายนอก หรือหากกล่าวอีกนัยหนึ่ง การโพลาไรซ์ในระดับอิเลคตรอนซึ่งมีอนุภาคขนาดเล็กที่สุดจะตอบสนองต่อสนามไฟฟ้าที่มีความยาวคลื่นทางไฟฟ้าที่เล็กที่สุด (ความถี่ทางไฟฟ้าของสนามภายนอกประมาณ 10^{15} เฮิร์ตซ์) ในขณะที่กลุ่มโมเลกุลขนาดใหญ่จะโพลาไรซ์กับสนามไฟฟ้าที่มีความยาวคลื่นยาว (ความถี่ 100 เฮิร์ตซ์) สำหรับความถี่ของสนามไฟฟ้าภายนอกที่เหมาะสมสำหรับทำให้กลไกโพลาไรซ์ระดับอิออนและระดับโมเลกุลคือช่วงความถี่ระหว่าง 10^{10}-10^{13} เฮิร์ตซ์และน้อยกว่า 10^{10} เฮิร์ตซ์ตามลำดับ โดยเหตุนี้ การออกแบบควรต้องเลือกความถี่ที่เหมาะสมค่าเดียวในการทำงานเพื่อให้กลไกการเกิดโพลาไรซ์มีเพียงรูปแบบเดียวที่ปรากฏชัดอันจะยังผลให้การสังเคราะห์แบบจำลองคณิตศาสตร์เพื่อทำนายค่าเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งทำได้ง่าย

ง. ปัจจัยภายนอกที่ส่งผลกระทบต่อการโพลาไรซ์ของน้ำยาง

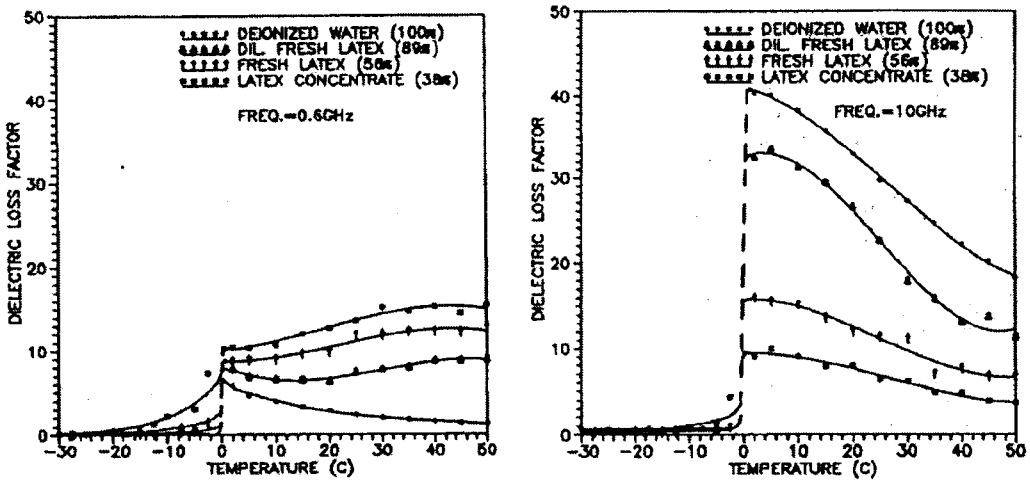
จากรูปที่ 1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าคงที่ทางไดอิเลคตริกของน้ำยางเมื่อเทียบอุณหภูมิ ณ ความถี่ 0.6 และ 10 GHz ทั้งสองความถี่ กราฟที่แสดงเป็นกราฟค่าคงที่ไดอิเลคตริกของสาร 4 ชนิด ได้แก่ น้ำที่มีอิออนอิสระน้อย (De-ionized water) น้ำยางสดที่เจือจาง (Diluted fresh latex) น้ำยางสดจริง (Fresh latex) และ น้ำยางสดเข้มข้น (Concentrated latex) ความถี่ของสนามไฟฟ้าที่มากระตุ้นในการทดสอบครั้งนี้มีสองความถี่คือค่าความถี่ 0.6 และ 10 กิกะเฮิร์ตซ์ หากพิจารณาพบว่าผู้ทดลองตั้งใจให้ช่วงความถี่ทั้งสองความถี่ต่างกันมากเพราะต้องการนำเสนอว่าค่าปัจจัยการสูญเสียจากไดอิเลคตริกในช่วงความถี่ต่ำๆอาจมีผลต่อการออกแบบอุปกรณ์วัดเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางดังแสดงรูปที่ 2 จากผลการทดลองทั้งสองรูป เราสามารถสรุปประเด็นสำคัญและสามารถอธิบายปรากฏการณ์เหล่านี้ได้ดังนี้

- ณ อุณหภูมิเดียวกัน ค่าคงที่ไดอิเลคตริกของน้ำยางที่สนามไฟฟ้าความถี่ต่างกันจะไม่เท่ากัน เมื่อป้อนสนามไฟฟ้าจากภายนอกความถี่ใดๆ ขั้วของสนามไฟฟ้าจะแปรเปลี่ยนสลับไปมาด้วยจำนวนครั้งต่อวินาทีเท่ากับค่าความถี่สนามไฟฟ้าภายนอกที่กระตุ้น ยังผลให้องค์ประกอบของน้ำยางซึ่งประกอบด้วยโมเลกุลน้ำและพอลิเมอร์บิดเรียงตัวตามทิศของสนามไฟฟ้าที่สลับเปลี่ยนทิศอย่างรวดเร็ว แต่เนื่องจากในโมเลกุลทั้งสององค์ประกอบต่างมีปัจจัยที่หน่วงการเคลื่อนที่ไม่ว่าจะเป็นแรงเนื่องจากสนามไฟฟ้าภายในแรงดึงดูดระหว่างโมเลกุลและอะตอม เป็นต้น ปัจจัยเหล่านี้เองที่ทำให้การบิดเรียงตัวไปตามจังหวะการกลับขั้วสนามไฟฟ้าที่กระตุ้นจากภายนอกทำได้ไม่สมบูรณ์ ยิ่งความเร็วในการสลับขั้วสนามไฟฟ้าเร็วมากขึ้นเท่าไร การบิดเรียงตัวของโมเลกุลตามจังหวะ

สนามไฟฟ้าก็ยิ่งทำได้ยากขึ้น ดังนั้น ค่าคงที่ไดอิเลคตริกที่บ่งชี้ถึงการดิสเพลสของประจุไฟฟ้า (ระดับการโพลาไรซ์) จะมีแนวโน้มลดลงเมื่อความถี่ของสนามไฟฟ้าภายนอกสูงขึ้น [2]



รูปที่ 1 ค่าคงที่ไดอิเลคตริกของสารประกอบน้ำยางธรรมชาติ [5]



รูปที่ 2 ค่าการสูญเสียเนื่องจากไดอิเลคตริกของสารประกอบน้ำยางธรรมชาติ [5]

- ในการกระตุ้นด้วยสนามไฟฟ้าภายนอกด้วยค่าความถี่ใดใด เพอร์มิตติวิตีของน้ำยางจะเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิแวดล้อม ปรากฏการณ์นี้เนื่องจากโมเลกุลของน้ำมีสนามไฟฟ้าอ่อนๆภายใน ขณะเดียวกันการเคลื่อนที่ของโมเลกุลจะอ่อนไหวต่ออุณหภูมิภายนอกที่กระทำ ทั้งนี้การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิภายนอกคือการเปลี่ยนแปลงระดับพลังงานกระตุ้นภายนอกต่อระบบซึ่งจะส่งผลโดยตรงต่อพลังงานของโมเลกุลน้ำและต่อปรากฏการณ์โพลาไรซ์ของน้ำ ในแง่มุมของการโพลาไรซ์ในระดับโมเลกุล หากระดับพลังงานเพิ่มขึ้นย่อมทำให้โมเลกุลน้ำมีพลังงานจลน์มากขึ้น ผลกระทบดังกล่าวทำให้โมเลกุลของน้ำ

เคลื่อนตัวเร็วในลักษณะกระจัดกระจายมากขึ้น ทำให้เราต้องการพลังงานจากสนามไฟฟ้าภายนอกเพิ่มขึ้นเพื่อบังคับให้โมเลกุลของน้ำปรับทิศทางไปตามทิศของสนามไฟฟ้า แต่ **หากไม่เพิ่มปริมาณสนามไฟฟ้าภายนอกแล้ว ณ อุณหภูมิสูงขึ้น ความสามารถในการโพลาไรซ์ของน้ำตามสนามไฟฟ้าภายนอกจะลดลง**เนื่องเพราะระดับพลังงานจลน์ที่สูงขึ้นในโมเลกุลของน้ำ ปรากฏการณ์นี้จะเห็นได้ชัดเจนจากผลกราฟในรูปที่ 1 ณ ช่วงความถี่ต่ำซึ่งน้ำยางจะมีค่าไดอิเลคตริกลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น อย่างไรก็ตาม ปรากฏการณ์นี้ไม่อาจอธิบายได้ในผลกราฟของค่าคงที่ไดอิเลคตริกในช่วงความถี่ 10 กิกะเฮิรตซ์เพราะกลไกการโพลาไรซ์ในช่วงความถี่นี้เป็นกลไกที่ก้ำกึ่งระหว่างการโพลาไรซ์ระดับโมเลกุลและอิออน

- ในช่วงอุณหภูมิต่ำกว่า 0 องศาเซลเซียส ค่าเพอร์มิตติวิตีของสารประกอบน้ำยางจะเปลี่ยนแปลงน้อยมาก ทั้งนี้เนื่องจาก ณ อุณหภูมิดังกล่าว โมเลกุลน้ำและโมเลกุลพอลิเมอร์เปลี่ยนไปสู่สถานะความเป็นของแข็งซึ่งมีโครงสร้างโมเลกุลที่แข็งแรงไม่อ่อนไหวต่อสภาพแวดล้อมภายนอกที่มาตกกระทบ
- เปอร์เซ็นต์น้ำในสารประกอบน้ำยางเป็นปัจจัยหลักที่กำหนดระดับการแปรผันของค่าคงที่ไดอิเลคตริก ทั้งนี้เนื่องจากองค์ประกอบโมเลกุลน้ำที่โพลาไรซ์กับสนามไฟฟ้าในขณะที่โมเลกุลพอลิเมอร์แทบจะไม่โพลาไรซ์กับสนามภายนอก
- น้ำเป็นปัจจัยสำคัญที่ทำให้ค่าคงที่ไดอิเลคตริกของสารประกอบน้ำยางเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิทั้งนี้เนื่องจากโมเลกุลพอลิเมอร์ไม่ทำปฏิกริยากับสนามไฟฟ้าและอุณหภูมิ

หากพิจารณาจากผลลัพธ์และประเด็นที่นำเสนอข้างต้นโดยละเอียดแล้วผนวกกับการติดตามงานของ Khalid ที่ประดิษฐ์อุปกรณ์วัดเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสดแล้วจะพบประเด็นที่ชวนสงสัยดังนี้ งานวิจัยประดิษฐ์อุปกรณ์ของKhalid ในระยะแรกได้เลือกความถี่ที่ใช้ในการวัดค่าไดอิเลคตริก ณ ความถี่ 10 กิกะเฮิร์ตซ์ซึ่งทำงานร่วมกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ทำนายเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งโดยเน้นไปที่ค่าคงที่ไดอิเลคตริกเท่านั้น อย่างไรก็ดี ผลการทดลองของนักวิจัยคนเดียวกันได้ชี้ให้เห็นว่าค่าคงที่ไดอิเลคตริกของน้ำยาง ณ ความถี่ 0.6 กิกะเฮิร์ตซ์บ่งชี้สัดส่วนเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางได้ชัดเจนกว่าการวัด ณ ความถี่ 10 กิกะเฮิร์ตซ์ ข้ออ้างที่นักวิจัยใช้ถึงเหตุผลที่เลือกออกแบบอุปกรณ์ ณ ความถี่ 10 กิกะเฮิร์ตซ์จากผลการทดสอบค่าปัจจัยการสูญเสียเนื่องจากไดอิเลคตริกดูจะไม่สมเหตุสมผลเลยนั่นเพราะนักวิจัยท่านนี้ไม่ได้นำค่าปัจจัยการสูญเสียเนื่องจากค่าไดอิเลคตริกมาประยุกต์ในการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แม้แต่น้อย ต่อเมื่อติดตามงานวิจัยของนักวิจัยท่านนี้ในภายหลังจะพบว่าตัวนักวิจัยเองได้กลับไปเลือกออกแบบอุปกรณ์ ณ ความถี่ที่ต่ำในระดับ 3 กิกะเฮิรตซ์ ดังนั้น หากเป็นเช่นนั้นจริง งานวิจัยที่ผ่านมาที่ตัดสินการออกแบบโดยเลือกความถี่ที่ 10 กิกะเฮิร์ตซ์โดยอ้างว่าเป็นความถี่ที่เหมาะสมที่สุดจึงไม่เป็นจริงแม้แต่น้อย

จ. การเลือกความถี่เหมาะสม

คำถามที่นักวิจัยต้องตอบคำถามให้ได้คือ ควรกำหนดความถี่ของสนามไฟฟ้าที่ไปกระตุ้นอย่างไรให้เหมาะสมสำหรับการวัดเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสด การจะตอบคำถามนี้ได้ครบถ้วนอาจไม่เพียงแต่เข้าใจคุณสมบัติการโพลาไรซ์ของน้ำยางสดเท่านั้น แต่ควรพินิจข้อจำกัดทางวิศวกรรม ต้นทุนและรูปแบบการใช้งาน สิ่งต่างๆเหล่านี้จะเป็นข้อกำหนดกรอบการออกแบบอุปกรณ์เพื่อวัดทดสอบเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสด

ประเด็นเรื่องความถี่ที่ใช้งานซึ่งได้อภิปรายในหัวข้อที่แล้ว หากพิจารณาคุณสมบัติทางกายภาพของน้ำยางและรูปการโพลาไรซ์แล้ว เราจะย่อยช่วงความถี่ที่พิจารณาได้เป็น 4 ช่วงแต่ละช่วงความถี่ดังนี้คือ

ช่วงที่ 1 ความถี่ < 100 Hz ซึ่งเป็นปรากฏการณ์โพลาไรซ์ที่เกิดขึ้นในกลไกกับกลุ่มโมเลกุลขนาดใหญ่

ช่วงที่ 2 ความถี่ 100Hz-10 GHz เป็นปรากฏการณ์โพลาไรซ์ระดับโมเลกุล

ช่วงที่ 3 ความถี่ 10GHz-1 THz เป็นปรากฏการณ์โพลาไรซ์ระดับอิออน

ช่วงที่ 4 ความถี่ > 1 THz เป็นปรากฏการณ์โพลาไรซ์ระดับอิเลคตรอน

ทั้งนี้ช่วงความถี่ไมโครเวฟเป็นช่วงความถี่ในระหว่างช่วงความถี่ที่ 2 และ 3 **ซึ่งการเลือกป้อนสนามไฟฟ้าภายนอกในความถี่ช่วงไมโครเวฟเท่ากับ 1 กิกะเฮิร์ตซ์สำหรับวัดน้ำยางในโครงการวิจัยนี้ เพราะต้องการวัดกลไกการโพลาไรซ์ในโมเลกุลของน้ำซึ่งอยู่ภายใต้สมมติฐานว่าโมเลกุลน้ำรายรอบโมเลกุลพอลิเมอร์** หากพิจารณาโดยสมมติว่าน้ำยางเป็นเนื้อเดียวกันหมดและไม่มีสนามไฟฟ้าภายในโมเลกุลพอลิเมอร์ การโพลาไรซ์ของโมเลกุลน้ำได้มากหรือน้อยย่อมขึ้นอยู่กับปริมาณโมเลกุลน้ำในบริเวณนั้นๆ ซึ่งหากมีการโพลาไรซ์มากย่อมหมายถึงปริมาณน้ำมากและปริมาณเนื้อยางแห้งน้อย (ซึ่งจะเป็นจริงในทางกลับกัน) ทั้งนี้ ช่วงความถี่ที่เลือกเท่ากับความถี่1 กิกะเฮิร์ตซ์จะห่างจากค่าความถี่สูงสุดซึ่งเป็นขอบเขตระหว่างการโพลาไรซ์แบบอิออนถึง 10 เท่า นอกจากนี้การเลือกออกแบบความถี่ระดับไมโครเวฟจะลดขนาดอุปกรณ์ได้เพราะขนาดของวงจรทางไมโครเวฟจะแปรผกผันตามค่าความถี่ ยิ่งออกแบบวงจรความถี่สูงมากเท่าไรยิ่งส่งผลให้อุปกรณ์มีขนาดเล็กลงตาม

2. การพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับน้ำยางสด

หลักการในการพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของน้ำยางอาศัยความรู้ทางกายภาพของน้ำยางตามที่ได้กล่าวข้างต้น โดยแบบจำลองที่พัฒนานี้จะอธิบายปรากฏการณ์เปลี่ยนแปลงของค่าคงที่ไดอิเลคตริกกับเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสดและอุณหภูมิ ทั้งนี้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของน้ำยางในรายงานนี้จะนำเสนอวิธีการสองลักษณะได้แก่ แบบจำลองจากลักษณะทางกายภาพของน้ำยางและแบบจำลองจากการเรียนรู้จากค่าผลลัพธ์

แบบจำลองทางกายภาพของน้ำยาง

แบบจำลองที่ศึกษานี้จะใช้แบบจำลองไดอิเลคตริกผสมโดยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สองแบบจำลองได้แก่ แบบจำลองของ Maxwell-Garnett และ Bruggerman ทั้งนี้อยู่ภายใต้สมมติฐานสำคัญดังต่อไปนี้

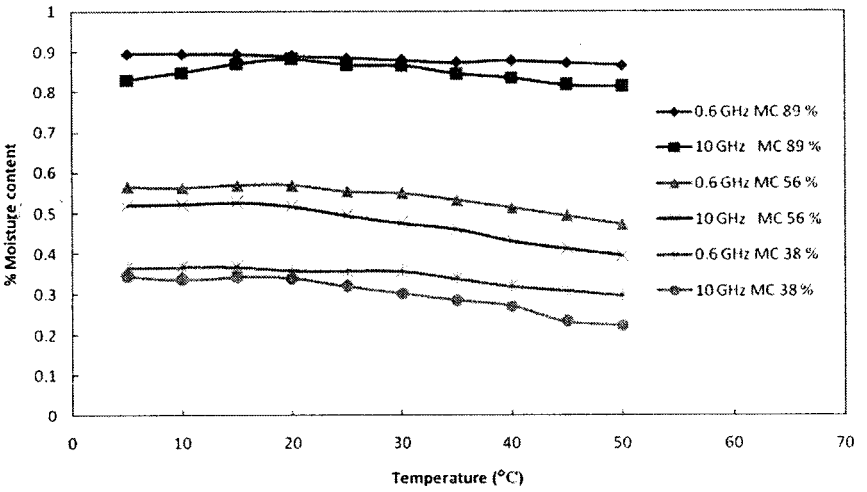
- โครงสร้างของน้ำยางสดประกอบด้วยโมเลกุลน้ำและโมเลกุลพอลิเมอร์และเป็นเนื้อเดียวกันทั้งหมดและเป็นสสารไดอิเลคตริกแบบเชิงเส้น
- การโพลาไรซ์โดยสนามไฟฟ้าจากภายนอกของน้ำยางสดจะขึ้นอยู่กับการโพลาไรซ์ของโมเลกุลน้ำเป็นหลักและระดับการโพลาไรซ์ที่มีนัยสำคัญคือการโพลาไรซ์ในระดับโมเลกุลเท่านั้น
- โมเลกุลพอลิเมอร์ไม่โพลาไรซ์กับสนามไฟฟ้าภายนอกและไม่มีการเปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับอุณหภูมิ
- โมเลกุลน้ำในน้ำยางเป็นโมเลกุลอิสระทั้งหมด(Free water) มีองค์ประกอบที่เป็นโมเลกุลเกาะยึดน้อยมาก (Bound water)

ภายใต้สมมติฐานเหล่านี้เองที่นำไปสู่การพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยแบบจำลองแบบไดอิเลคตริกผสม ประเด็นสำคัญที่นำเสนอในการพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของน้ำยางในงานวิจัยนี้คือ การปรับปรุงโมเดลของน้ำยางให้สามารถอธิบายปรากฏการณ์กับสภาวะอุณหภูมิใดๆได้ โดย**การปรับปรุงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของน้ำที่อธิบายด้วยค่าคงที่ไดอิเลคตริกค่าเดียวด้วยแบบจำลองของ Debye ที่อธิบายปรากฏการณ์ของโมเลกุลน้ำอิสระ ณ อุณหภูมิต่างๆ**

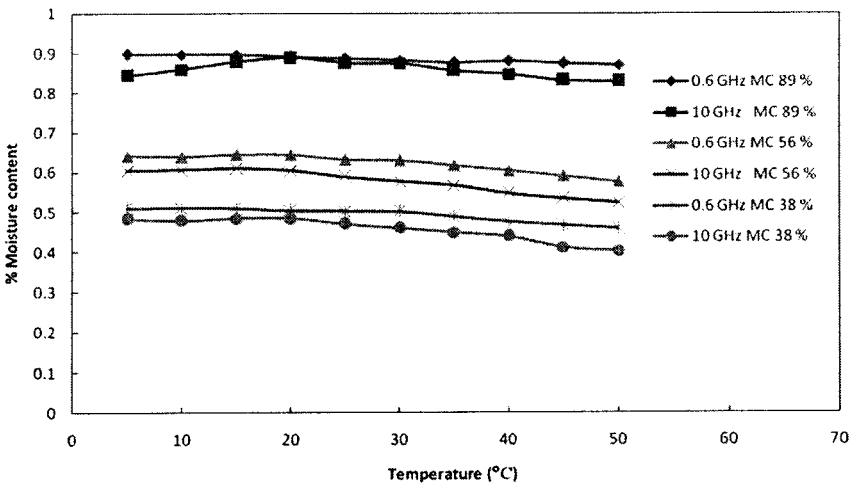
ผลทดสอบแบบจำลองที่นำเสนอสำหรับทำนายค่าเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสด ณ อุณหภูมิต่างๆ ตั้งแต่ระดับค่า 5 จนถึง 50 องศาเซลเซียส การทดสอบในเบื้องต้นจะอ้างอิงข้อมูลทดสอบจากผลข้อมูลที่ทดลองและเผยแพร่ในบทความของนักวิจัยมาเลเซีย ณ ความถี่ไมโครเวฟ 0.6 และ 10 กิกะเฮิรตซ์ โดยทดสอบกับค่าความชื้นสัมพัทธ์ในน้ำยาง (Moisture Content : MC) ซึ่งแปรผกผันกับค่าเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสดสามระดับค่าคือ 38 56 และ 89 เปอร์เซ็นต์ ผลทดสอบที่ได้เป็นดังรูปที่ 1 ซึ่งผลที่ได้ในรูป 1 ก และ ข แสดงให้เห็นว่า ณ ความถี่และ ณ อุณหภูมิหนึ่ง แบบจำลองที่ทำนายด้วย Maxwell-Garnett **แม่นยำกว่า** อย่างไรก็ดี แบบจำลองทั้งสองต่างยังคงแปรผันกับความถี่และอุณหภูมิที่เปลี่ยนไป นอกจากนี้แนวโน้มความคลาดเคลื่อนจะค่อนข้างสูง ณ ความถี่ 10 กิกะเฮิรตซ์ทั้งนี้ผู้วิจัยคาดว่าสาเหตุหลักๆที่สำคัญได้แก่

- ความถี่ของสนามไฟฟ้าป้อนเข้าที่ 10 กิกะเฮิร์ตซ์ซึ่งนักวิจัยจากมาเลเซียใช้ทดสอบเป็นช่วงความถี่รอยต่อที่ทำให้เกิดปรากฏการณ์โพลาไรซ์ทั้งสองรูปแบบคือปรากฏการณ์โพลาไรซ์ระดับโมเลกุลและปรากฏการณ์โพลาไรซ์ระดับอิออน
- ความคลาดเคลื่อนจากจากการอ่านผลลัพธ์ในกราฟที่นำเสนอในบทความของนักวิจัยมาเลเซีย

อย่างไรก็ตามหากเทียบกันในภาพรวมแล้ว แบบจำลองของ Maxwell-Garnett สามารถทำนายค่าเปอร์เซ็นต์ความชื้น (ซึ่งบ่งชี้ถึงเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสด) ได้**เที่ยงตรงกว่า**แบบจำลองของ Bruggerman ทั้งนี้เราสามารถเห็นชัดเจนทั้งในแง่ของการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิ ความถี่ หรือระดับค่าเปอร์เซ็นต์ของเนื้อยางแห้งในน้ำยางสด



(ก)



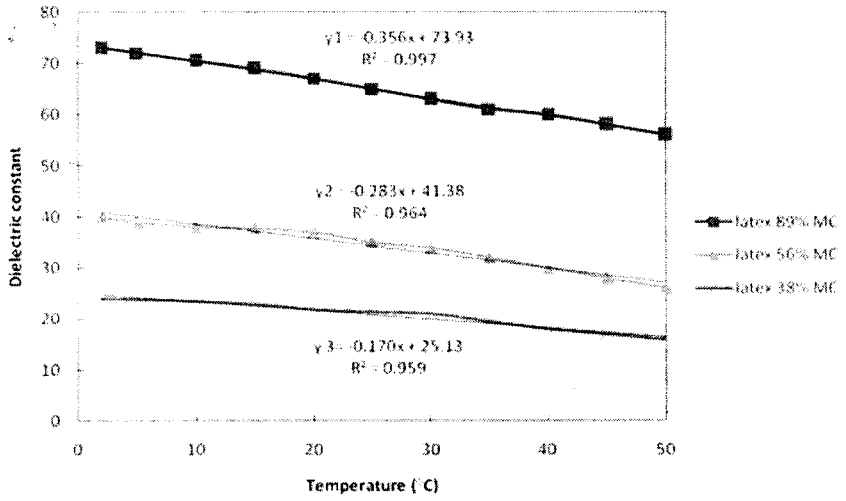
(ข)

รูปที่ 1.1 ผลทำนายเปอร์เซ็นต์ค่าความชื้นสัมพัทธ์ด้วยแบบจำลอง (a)Maxwell-Garnett (b)Bruggemann

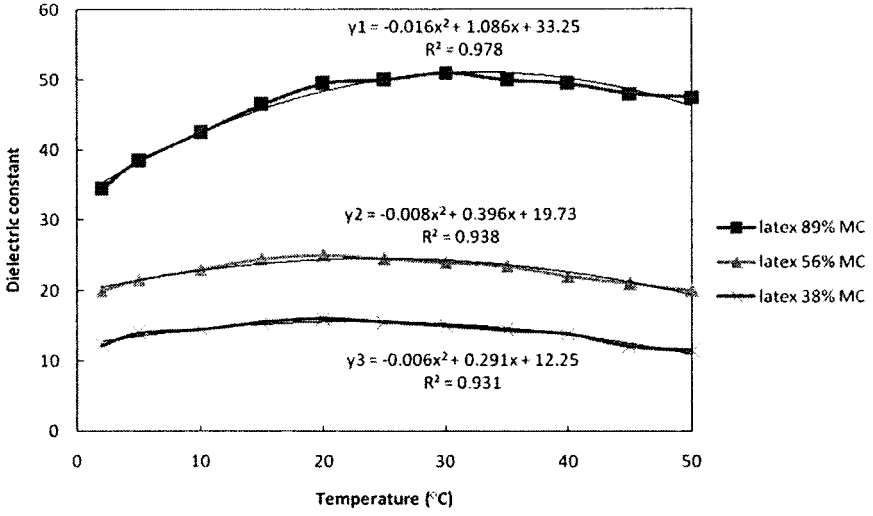
แบบจำลองจากการเรียนรู้จากค่าผลลัพธ์

ข้อดีของแบบจำลองนี้คือไม่จำเป็นต้องสนใจคุณสมบัติทางกายภาพของน้ำยาง ผลของค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองได้จากข้อมูลที่ได้จากการวัดจริงและสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ความแม่นยำของแบบจำลองนี้จะขึ้นอยู่กับปริมาณและคุณภาพของข้อมูลที่นำมาสร้างแบบจำลองทาง

คณิตศาสตร์ ข้อเสียของแบบจำลองที่ได้คือ**ไม่เชื่อมโยงถึงคุณสมบัติทางกายภาพของน้ำยาง** อย่างไรก็ดี แบบจำลองลักษณะนี้มีข้อได้เปรียบและน่าจะเหมาะสมหากนำมาประดิษฐ์เป็นเครื่องมือวัดในกรณีที่ไร้ข้อจำกัดของระบบประมวลผล (ซึ่งมีแนวโน้มน่าจะเป็นสูงเพราะพัฒนาการของเทคโนโลยีคอมพิวเตอร์ที่ต่อเนื่องทำให้ราคาถูกและทำงานเร็วขึ้น) ในรายงานนี้ ใช้ข้อมูลเบื้องต้นจากการรายงานของนักวิจัยมาเลเซียและใช้วิธีการปรับเส้นโค้ง (Curve fitting) เพื่อสังเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ทั้งสองความถี่ ผลลัพธ์ที่ได้และสมการที่ประยุกต์ใช้ในการทำนายเป็นดังรูปที่ 1.2 โดยข้อมูลจะแสดงผลลัพธ์จากการปรับเส้นโค้งกับค่าข้อมูลทดลองด้วยค่าสหสัมพันธ์



(ก)



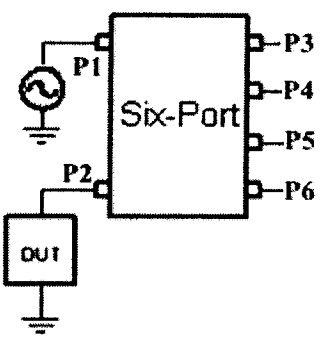
(ข)

รูปที่ 1.2 แผลการทำนายจากแบบจำลองจากวิธีปรับเส้นโค้ง ณ ความถี่ (ก) 0.6GHz และ (ข) 10GHz,

จากผลการทำนายแบบจำลองที่ได้ทั้งสองวิธีจะเห็นว่า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้จากการเรียนรู้จากค่าผลลัพธ์จะทำนายผลลัพธ์ได้แม่นยำกว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เชื่อมโยงกับคุณสมบัติทางกายภาพของน้ำยางซึ่งพัฒนาบนพื้นฐานของการโพลาไรซ์ของน้ำยาง สำหรับแบบจำลองจากการเรียนรู้ ความแม่นยำจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นกับรูปแบบสมการคณิตศาสตร์ที่นำมาใช้ด้วย จากรูปที่ 1.2 ก และ ข สมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่นำมาประยุกต์ใช้ประกอบด้วยส่วนของสมการเชิงเส้นและส่วนของสมการควอดราติก (Quadratic equation) อย่างไรก็ดี ผลลัพธ์ที่ได้เป็นผลที่สังเคราะห์จากกลุ่มข้อมูลที่เผยแพร่ที่มีจำนวนจำกัด ดังนั้นระดับความแม่นยำจะที่ได้เป็นระดับความแม่นยำที่วัดจากกลุ่มข้อมูลที่มีอย่เท่านั้น หากจะนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์นี้ไปประยุกต์ใช้อย่างจริงจังจะต้องสังเคราะห์จากกลุ่มข้อมูลที่มากขึ้นเพื่อให้ได้ระดับความแม่นยำที่เชื่อได้ว่าจะครอบคลุมข้อมูลทั้งหมด ดังนั้น จึงอาจยังสรุปไม่ได้ว่า แบบจำลองประเภทแรกจะไม่แม่นยำ ทั้งนี้ ต้องทดลองวัดจริงกับน้ำยางที่เตรียมจากน้ำยางข้นและน้ำยางสด

3. การพัฒนาวงจรหกพอร์ตสำหรับการวัดน้ำยาง

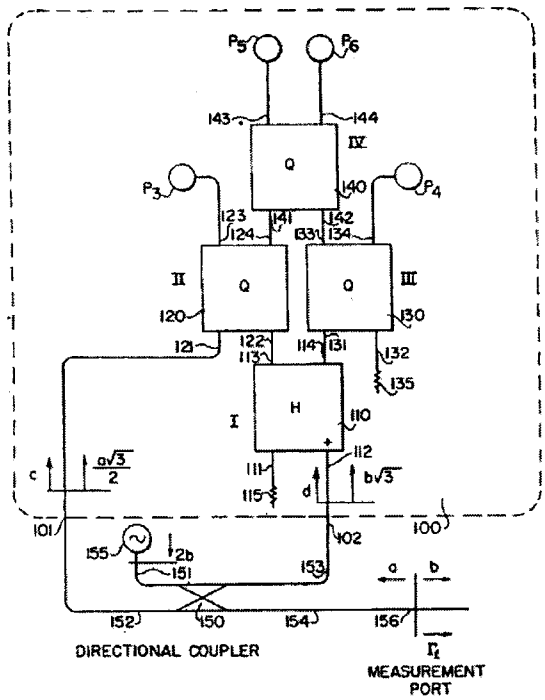
อุปกรณ์รีเฟลคโตมิเตอร์แบบหกพอร์ต (Six-port reflectometer : SPR) เป็นอุปกรณ์ตรวจวัดคุณสมบัติของวัสดุโดยอาศัยคุณสมบัติของคลื่นที่สะท้อนกลับจากโหลดทดสอบ ในรูป 2.1 แสดงวงจรหกพอร์ต (พอร์ต P1-P6) ซึ่งพอร์ต P1 เชื่อมต่อกับแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่ไมโครเวฟ พอร์ต P2 ต่อกับโหลดทดสอบ และ พอร์ต P3-P6 ต่อเชื่อมกับอุปกรณ์ตรวจจับกำลังงานความถี่อาร์เอฟ (RF power detector) ค่าพารามิเตอร์ของคลื่นสะท้อนกลับนี้จะสัมพันธ์กับคุณสมบัติทางกายภาพของโหลดทดสอบ ในกรณีของงานวิจัยนี้ โหลดทดสอบคือน้ำยางซึ่งเมื่อส่งคลื่นจากแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่ไมโครเวฟ ณ พอร์ต P1 แล้ว สัญญาณจะเดินทางผ่านวงจรหกพอร์ตไปตกกระทบกับน้ำยาง (ณ พอร์ต P2 ตามรูป 2.1) และสะท้อนกลับตามเปอร์เซ็นต์ความเข้มข้นของเนื้อยางแห้งในน้ำยาง คลื่นที่สะท้อนกลับนี้จะไปตกกระทบที่พอร์ต P3-P6 และถูกแปลงเป็นสัญญาณไฟตรงผ่านอุปกรณ์ตรวจจับกำลังงานอาร์เอฟ จากนั้นจะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอลและประมวลผลโดยระบบประมวลผล



รูปที่ 2.1 อุปกรณ์รีเฟลคโตมิเตอร์แบบหกพอร์ต

วงจรหกพอร์ตเป็นโครงข่ายวงจรไมโครเวฟซึ่งส่วนใหญ่แล้วจะสังเคราะห์ด้วยทฤษฎีสายส่งทำให้สามารถสังเคราะห์ได้จริงบนเทคโนโลยีแผ่นพิมพ์ วงจรหกพอร์ตเป็นวงจรที่ถูกออกแบบด้วยเงื่อนไขเฉพาะเพื่อให้กำลังงานคลื่นที่สะท้อนกลับจากพอร์ต P2 .ที่เชื่อมต่อกับทุกสภาวะโหลดทดสอบตกกระทบที่พอร์ต P3-P6 ได้มากที่สุดและโดยสมบูรณ์ในขณะที่ไม่มีปริมาณคลื่นสะท้อนกลับที่พอร์ต P1 หรือน้อยมาก

วิวัฒนาการโครงสร้างของวงจรหกพอร์ตเริ่มจากสิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลข 4104583 ซึ่งเป็นจุดเริ่มต้นของวงจรวัดแบบหกพอร์ต ในสิทธิบัตรนี้ได้นำเสนอแนวคิดและวิธีการวัดค่าสัมประสิทธิ์คลื่นสะท้อนจากพอร์ตวัดกำลังงานคลื่นสะท้อนที่ตำแหน่งต่างกันสี่พอร์ต

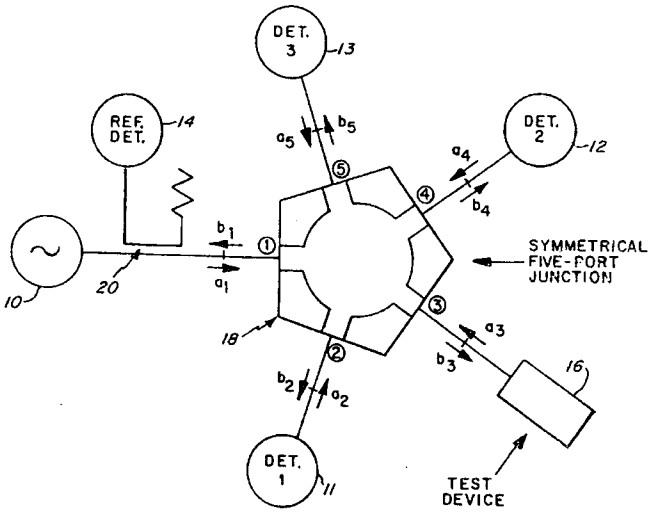


รูปที่ 2.2 วงจรหกพอร์ตในสิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลข 4104583

จากรูปที่ 2.2 วงจรดังกล่าวประกอบด้วยแหล่งกำเนิดคลื่นเป็นพอร์ตที่หนึ่ง (155) พอร์ตวัดสัญญาณคลื่นสะท้อนซึ่งต่อกับวัตถุทดสอบเป็นพอร์ตที่สอง (156) และพอร์ตวัดกำลังงานคลื่นสะท้อนที่ตำแหน่งต่างกันสี่พอร์ต (123, 134, 143และ 144) โครงสร้างภายในวงจรประกอบด้วย สายส่งคู่ควบ (Direction Couple, 150) อุปกรณ์แบบไฮบริด (Hybrid) แบบ 90องศา (Quadrature, Q) สามตัว และแบบ 180 องศา (H) การออกแบบจัดวางอุปกรณ์แบบไฮบริดสามารถทำได้สี่แบบด้วยกันได้แก่ ตัวที่หนึ่งเป็นไฮบริด แบบ 180 องศา ส่วนตัวที่สอง ตัวที่สาม และตัวที่สี่เป็นไฮบริดแบบ 90 องศา, ตัวที่หนึ่ง ตัวที่สอง และตัวที่สาม เป็นไฮบริดแบบ 180 องศา ส่วนตัวที่สี่เป็นไฮบริดแบบ 90 องศา, ตัวที่หนึ่งเป็นไฮบริดแบบ 90 องศา ส่วนตัวที่สอง ตัวที่สาม และตัวที่สี่เป็นไฮบริดแบบ 180 องศา, ตัวที่หนึ่ง ตัวที่สอง ตัวที่สาม และตัวที่สี่เป็นไฮบริดแบบ 90องศา

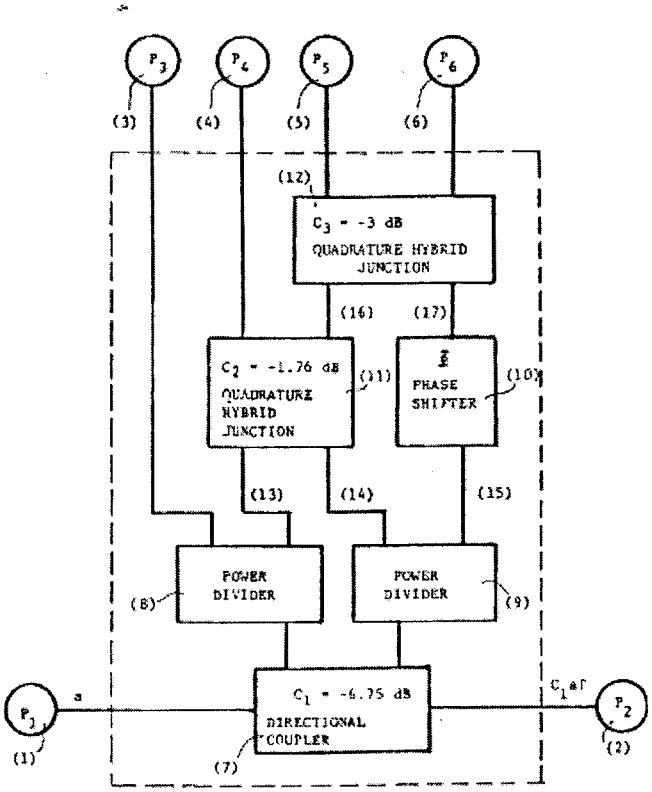
หลักการสำคัญของการออกแบบโครงสร้างของวงจรหกพอร์ตดังกล่าวคือการประยุกต์ใช้ค่าที่วัดได้จากพอร์ตวัดกำลังงานคลื่นสะท้อนที่ตำแหน่งต่างกันสี่พอร์ตในการแก้สมการเพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์คลื่นสะท้อนของโหลด จากแนวคิดของวงจรหกพอร์ตดังกล่าวได้มีการปรับปรุงและนำเสนอโครงสร้างวงจรหกพอร์ตในรูปแบบต่างๆ ซึ่งได้แก่

– สิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลขที่ 4427936 ในรูปที่ 2.3 ได้นำเสนอวงจรหกพอร์ตที่เล็กลงโดยโครงสร้างภายในประกอบด้วยสายส่งคู่ควบและวงจรห้าพอร์ตแบบสมมาตร (Symmetrical Five-Port Junction) ด้วยคุณสมบัติของวงจรห้าพอร์ตแบบสมมาตรสามารถที่จะช่วยลดขนาดของวงจรให้เล็กลงได้



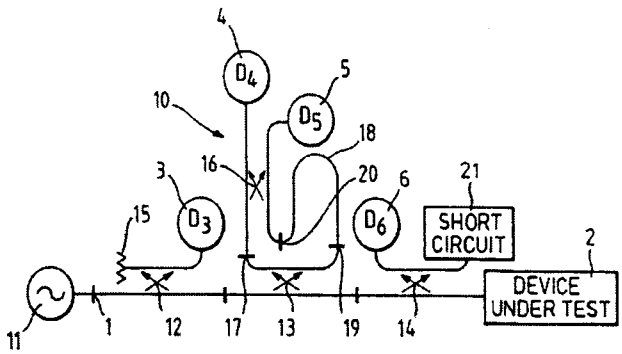
รูปที่ 2.3 โครงสร้างวงจรหกพอร์ตในสิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลข 4427963

– สิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลขที่ 4521728 ในรูปที่ 2.4 ได้นำเสนอวงจรหกพอร์ตที่สามารถปรับคุณลักษณะของวงจรให้สามารถทำงานในช่วงความถี่ที่กว้างขึ้น โครงสร้างภายในประกอบด้วยสายส่งคู่ควบ วงจรแบ่งกำลัง (Phase power divider) วงจรแบ่งกำลังแบบ 90 องศา และวงจรเลื่อนเฟส (Phase shifter) ที่ใช้ในการปรับคุณลักษณะของวงจรให้สามารถทำงานในช่วงความถี่ที่กว้างขึ้นได้ นอกจากนี้ในสิทธิบัตรดังกล่าวยังได้นำเสนอสถาปัตยกรรมการออกแบบระบบคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์คลื่นสะท้อนด้วยคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล



รูปที่ 2.4 วงจรหกพอร์ตในสิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลข 4521728

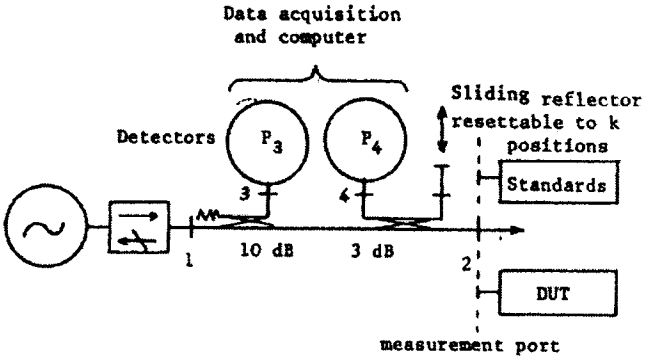
– สิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลข 4571545 ในรูปที่ 2.5 ได้นำเสนอโครงสร้างของวงจรหกพอร์ตที่ประกอบด้วยสายส่งคู่ควบเพียงอย่างเดียวที่ใช้โครงสร้างของท่อนำคลื่น อย่างไรก็ตาม โครงสร้างดังกล่าวเป็นโครงสร้างที่มีขนาดใหญ่



รูปที่ 2.5 วงจรหกพอร์ตในสิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลข 4571545 [12]

– งานวิจัยเรื่อง A multistate reflectometer (L.C. Oldfield และคณะ-1985) ในรูปที่ 2.6 ได้นำเสนอวิธีการวัดแบบวงจรหกพอร์ตที่แตกต่างออกไปโดยใช้โครงสร้างวงจรแบบสี่พอร์ตประกอบด้วยสายส่งคู่ควบ และพอร์ตสำหรับปรับการสะท้อนของคลื่นได้ (Resettable reflector หรือ Sliding short) ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์คลื่นสะท้อนจะอาศัยการวัดสามครั้งหรือมากกว่าโดยการ

ปรับตำแหน่งของพอร์ตสำหรับปรับการสะท้อนของคลื่นได้เพื่อนำค่าที่ได้ไปประยุกต์ใช้ในการแก้สมการเพื่อทำนายค่าสัมประสิทธิ์ของโหลด

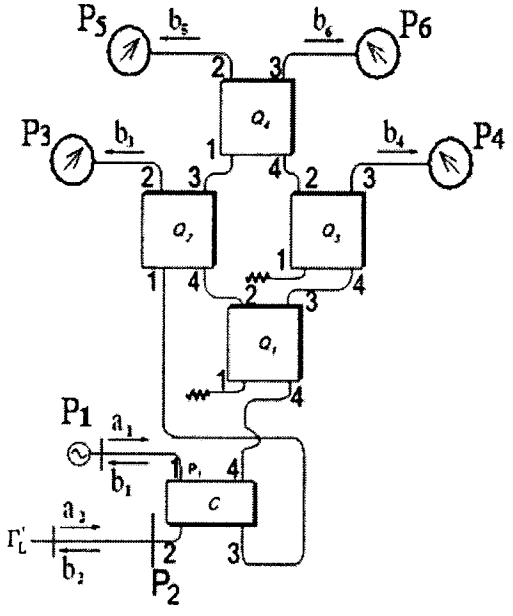


รูปที่ 2.6 วงจรหกพอร์ตในงานวิจัยเรื่อง A multistate reflectometer

จากการศึกษาพบว่าการออกแบบโดยใช้โครงสร้างที่นำเสนอในสิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลข 4427936 จะมีขนาดของวงจรเล็กที่สุดเมื่อเทียบกับโครงสร้างแบบอื่นๆ โดยจะทำให้วงจรมีขนาดเล็กกะทัดรัด น้ำหนักเบา เหมาะแก่การพัฒนาใช้เป็นวงจรหกพอร์ตสำหรับวัดน้ำยางที่สามารถพกพาได้สะดวก

ข.2 ทฤษฎีการทำงานของวงจรหกพอร์ต

รูปที่ 2.7 แสดงวงจรหกพอร์ตที่ใช้วงจรไฮบริดแบบ Q สี่ตัว ซึ่งประกอบด้วยพอร์ตอินพุต (P1) พอร์ตทดสอบคลื่นสะท้อน (P2) ที่มีโหลดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ Γ_L เชื่อมต่ออยู่ และพอร์ตสำหรับวัดทดสอบกำลังงาน (P3, P4, P5 และ P6) กำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ



รูปที่ 2.7 วงจรหกพอร์ตที่ใช้วงจรไฮบริดแบบ Q สี่ตัว

จากรูปที่ 2.7 พบว่าที่พอร์ตวัดทดสอบกำลังงาน (พอร์ต 3 4 5 และ 6) จะไม่มีคลื่นตกกระทบ ดังนั้นตัวแปรคลื่นตกกระทบที่เหลือคือ ณ พอร์ต 1 และ 2 (a_1 และ a_2) ดังนั้นเราสามารถแก้สมการโดยใช้พารามิเตอร์กระจัดกระจาย (Scattering parameter) ได้ดังนี้

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \tag{2.1}$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \tag{2.2}$$

$$b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 \tag{2.3}$$

$$b_4 = S_{41}a_1 + S_{42}a_2 \tag{2.4}$$

$$b_5 = S_{51}a_1 + S_{52}a_2 \tag{2.5}$$

$$b_6 = S_{61}a_1 + S_{62}a_2 \tag{2.6}$$

หากกำจัด a_1 จากสมการที่ (2.2) เราจะได้

$$a_1 = \frac{b_2 - S_{22}a_2}{S_{21}} \tag{2.7}$$

นำ (2.7) แทนใน (2. 6) แล้วจัดสมการในรูปของตัวแปร a_2 และ b_2 เราจะได้

$$b_3 = \left(S_{32} - \frac{S_{31}S_{22}}{S_{21}}\right)a_2 + \left(\frac{S_{31}}{S_{21}}\right)b_2 = Aa_2 + Bb_2 \tag{2.8}$$

$$b_4 = \left(S_{42} - \frac{S_{41}S_{22}}{S_{21}}\right)a_2 + \left(\frac{S_{41}}{S_{21}}\right)b_2 = Ca_2 + Db_2 \tag{2.9}$$

$$b_5 = \left(S_{52} - \frac{S_{51}S_{22}}{S_{21}}\right)a_2 + \left(\frac{S_{51}}{S_{21}}\right)b_2 = Ea_2 + Fb_2 \tag{2.10}$$

$$b_6 = \left(S_{62} - \frac{S_{61}S_{22}}{S_{21}}\right)a_2 + \left(\frac{S_{61}}{S_{21}}\right)b_2 = Ga_2 + Hb_2 \tag{2.11}$$

กำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์สะท้อนที่พอร์ตวัดทดสอบ Γ_L' เท่ากับ $\frac{a_2}{b_2}$ ดังนั้นแทนค่า $a_2 = b_2\Gamma_L'$ ใน (2.11) จะได้ผลลัพธ์คือ

$$b_3 = (A\Gamma_L' + B)b_2 \tag{2.12}$$

$$b_4 = (C\Gamma_L' + D)b_2 \tag{2.13}$$

$$b_5 = (E\Gamma_L' + F)b_2 \tag{2.14}$$

$$b_4 = (G\Gamma_L' + H)b_2 \tag{2.15}$$

จาก (2.12)-(2.15) เราสามารถคำนวณกำลังงานที่พอร์ต 3-6 ได้ดังสมการ

$$P_3 = |b_3|^2 = |A\Gamma_L' + B|^2 |b_2|^2 \tag{2.16}$$

$$P_4 = |b_4|^2 = |C\Gamma_L' + D|^2 |b_2|^2 \tag{2.17}$$

$$P_5 = |b_5|^2 = |E\Gamma_L' + F|^2 |b_2|^2 \tag{2.18}$$

$$P_6 = |b_6|^2 = |G\Gamma_L' + H|^2 |b_2|^2 \tag{2.19}$$

หากเราเลือกพอร์ตสี่ให้เป็นพอร์ตอ้างอิง อัตราส่วนกำลังงานระหว่างพอร์ตสามและพอร์ตสี่คือ

$$\frac{P_3}{P_4} = \frac{|A\Gamma_L' + B|^2 |b_2|^2}{|C\Gamma_L' + D|^2 |b_2|^2} \tag{2.20}$$

ในทางทฤษฎี เราสามารถออกแบบวงจรเพื่อได้ค่า C เป็นศูนย์ได้ ดังนั้น กรณีนี้ (2.20) จะเป็นดังนี้

$$\frac{P_3}{P_4} = \frac{|A|^2}{|D|^2} \left| \Gamma_L' + \frac{B}{A} \right|^2 \tag{2.21}$$

ในทำนองเดียวกันสำหรับอัตราส่วนกำลังงานระหว่างพอร์ตสี่กับพอร์ตห้าและพอร์ตหก ดังนั้น เราสามารถสรุปสมการสำหรับอัตราส่วนกำลังงานระหว่างพอร์ตที่ i (i=3,5, และ 6) เทียบกับกำลังงาน ณ พอร์ตที่ 4 ได้ดังสมการ

$$\frac{P_i}{P_4} = K_i |\Gamma_L' - \mathbf{q}_i|^2 \tag{2.22}$$

โดยที่

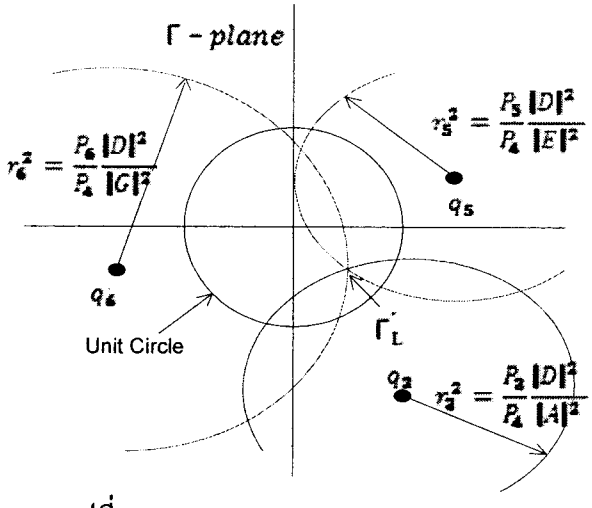
$$\mathbf{q}_i = \mathbf{\Omega} \quad \mathbf{\Sigma}2 \quad - \quad \mathbf{\Omega} \quad \mathbf{\Sigma}1 \tag{2.23}$$

$$K_i = \frac{|S_{i2}S_{21} - S_{i1}S_{22}|^2}{|S_{41}|^2} \tag{2.24}$$

สมการ (2.22) คือสมการวงกลมบนระนาบจำนวนเชิงซ้อน Γ ทั้งนี้ในสมการนี้จะประกอบด้วยวงกลม 3 วงแต่ละวงจะมีจุดศูนย์กลางคือ $\mathbf{q}_i$ และมีรัศมีคือ $\mathbf{r}_i$ ดังรูปที่ 2.8 ทั้งนี้รัศมีวงกลม คือ

$$r_i = \sqrt{\frac{P_i}{K_i P_4}} \tag{2.25}$$

วงกลมเหล่านี้ถูกเรียกว่า q-circle โดยจุดตัดของวงกลมทั้งสามวงคือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของน้ำยาง Γ_L'



รูปที่ 2.8 วงกลมสามวงจากชุดสมการ (2.22)

อย่างไรก็ดี การออกแบบเพื่อให้เงื่อนไขค่า C เป็นศูนย์อาจทำได้ยากในทางปฏิบัติจริง ดังนั้น กรณีนี้ค่าคงที่ C ใน (2.20) จะไม่เท่ากับศูนย์ เราจะเขียน (2.21) และ (2.22) ใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{P_3}{P_4}\frac{|C|^2}{|A|^2}|\Gamma_L' - q_4|^2 = |\Gamma_L' - q_3|^2 \tag{2.26}$$

กระจายสมการ (2.26) โดยใช้คุณสมบัติจำนวนเชิงซ้อนเราจะได้

$$\frac{P_3}{P_4}\frac{|C|^2}{|A|^2}\left(|\Gamma_L'|^2 - \Gamma_L'\overline{q_4} - \overline{\Gamma_L'}q_4 + |q_4|^2\right) = |\Gamma_L'|^2 - \Gamma_L'\overline{q_3} - \overline{\Gamma_L'}q_3 + |q_3|^2 \tag{2.27}$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าอัตราส่วนกำลังงานระหว่างพอร์ต 5 กับพอร์ต 4 และ พอร์ต 6 กับพอร์ต 4 จะสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\frac{P_5}{P_4}\frac{|C|^2}{|E|^2}\left(|\Gamma_L'|^2 - \Gamma_L'\overline{q_4} - \overline{\Gamma_L'}q_4 + |q_4|^2\right) = |\Gamma_L'|^2 - \Gamma_L'\overline{q_5} - \overline{\Gamma_L'}q_5 + |q_5|^2 \tag{2.28}$$

$$\frac{P_6}{P_4}\frac{|C|^2}{|F|^2}\left(|\Gamma_L'|^2 - \Gamma_L'\overline{q_4} - \overline{\Gamma_L'}q_4 + |q_4|^2\right) = |\Gamma_L'|^2 - \Gamma_L'\overline{q_6} - \overline{\Gamma_L'}q_6 + |q_6|^2 \tag{2.29}$$

จัดรูปสมการ (2.27)-(2.29) ใหม่ได้ดังนี้

$$\left(\frac{P_3}{P_4}\frac{|C|^2}{|A|^2} - 1\right)|\Gamma_L'|^2 - \left(\frac{P_3}{P_4}\frac{|C|^2}{|A|^2}\overline{q_4} - \overline{q_3}\right)\Gamma_L' - \left(\frac{P_3}{P_4}\frac{|C|^2}{|A|^2}q_4 - q_3\right)\overline{\Gamma_L'} = |q_3|^2 - \frac{P_3}{P_4}\frac{|C|^2}{|A|^2}|q_4|^2 \tag{2.30}$$

$$\left(\frac{P_5}{P_4}\frac{|C|^2}{|E|^2} - 1\right)|\Gamma_L'|^2 - \left(\frac{P_5}{P_4}\frac{|C|^2}{|E|^2}\overline{q_4} - \overline{q_5}\right)\Gamma_L' - \left(\frac{P_5}{P_4}\frac{|C|^2}{|E|^2}q_4 - q_5\right)\overline{\Gamma_L'} = |q_5|^2 - \frac{P_5}{P_4}\frac{|C|^2}{|E|^2}|q_4|^2 \tag{2.31}$$

$$\left(\frac{P_5}{P_4}\frac{|C|^2}{|E|^2} - 1\right)|\Gamma_L'|^2 - \left(\frac{P_5}{P_4}\frac{|C|^2}{|E|^2}\overline{q_4} - \overline{q_5}\right)\Gamma_L' - \left(\frac{P_5}{P_4}\frac{|C|^2}{|E|^2}q_4 - q_5\right)\overline{\Gamma_L'} = |q_5|^2 - \frac{P_5}{P_4}\frac{|C|^2}{|E|^2}|q_4|^2 \tag{2.32}$$

หากพิจารณา (2.30)-(2.32) จะพบว่าเป็นระบบสมการเชิงเส้นโดยมีตัวแปรเวคเตอร์ที่ต้องการหาค่าคำตอบคือ $|\Gamma_L'|^2 \quad \Gamma_L'$ ในขณะที่ค่าที่อยู่ทางด้านขวามือของสมการคือเวคเตอร์ของค่าคงที่ ดังนั้น สามารถจัดสมการ (2.30-2.32) ให้อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \left(\frac{P_3}{P_4}\frac{|C|^2}{|A|^2} - 1\right) & \left(\frac{P_3}{P_4}\frac{|C|^2}{|A|^2}\overline{q_4} - \overline{q_3}\right) & \left(\frac{P_3}{P_4}\frac{|C|^2}{|A|^2}q_4 - q_3\right) \\ \left(\frac{P_5}{P_4}\frac{|C|^2}{|E|^2} - 1\right) & \left(\frac{P_5}{P_4}\frac{|C|^2}{|E|^2}\overline{q_4} - \overline{q_5}\right) & \left(\frac{P_5}{P_4}\frac{|C|^2}{|E|^2}q_4 - q_5\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |\Gamma_L'|^2 \\ \Gamma_L' \\ \overline{\Gamma_L'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(|q_3|^2 - \frac{P_3}{P_4}\frac{|C|^2}{|A|^2}|q_4|^2\right) \\ \left(|q_5|^2 - \frac{P_5}{P_4}\frac{|C|^2}{|E|^2}|q_4|^2\right) \end{bmatrix} \tag{2.33}$$

สมการเมตริกซ์ (2.33) เป็นสมการสำคัญที่ในการแก้หาค่าคำตอบของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของน้ำยาง เมตริกซ์ขนาด 3x3 ที่ปรากฏทางซ้ายมือของ (2.33) เป็นเมตริกซ์ของค่าจำนวนจริงที่ประกอบด้วยพารามิเตอร์ของวงจรหกพอร์ตที่ประยุกต์ใช้และค่ากำลังงานที่ปรากฏที่พอร์ต 3-6 ทั้งนี้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรหกพอร์ตสามารถหาค่าได้จากการปรับเทียบก่อนการวัดจริงโดยปรับเทียบจากโหลดมาตรฐานที่รู้ค่า การแก้สมการ (2.33) ไม่ซับซ้อนซึ่งมีอัลกอริทึมเชิงเลขหลายอัลกอริทึมที่จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการคำนวณบนคอมพิวเตอร์สมองกลขนาดเล็กได้ เช่นอัลกอริทึมแบบส์ ไซเดล (Gauss Seidel) เป็นต้น

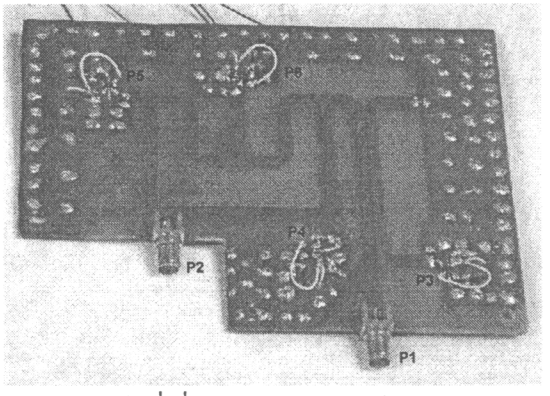
ข.3 ผลการออกแบบวงจรหกพอร์ต

ในรูป 2.9 แสดงวงจรหกพอร์ตที่ทำงานความถี่ 1 กิกะเฮิร์ตซ์บนแผ่นพิมพ์ที่ได้ออกแบบบนเทคโนโลยีไมโครสตริป (Microstrip) บนแผ่นพิมพ์ FR4 หนา 1.55 มิลลิเมตร แผ่นพิมพ์นี้มีค่าคงที่ไดอิเลคตริก 4.55 และค่าการสูญเสียเนื่องจากแทนเจนต์ (Tangent loss) เท่ากับ 0.02 การออกแบบจะเริ่มต้นจากการใช้ทฤษฎีสายส่งแบบอุดมคติ (Ideal transmission line) และปรับเปลี่ยนเป็นเทคโนโลยีไมโครสตริปโดยใช้โปรแกรมการออกแบบ Advanced Design System (ADS2010) ของบริษัทอะจิเลนต์เทคโนโลยี (Agilent technology) จากนั้นจะวาดลายวงจรและส่งผลของลายวงจรที่วาดได้ให้กับโปรแกรมจำลองสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic simulation) ลักษณะของการหักมุมของลายวงจรจะส่งผลต่อการทำงานของวงจรซึ่งต้องมีการปรับแต่งมิติของลายพิมพ์วงจรหกพอร์ตเพื่อให้คุณสมบัติของวงจรหกพอร์ตเหมาะสมที่สุด

จากรูป 2.9 ส่วนที่เป็นลายทองแดงคือส่วนที่เป็นสายส่ง ในแผ่นพิมพ์วงจรจะมีระนาบกราวน์ (Ground) ปรากฏทั้งส่วนบนและส่วนล่างของแผ่น ส่วนที่เป็นระนาบกราวน์ด้านบนจะเชื่อมต่อกับระนาบกราวน์ด้านล่างด้วยลวดเชื่อมต่อโดยกำหนดวางตำแหน่งลวดเชื่อมต่อหลายจุดโดยแต่ละจุดห่างกันในระยะไม่เกิน 0.5 เซ็นติเมตรเพื่อให้ศักย์ไฟฟ้าเป็นศูนย์ทั่วทั้งบริเวณที่เป็นกราวน์ สำหรับพอร์ต 1 และ 2 ของวงจรจะกำกับด้วยอักษร P1 และ P2 ดังรูปที่ 2.9 โดยมีคอนเนคเตอร์แบบ SMA ชนิดตัวเมีย (SMA connector-Female type) เพื่อเป็นตัวเชื่อมต่อจากสายส่งไมโครสตริปเป็นสายเคเบิลแกนร่วม (Coaxial cable) ณ ตำแหน่งที่แสดงตัวอักษร P3-P6 จะเป็นตำแหน่งของพอร์ต 3 4 5 และ 6 โดยเชื่อมต่อกับวงจรตรวจจับกำลังงานอาร์เอฟ

สำหรับอุปกรณ์ตรวจจับกำลังงานอาร์เอฟ ในโครงงานวิจัยนี้เลือกใช้ใช้ไอซีตรวจจับกำลังงานแบบแบบล็อกการิทึมมิก (Logarithmic detector integrated circuit) ตัวถังแบบเซอร์เฟสเมาท์ (Surface mount) ของบริษัทลีเนียร์เทคโนโลยีตระกูล LT5534 แทนที่จะใช้ไดโอด (Diode) จุดเด่นคือไอซีนี้มีค่าพิสัยพลวัต (Dynamic range) ถึง 80 เดซิเบล (dB) สามารถวัดระดับกำลังงานของสัญญาณได้ต่ำสุดถึง -76 เดซิเบล-มิลลิวัตต์ (dBm) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าโวลเตจเอาต์พุตและกำลังงานอาร์เอฟที่ตรวจจับได้ในหน่วย dBm เป็นแบบเชิงเส้นและมีราคาถูก ในรูป 2.9 จะเห็นเอาต์พุตของวงจร LT5534 ทั้งสี่วงจรจะเชื่อมติดกับสายไฟอ่อนดังปรากฏในรูปเพื่อนำสัญญาณกระแสไฟตรงที่ได้ไปแปลงเป็น

สัญญาณดิจิตอลและประมวลในระบบประมวลผล วงจรหกพอร์ตที่ออกแบบได้มีขนาด 8x8 ตารางเซนติเมตร



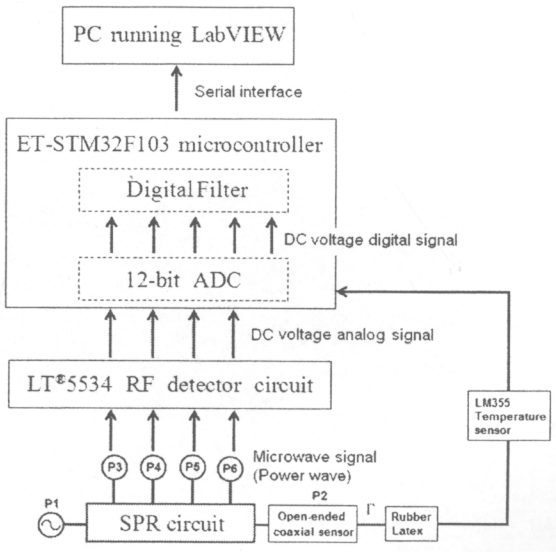
รูปที่ 2.9 วงจรหกพอร์ตที่เชื่อมต่อกับอุปกรณ์ตรวจจับกำลังงานอาร์เอฟแล้ว

ก. พัฒนาระบบวัดและคอมพิวเตอร์สมองกลฝังตัวเชื่อมต่อกับวงจรหกพอร์ตสำหรับวัดน้ำยาง

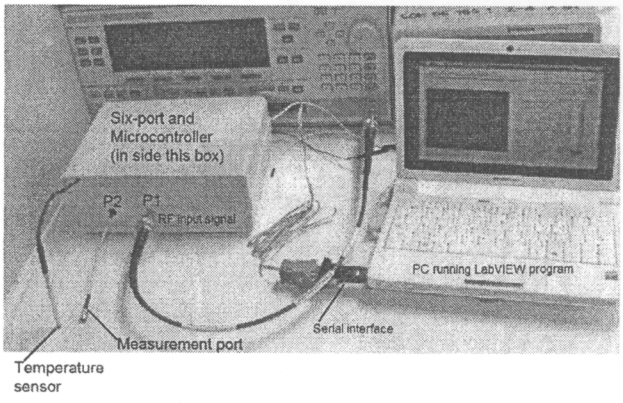
ก.1 ระบบวัดแบบหกพอร์ตที่พัฒนา

วงจรหกพอร์ตที่ออกแบบได้จะนำไปบูรณาการกับอุปกรณ์ไมโครคอนโทรลเลอร์ (MIcrocontroller) ซึ่งมีโปรแกรมสำคัญสี่ส่วนได้แก่ ส่วนรับข้อมูลและประมวลสัญญาณ ส่วนทำหน้าที่ประมวลผลเพื่อทำนายค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของโหลด ส่วนการปรับเทียบโหลดแบบอัตโนมัติ และส่วนสื่อสารผ่านพอร์ตอนุกรมเพื่อส่งข้อมูลที่คำนวณได้ให้กับโปรแกรม LabVIEW สำหรับแสดงผล ในโครงงานวิจัยนี้เลือกใช้คอมพิวเตอร์สมองกลฝังตัวซึ่งเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล ARM -32 บิตโดยใช้บอร์ดของบริษัท ETT เบอร์ ET-STM32F103 :ซึ่งบอร์ดนี้มีวงจรแปลงอนาลอกเป็นดิจิตอลแบบ 12 บิต สัญญาณโวลเตจซึ่งเป็นเอาต์พุตจากวงจร LT553 จะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอล 12 บิต โปรแกรมส่วนแรกของไมโครคอนโทรเลอร์ จะรับสัญญาณดิจิตอลจากแต่ละช่องสัญญาณ จากนั้นจะขจัดสัญญาณรบกวนโดยวงจรกรองดิจิตอลแบบ FIR (Finite Impulse response) ที่มีผลตอบสนองเชิงขนาดแบบต่ำผ่าน (Low pass) และมีผลตอบสนองเฟสแบบเชิงเส้น (Linear phase) ผลลัพธ์ที่ได้จะนำเข้าสู่โปรแกรมประมวลผล และผลลัพธ์ของการประมวลจะส่งผ่านพอร์ตอนุกรมของบอร์ด ET-STM32F103 ไปช่องทางการสื่อสารแบบอนุกรมของคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลและแสดงผลโดยโปรแกรม LabVIEW

ระบบทั้งหมด (ยังไม่รวมส่วนเซ็นเซอร์อุณหภูมิ และน้ำยาง เนื่องจากยังไม่ถึงกำหนดเวลาของกิจกรรมที่ต้องพัฒนาส่วนนี้) จะเป็นดังรูปที่ 3.2 ซึ่งทั้งวงจรหกพอร์ตและบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ได้บรรจุในกล่องอุปกรณ์สำเร็จแล้วโดยมีส่วนแหล่งจ่ายกระแสไฟตรงอยู่ภายใน สำหรับส่วนที่เป็นพอร์ต 1 จะเชื่อมต่อกับเครื่องสังเคราะห์สัญญาณความถี่สูงของบริษัทฮิวเลตต์แพคการ์ด (Hewlett-Packard) ในขณะที่พอร์ต 2 ในรูปจะแสดงการเชื่อมต่อกับโหลดที่สร้างขึ้นสำหรับการทดสอบ



รูปที่ 3.1 ผังภาพแสดงระบบวัดและคอมพิวเตอร์สมองกลฝังตัวเชื่อมต่อกับวงจรหกพอร์ต



รูปที่ 3.2 ภาพถ่ายระบบวัดและคอมพิวเตอร์สมองกลฝังตัวเชื่อมต่อกับวงจรหกพอร์ต

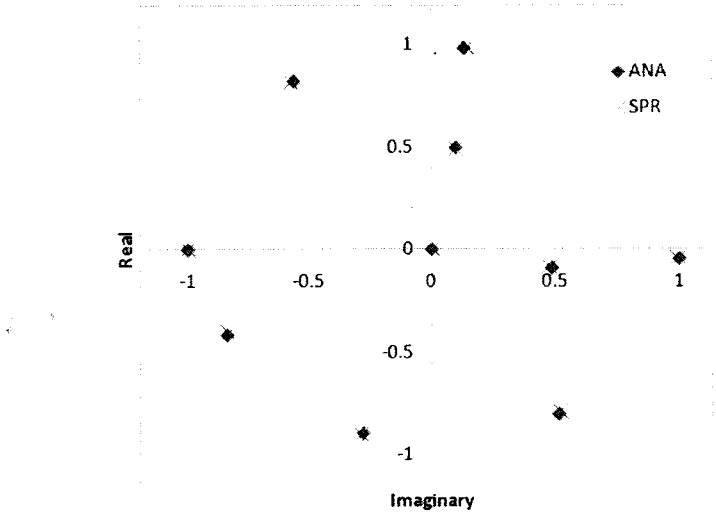
ก.2 ผลการทดสอบ

ก่อนการใช้งานทุกครั้ง ระบบวัดหกพอร์ต (SPR) ควรต้องได้รับการปรับเทียบ (Calibrate) กับโหลดมาตรฐาน (Standard load) ที่รู้ค่าแล้วทั้งนี้เพื่อให้ระบบมีความน่าเชื่อถือมากที่สุดและระดับความแม่นยำสามาถอ้างอิงได้ สมการที่ใช้ในการปรับเทียบเป็นสมการเชิงเส้นดังนี้

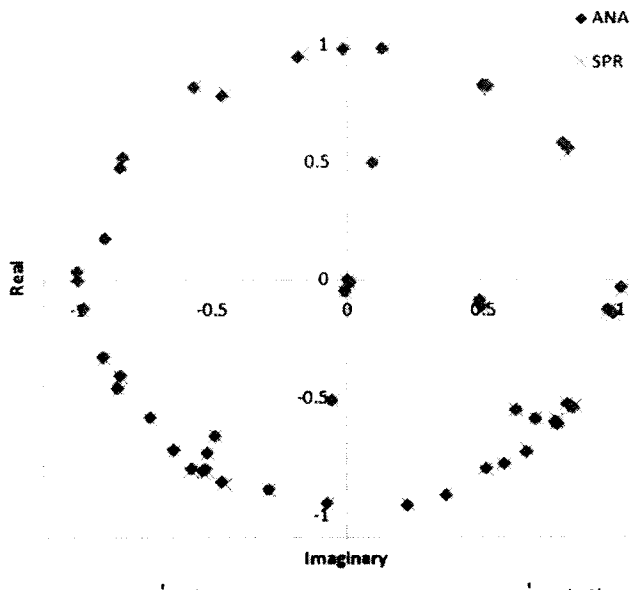
$$\Gamma = \frac{\Sigma_{i=1}^{4}(F_i + jG_i)P_i}{\Sigma_{i=1}^{4}(H_i)P_i} \tag{3.1}$$

ผลลัพธ์ของการทำนายค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของระบบหกพอร์ตที่พัฒนาโดยแสดงในระนาบจำนวนเชิงซ้อนเมื่อปรับเทียบแล้วโดยวัดกับกลุ่มโหลดที่ใช้ปรับเทียบเทียบกับค่าโหลดที่วัดจากเครื่องมือมาตรฐาน (Automatic Network Analyzer:ANA) เป็นดังรูปที่ 3.3 และเมื่อวัดกับค่าโหลด

ทดสอบค่าอื่นๆเป็นดังรูปที่ 3.4 **จากผลทดสอบที่ได้จะเห็นว่าระบบหกพอร์ตที่พัฒนามีระดับความแม่นยำมากและสามารถนำมาใช้งานได้จริง**



รูปที่ 3.3 ผลการวัดค่าโหลดที่ใช้ปรับเทียบเปรียบเทียบกับค่าที่วัดได้จากเครื่องมือมาตรฐาน



รูปที่ 3.4 ผลการวัดค่าโหลดที่ใช้ปรับเทียบเปรียบเทียบกับค่าที่วัดได้จากเครื่องมือมาตรฐาน

4. การออกแบบระบบหกพอร์ตวัดน้ำยาง

อุปกรณ์วัดปริมาณเนื้อยางแห้งได้บรรจุไว้ภายใต้กล่องบรรจุเพื่อควบคุมป้องกันการกระทบจากภายนอก อุปกรณ์นี้ประกอบด้วยโครงสร้างสี่ส่วนด้วยกันคือ

– โครงสร้างส่วนวัดคลื่นสะท้อนไมโครเวฟของน้ำยาง ที่ซึ่งประกอบ โพรบหัววัดคลื่นสะท้อนไมโครเวฟแบบสายส่งโคแอกเซียลปลายเปิด วงจรวัดคลื่นสะท้อนหกพอร์ต วงจร

วัดกำลังงานไฟฟ้า และไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลภายใน สำหรับคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์สะท้อนคลื่นไมโครเวฟ

- โครงสร้างส่วนวัดอุณหภูมิของน้ำยางซึ่งประกอบด้วยโพรบหัววัดอุณหภูมิของน้ำยางและไมโครคอนโทรลเลอร์วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลสำหรับคำนวณหาค่าอุณหภูมิของน้ำยาง
- โครงสร้างส่วนแสดงผลการทำงาน และส่วนรับคำสั่งควบคุมการทำงาน ที่ซึ่งประกอบด้วยปุ่มกดรับคำสั่งควบคุมการทำงาน จอแสดงผลการทำงานและ ไมโครคอนโทรลเลอร์สำหรับประมวลผลการทำงาน
- โครงสร้างส่วนประมวลผลการทำงาน ที่ซึ่งประกอบด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์และอุปกรณ์อื่นๆ ที่ช่วยสนับสนุนการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

หลักการทำงานที่สำคัญอุปกรณ์วัดปริมาณเนื้อยางแห้งในน้ำยางสด คือโครงสร้างวัดคลื่นสะท้อนไมโครเวฟของน้ำยาง โดยใช้วงจรหกพอร์ตซึ่งพอร์ตหนึ่งของวงจรหกพอร์ตเชื่อมต่อกับวงจรแหล่งกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ พอร์ตที่สองของวงจรหกพอร์ตเชื่อมต่อกับโพรบหัววัดคลื่นสะท้อนไมโครเวฟแบบสายส่งโคแอกเซียลปลายเปิดที่ถูกประกอบติดเข้ากับภาชนะที่ใช้ใส่น้ำยางทำหน้าที่เป็นหัววัดคลื่นสะท้อนของน้ำยางผ่านทางสายส่งไมโครเวฟ ค่ากำลังงานไฟฟ้าคลื่นไมโครเวฟที่วัดได้ที่พอร์ตที่สาม พอร์ตที่สี่ พอร์ตที่ห้า และพอร์ตที่หกของวงจรหกพอร์ตด้วยวงจรวัดกำลังงานไฟฟ้าคลื่นไมโครเวฟจะอยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากการแปลงผ่านวงจรตรวจจับกำลังงาน แล้วส่งต่อไปยังวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลที่อยู่ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถนำค่ากำลังงานไฟฟ้าคลื่นไมโครเวฟที่วัดได้จากวงจรหกพอร์ตมาคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์สะท้อนคลื่นไมโครเวฟของน้ำยางได้ ตามหลักการคำนวณของวงจรหกพอร์ตกล่าวคือในน้ำยางที่มีปริมาตรเท่ากันแต่มีปริมาณเนื้อยางแห้งต่างกัน ค่าสัมประสิทธิ์สะท้อนคลื่นไมโครเวฟของน้ำยางที่วัดได้ก็จะมีค่าต่างกัน โดยที่การอธิบายปรากฏการณ์ดังกล่าวจะใช้คุณสมบัติของค่าไดอิเล็กทริกเพอร์มิทติวิตี้ของน้ำยางในการอธิบาย โดยค่าไดอิเล็กทริกเพอร์มิทติวิตี้ของน้ำยางสามารถคำนวณและให้ค่าสัมประสิทธิ์สะท้อนคลื่นไมโครเวฟของน้ำยางผ่านทางสมการที่จำลองโพรบหัววัดคลื่นสะท้อนไมโครเวฟแบบสายส่งโคแอกเซียลปลายเปิด ค่าไดอิเล็กทริกเพอร์มิทติวิตี้ของน้ำยางจะขึ้นอยู่กับปริมาณเนื้อยางแห้งในน้ำยาง ณ ที่ความถี่ และอุณหภูมิ ที่กำลังวัดน้ำยาง ดังนั้นจึงต้องใช้โครงสร้างส่วนของวัดอุณหภูมิของน้ำยางเข้ามาด้วยจึงจะทำให้สามารถคำนวณหาปริมาณเนื้อยางแห้งในน้ำยางได้อย่างแม่นยำ โครงสร้างส่วนวัดอุณหภูมิของน้ำยางซึ่งประกอบด้วยโพรบหัววัดอุณหภูมิของน้ำยางทั้งหมดสี่ตัวถูกประกอบติดกับภาชนะที่ใช้ใส่น้ำยางเพื่อให้การวัดอุณหภูมิของน้ำยางมีความน่าเชื่อถือและแม่นยำ โดยค่าสัญญาณแรงดันไฟฟ้าของโพรบหัววัดอุณหภูมิที่วัดได้จะถูกส่งไปยังวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลที่อยู่ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านทางสายสัญญาณเพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถนำค่าอุณหภูมิของน้ำยางได้ โดยที่การควบคุมการ

ทำงานของอุปกรณ์วัดปริมาณเนื้อยางแห้งในน้ำยางนี้จะใช้ปุ่มกดรับคำสั่งควบคุมการทำงาน สัญญาณคำสั่งจะถูกส่งไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านทางสายสัญญาณซึ่งไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะทำการวัดและคำนวณหาค่าปริมาณเนื้อยางแห้งในน้ำยาง ณ ที่ความถี่ และอุณหภูมิ ที่กำลังวัดน้ำยาง แล้วส่งสัญญาณไปแสดงผลที่จอแสดงผลการทำงานผ่านทางสายสัญญาณ

ในการออกแบบในโครงงานวิจัยนี้ อุปกรณ์วัดปริมาณเนื้อยางแห้งในน้ำยางจะประยุกต์ใช้โครงสร้างส่วนวัดคลื่นสะท้อนไมโครเวฟของน้ำยางทำงานที่ความถี่ 1 กิกะเฮิรทซ์ ที่ซึ่งประกอบด้วยโพรบหัววัดคลื่นสะท้อนไมโครเวฟแบบสายส่งโคแอกเซียลปลายเปิดขนาด 3.5 มิลลิเมตร ทำงานครอบคลุมย่านความถี่ 1 กิกะเฮิรทซ์ มีความต้านทานคุณลักษณะของวงจรเท่ากับ 50 โอห์ม โพรบหัววัดคลื่นสะท้อนถูกวางยึดติดเข้าที่แกนกลางของก้นภาชนะทรงกระบอกที่ใช้ใส่น้ำยางรัศมี 3 เซนติเมตร สูง 4 เซนติเมตร ส่วนปลายอีกด้านเชื่อมต่อกับสายส่งไมโครเวฟทำงานครอบคลุมย่านความถี่ 1 กิกะเฮิรทซ์ มีความต้านทานคุณลักษณะของวงจรเท่ากับ 50 โอห์มเพื่อเชื่อมต่อไปยังวงจรวัดคลื่นสะท้อนหกพอร์ตที่ทำงานย่านความถี่ 1 กิกะเฮิรทซ์ มีความต้านทานคุณลักษณะของวงจรเท่ากับ 50 โอห์ม โดยใช้วงจรวัดกำลังงานไฟฟ้าคลื่นไมโครเวฟทำงาน ณ ย่านความถี่ 1 กิกะเฮิร์ทซ์ มีความต้านทานคุณลักษณะของวงจรด้านอินพุตเท่ากับ 50 โอห์ม ที่ให้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุตกำลังงานไฟฟ้าคลื่นไมโครเวฟจากวงจรหกพอร์ตกับค่าเอาต์พุตแรงดันไฟฟ้าที่วัดได้เป็นเชิงเส้น จากนั้นจะใช้วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลขนาด 12 บิต ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์16 บิต แปลงค่ากำลังงานไฟฟ้าคลื่นไมโครเวฟที่วัดได้เพื่อใช้ในการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์สะท้อนคลื่นไมโครเวฟของน้ำยาง โครงสร้างส่วนวัดอุณหภูมิของน้ำยางซึ่งประกอบด้วย โพรบหัววัดอุณหภูมิของน้ำยางที่สามารถวัดอุณหภูมิในช่วง -40 ถึง100 องศาเซลเซียส ค่าอุณหภูมิอินพุตที่วัดมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต โดยใช้หัววัดอุณหภูมิสี่ตัววางแบบสมมาตรยึดติดเข้าที่ก้นภาชนะทรงกระบอกที่ใช้ใส่น้ำยางที่ตำแหน่งกึ่งกลางระหว่างโพรบหัววัดคลื่นสะท้อนและผนังของภาชนะ เพื่อหาค่าเฉลี่ยของอุณหภูมิ เช่นเดียวกันค่าแรงดันไฟฟ้าที่อ่านได้จากโพรบหัววัดอุณหภูมิของน้ำยางจะถูกส่งไปยังวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลขนาด 12 บิต ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ 16 บิต เพื่อคำนวณหาค่าอุณหภูมิของน้ำยาง โครงสร้างส่วนแสดงผลการทำงานและส่วนรับคำสั่งควบคุมการทำงานซึ่งประกอบด้วย ปุ่มกดรับคำสั่งควบคุมการทำงานแบบปกติปิดโดยเมื่อกดปุ่มเท่านั้นจึงจะทำงาน และเมื่อปล่อยนิ้วมือออกจากปุ่มแล้วจะหน่วงการทำงานไปอีก 2 นาที จึงจะหยุดการทำงาน ช่วงเวลาที่หน่วงออกไปนี้จะเป็นช่วงเวลาที่อุปกรณ์วัดปริมาณเนื้อยางแห้งในน้ำยางทำงานและแสดงผลการทำงานผ่านจอแสดงผลการทำงานขนาด 16 ตัวอักษรแบบสองแถวโดยมีโครงสร้างส่วนประมวลผลการทำงานซึ่งประกอบด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 16 บิต เป็นตัวประมวลผล และอุปกรณ์อื่นๆ ที่ช่วยสนับสนุนการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 16 บิต

เอกสารอ้างอิง

[1] Lei Dong, "Dielectric Properties of Colloidal Suspensions", *Doctoral Dissertation*, Helsinki University of Technology, 2009.

[2] F. Bueche, *Physical Properties of Polymers*, Interscience Publishers, 1962.

[3] ข้อมูลเกี่ยวกับการเติมสารเจือ

[4] K. Kupfaer, *Electromagnetic Aquametry*, Springer, 2004.

[5] K.B. Khalid, "Microwave dielectric properties of Hevea rubber latex", *Asia-Pasific Microwave Conference*, 1992, pp. 611-616.

[6] K.B. Khalid and W. M. Daud, "Dielectric properties of natural rubber lates at frequencies from 200 MHz to 2500 MHz", *Journal of National Rubber Research*, vol. 7(4), 1992, pp. 281-289.

[7] E. Tuncer, Y. V. Serdyuk, S. M. Gubanski, "Dielectric mixtures: electrical properties and modeling", *IEEE Transactions on Dielectric and Electrical Insulation*, vol. 9 No.5, October 2002, pp.

[8] สากล จุลรัตน์, มิตรชัย จงเชี่ยวชำนาญ, ธเนศ เคารพพงศ์, อรสา ภัทรไพบูลย์ชัย และโมไนย ไกรฤกษ์, *ร่างสิทธิบัตร อุปกรณ์วัดเนื้อยางแห้งในน้ำยาง*

2.4 การคัดแยกผลไม้โดยไม่ทำลายด้วยคลื่นไมโครเวฟ (Microwave Sensor for Fruit Classification)

นายประพัน ลี้กุล และ ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

1. บทนำ

รายงานนี้นำเสนอระบบเซ็นเซอร์สำหรับคัดแยกรสชาติของผลไม้ (ส้ม) โดยไม่ทำลายโครงสร้างเซ็นเซอร์ประกอบด้วยสายอากาศไมโครสตริปที่แมตช์กับผลส้ม 4 ตัว ประกอบด้วยตัวส่ง 1 ตัว และตัวรับ 3 ตัว โดยจะใช้หลักการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศส่ง-รับ ซึ่งมีผลส้มอยู่ตรงกลาง พารามิเตอร์ที่ได้จากการวัดคือ ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศตัวส่ง (S_{11}) และค่าการเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศตัวรับทั้ง 3 ตัว (S_{41}, S_{51}, S_{61}) เพื่อให้มีความแม่นยำในการตัดสินใจที่มากขึ้นจึงนำข้อมูลที่ได้มาวิเคราะห์เชิงสถิติด้วยโครงข่ายประสาทเทียม (Artificial Neural Networks, ANNs) ที่ประกอบด้วยโครงสร้างภายในคือมี 4 โนดอินพุต (Input) 10 โนดซ้อนเร้น และ 2 โนดเอ๊าท์พุต (Output) ที่ให้ 3 ความเป็นไปได้คือ เปรี้ยว จืด และหวานตามลำดับ

2. ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ประเทศไทยเป็นประเทศเกษตรกรรม และมีเนื้อที่ถือครองทางการเกษตรทั้งหมด 131.60 ล้านไร่ โดยได้ถูกนำมาใช้เป็นพื้นที่สำหรับไม้ผลยืนต้นเฉลี่ยคือ 27.40 ล้านไร่ [1] เช่น ส้ม ทุเรียน มะม่วง มังคุด และไม้ผลยืนต้นอื่นๆ เป็นต้น ซึ่งในแต่ละปีให้ผลผลิตจำนวนมาก และเป็นรายได้หลักที่สำคัญของประชากรในประเทศ แต่ในกรณีที่มีผลผลิตจำนวนมากการคัดแยกผลไม้เป็นปัญหาหลักที่เข้ามามีบทบาทสำคัญในส่วนของการควบคุมคุณภาพของผลผลิต ยกตัวอย่างเช่นการคัดแยก ส้ม ทุเรียน มังคุด หรือผลไม้อื่นๆ จากในอดีตที่ผ่านมาอาศัยเพียงความชำนาญของเกษตรกรเป็นหลักเกณฑ์ในการคัดแยกคุณภาพของผลไม้ ดังนั้นจึงส่งผลให้การคัดแยกไม่มีมาตรฐานที่แน่นอน และมีความแปรปรวนสูง วิธีการดั้งเดิมในลักษณะนี้จึงไม่เป็นที่เหมาะสมในการคัดแยกผลไม้ในปริมาณมาก และในเวลาที่จำกัด ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้มุ่งเน้นที่การค้นคว้าหาวิธีที่เหมาะสมในการคัดแยกผลไม้ให้อยู่ในมาตรฐานเดียวกันโดยไม่ทำลายสภาพของผลไม้ และลดการใช้เวลาในการตรวจสอบให้เกิดความรวดเร็วเพิ่มยิ่งขึ้น

ส้มถือเป็นผลไม้เศรษฐกิจที่สำคัญ และเป็นตัวเลือกหนึ่งในการให้ความสนใจของนักวิจัยอย่างแพร่หลาย เริ่มตั้งแต่การตรวจสอบการเกิดลักษณะของส้มฟ่าม [2] การเปรียบเทียบค่าคงที่ทางไฟฟ้าของผลส้มในแต่ละอุณหภูมิ [3] [4] [5] ดังนั้นงานนี้วิจัยนี้จึงสนใจศึกษาการทดลองในส้ม ซึ่งเป็นหนึ่งในพืชเศรษฐ์กิจหลักที่นำรายได้เข้าสู่ประเทศไทย โดยผลผลิตของส้มในประเทศนั้นให้ผลผลิตมากในช่วงเดือนมกราคมถึงเดือนกุมภาพันธ์ และช่วงเดือนพฤศจิกายนถึงเดือนธันวาคมของทุกปี และมีพื้นที่การเพาะปลูกพบมากในจังหวัดเชียงใหม่ สุโขทัย กำแพงเพชร เชียงราย แพร่ เป็นต้น ดังนั้นการเพิ่มมาตรฐานการคัดแยกผลผลิตจึงควรได้รับการพัฒนาเพื่อเพิ่มมูลค่าของส้มให้กับผู้ผลิตหรือเกษตรกร

และเพื่อช่วยลดปัญหาสำหรับผู้บริโภคอันเนื่องมาจากการคัดเลือก ที่ทำได้แต่เพียงอาศัยความชำนาญจากการสังเกตรูปลักษณ์ภายนอก เช่น ลักษณะหรือสีของผิวส้ม ซึ่งวิธีการข้างต้นไม่สามารถรู้ถึงสภาพเนื้อภายใน และรสชาติของผลไม้ได้ จึงอาจทำให้เกิดความผิดพลาด และนำมาซึ่งความไม่พอใจของผู้บริโภค

ปัจจุบันการนำสายอากาศมาใช้สำหรับการตรวจวัดคุณภาพผลไม้เป็นที่นิยมโดยทั่วไป เช่น ทุเรียน มังคุด และส้ม เป็นต้น [6] และในรายงานฉบับนี้มุ่งเน้นในการตรวจวัด และแบ่งแยกความแตกต่างระหว่างรสชาติของส้มว่ามีคุณสมบัติเปรี้ยว จืด หรือหวาน ซึ่งในการตรวจสอบทั้งหมดนี้ได้ใช้สายอากาศที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ (GHz) ที่ลำคลื่นหลักชี้ไปในลูกส้ม จากนั้นค่าที่ได้รับจากการวัดลูกส้มนำมาวิเคราะห์เชิงสถิติด้วยโครงข่ายประสาทเทียม (Artificial Neural Networks, ANNs) ในขั้นตอนการวิเคราะห์โครงข่ายประสาทเทียมสามารถตัดสินได้จากพารามิเตอร์ S_{11}, S_{21}, S_{31}, S_{41},S_{51} และ S_{61} ในขั้นตอนสุดท้ายเป็นการออกแบบฮาร์ดแวร์ของโครงข่ายประสาทเทียม เพื่อนำไปใช้งานจริงในระบบเครื่องมือวัด

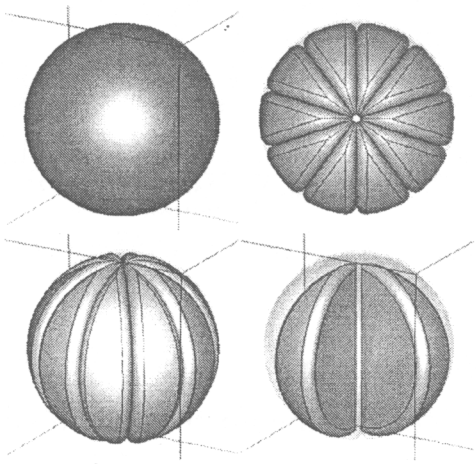
3. ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric constant) ของวัสดุต่างๆ และผลไม้

วัสดุต่างๆ แต่ละชนิดรวมทั้งผลไม้นั้นมีค่าสภาพยอมไฟฟ้า (Permittivity) และความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability) หรือเรียกอีกอย่างว่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริก (Dielectric property) ที่แตกต่างกันออกไป ซึ่งเป็นตัวบอกถึงความแตกต่างของวัสดุแต่ละประเภทที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่แตกต่างกัน โดยค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์เชิงซ้อนคือ $\varepsilon_r = \varepsilon_r' - \varepsilon_r''$ ซึ่ง ε_r' คือส่วนจริงหรือค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric constant) ที่เป็นค่าแสดงความสามารถของวัสดุในการเก็บสะสมพลังงานของสนามไฟฟ้า และส่วนของจินตภาพ (ε_r'') คือตัวคูณสูญเสียไดอิเล็กตริก (Dielectric loss factor) เป็นค่าของวัสดุที่แปลงพลังงานสนามไฟฟ้าให้อยู่ในรูปแบบของความร้อน และงานที่ศึกษาอยู่ก่อนหน้าภายในห้องวิจัยได้มีการเก็บผลข้อมูลค่าสภาพยอมไฟฟ้าของผลส้มโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายวัดค่าจริงเปรียบเทียบค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ กับรสชาติของส้ม ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้นำข้อมูลที่ได้รับมานี้ใช้สำหรับจำลองออกแบบผลส้ม และในส่วนของสายอากาศไมโครสตริปได้ออกแบบให้แมตช์กับผลส้มโดยใช้โปแกรม CST MICROWAVE STUDIO™ (CST)

4. การจำลองการทำงานของสายอากาศและผลส้ม

การจำลองการออกแบบผลส้มด้วยโปรแกรม CST อาศัยพื้นฐานจากข้อมูลจริงของขนาด และจำนวนกลีบของผลส้ม ซึ่งโดยทั่วไปผลส้มขนาดกลางมีความสูง และความกว้างเฉลี่ยประมาณ 5.9 x 6.8 เซนติเมตร โดยใน 1 ผลมีกลีบภายในอยู่ประมาณ 10-15 กลีบ จึงได้สร้างแบบจำลองกำหนดให้ผลส้มรสชาติหวาน มีความหนาของเปลือก 1 มิลลิเมตร และมีกลีบของผลส้มจำนวน 10 กลีบ ดังแสดงในรูปที่ 1 พร้อมทั้งกำหนดให้เปลือกส้มมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ε_r') เท่ากับ 15 และค่าตัวคูณสูญเสียไดอิเล็กตริก

(ε_r") เท่ากับ 7 และเนื้อผลส้มมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 30 และค่าตัวคูณสูญเสียไดอิเล็กตริกเท่ากับ 7 ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากการวัดผลส้มจริง

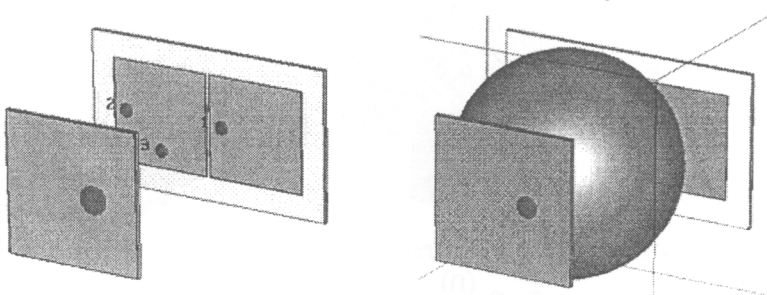


รูปที่ 1 ผลส้ม 10 กลีบ และเปลือก

3.1การจำลองสายอากาศ 3 ตัว

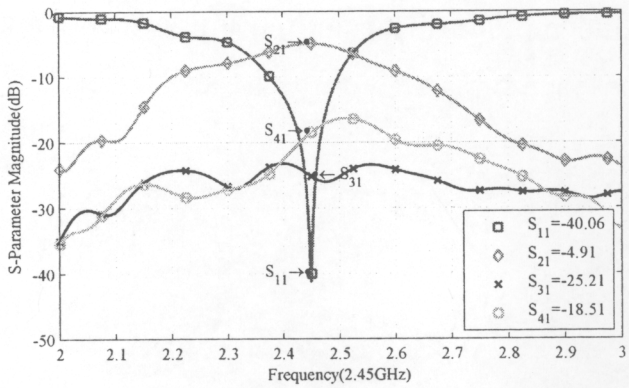
ได้จำลองสายอากาศ 3 ตัว โดยสายอากาศตัวแรกเป็นสายอากาศส่ง ที่มีจุดป้อนสัญญาณ 1 จุด สายอากาศตัวที่สองเป็นสายอากาศรับ ที่ประกอบด้วยตัวรับสัญญาณสองจุด คือ โพลาไรเซชันร่วม (Co-polarization) และโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-polarization) และสายอากาศตัวสุดท้ายเป็นสายอากาศรับที่ประกอบด้วยจุดรับสัญญาณหนึ่งจุดที่เป็นโพลาไรเซชันร่วม ดังแสดงในรูปที่ 2 (ก) ปรับพัฒนาให้แมตช์กับผลส้ม โดยใช้ความถี่ที่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ รวมทั้งปรับระยะจุดป้อนสัญญาณ และระยะจุดรับสัญญาณ จึงได้อัตราส่วนของสายอากาศที่เหมาะสมดังแสดงในรูปที่ 2 (ข) จากนั้นจึงทำการบันทึกค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อนำมาวิเคราะห์แบ่งแยกความแตกต่างของรสชาติผลไม้

ค่าพารามิเตอร์ที่ได้ของสายอากาศตัวที่ 1 คือ S_{11} เท่ากับ -40.6 เดซิเบล ค่าการเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศตัวที่ 2 มีโพลาไรเซชันร่วมกับตัวส่ง S_{21} เท่ากับ -4.91 เดซิเบล และโพลาไรเซชันไขว้กับสายอากาศตัวส่ง คือ S_{31} เท่ากับ -25.21 เดซิเบล และค่าการเชื่อมต่อร่วมสายอากาศตัวที่ 3 คือ S_{41} ซึ่งสายอากาศอยู่ด้านหลังของผลส้มมีค่าเท่ากับ -18.51 เดซิเบล ดังแสดงในรูปที่ 3



(ก) (ข)

รูปที่ 2 แบบจำลองสายอากาศไมโครสตริป 3 ตัว และผลส้ม

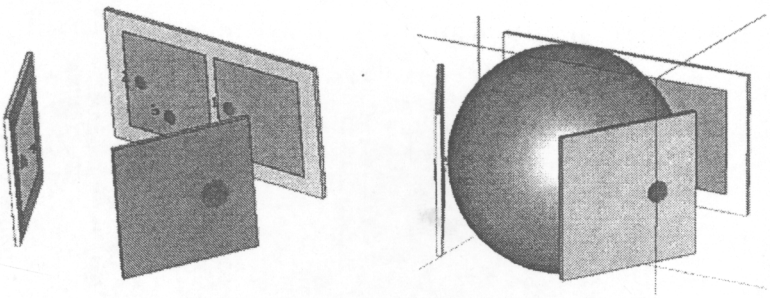


รูปที่ 3 ผลการทำงานของสายอากาศไมโครสตริป 3 ตัวกับผลส้มหวาน

3.2 การจำลองสายอากาศ 4 ตัว

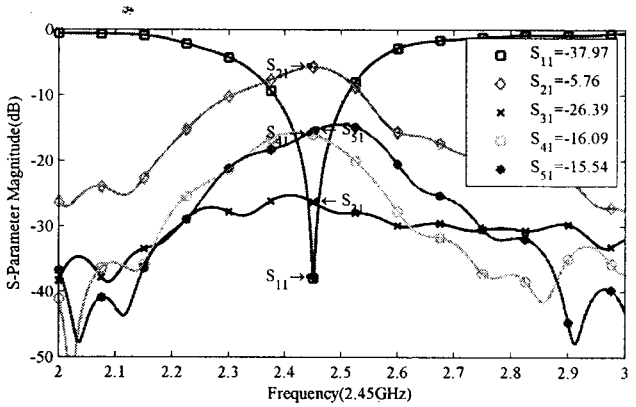
สายอากาศ 4 ตัวได้รับการพัฒนาต่อมาจากสายอากาศ 3 ตัว โดยเพิ่มจำนวนสายอากาศขึ้นอีก 1 ตัว เพื่อให้มีข้อมูลมาใช้วิเคราะห์รสชาติของผลส้มเพิ่มขึ้น โดยสายอากาศตัวที่ 1 เป็นสายอากาศส่งมีจุดป้อนสัญญาณ 1 จุด สายอากาศตัวที่ 2 เป็นสายอากาศรับที่มีจุดรับสัญญาณสองจุดคือ โพลาไรเซชันร่วมและโพลาไรเซชันไขว้ เหมือนดังเช่นการออกแบบสายอากาศ 3 ตัว แต่สายอากาศตัวที่ 3 ทำมุมเอียง 45 องศา กับสายอากาศส่ง และมีจุดรับสัญญาณ 1 จุด ที่เป็นโพลาไรเซชันร่วมกับสายอากาศส่ง และสายอากาศตัวที่ 4 ทำมุมเอียง -45 องศา กับสายอากาศส่งมีจุดรับสัญญาณหนึ่งจุด และเป็นโพลาไรเซชันร่วมกับสายอากาศส่งตามลำดับดังแสดงในรูปที่ 4 (ก) โดยได้รับการปรับขนาดของระยะจุดป้อนและจุดรับสัญญาณให้แมตช์กับผลส้มที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ดังแสดงในรูปที่ 4 (ข)

จากนั้นได้บันทึกค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อนำมาวิเคราะห์แยกความแตกต่างของรสชาติผลไม้ ค่าพารามิเตอร์ที่นำมาใช้ของสายอากาศตัวที่ 1 คือ ค่า S_{11} เท่ากับ -37.97 เดซิเบล ค่าการเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศตัวที่ 2 คือ ค่าโพลาไรเซชันร่วมกับตัวส่ง S_{21} เท่ากับ -5.76 เดซิเบล และค่าโพลาไรเซชันไขว้กับสายอากาศตัวส่ง S_{31} เท่ากับ -26.39 เดซิเบล สายอากาศตัวที่ 3 มีค่าโพลาไรเซชันร่วมกับตัวส่ง S_{41} เท่ากับ -16.09 เดซิเบล และสายอากาศตัวสุดท้ายมีค่าโพลาไรเซชันร่วมกับตัวส่ง S_{51} เท่ากับ -15.54 เดซิเบล ดังแสดงในรูปที่ 5



(ก) (ข)

รูปที่ 4 แบบจำลองสายอากาศไมโครสตริป 4 ตัวและผลส้ม



รูปที่ 5 ผลการทำงานของสายอากาศไมโครสตริป 4 ตัวกับผลส้มหวาน

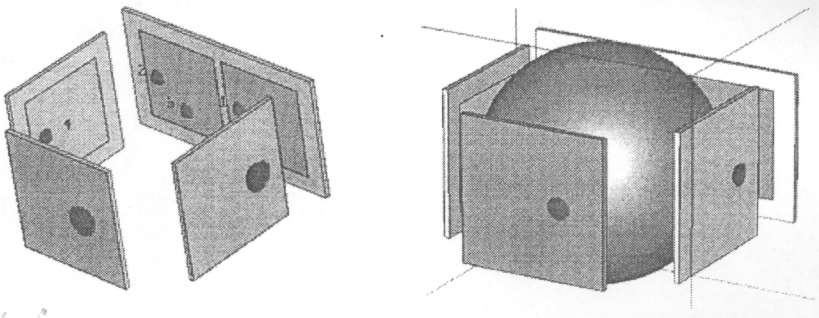
3.3 การจำลองสายอากาศ 5 ตัว

ได้พัฒนาสายอากาศ 5 ตัวต่อมาจากการสายอากาศ 4 ตัว เพื่อเพิ่มข้อมูลที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์รสชาติของผลส้มอย่างมีประสิทธิภาพ สายอากาศทั้ง 5 ตัวได้ออกแบบมาให้แมตช์กับผลส้มโดยใช้ขนาดผลส้มเท่าเดิม ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของผลส้มหวานอยู่ที่ 30 เท่าเดิม แต่เปรียบเทียบความแตกต่างเมื่อมีข้อมูลพารามิเตอร์เพิ่มขึ้นในกรณีที่เพิ่มสายอากาศ และสายอากาศตัวแรกเป็นตัวส่งมีจุดป้อนสัญญาณ 1 จุด สายอากาศตัวที่ 2 เป็นสายอากาศรับที่มีจุดรับสัญญาณสองจุด คือ โพลาไรเซชันร่วมและโพลาไรเซชันไขว้ คล้ายกับการออกแบบก่อนหน้าในส่วนของ 3 ตัว และ 4 ตัว แต่สายอากาศตัวที่ 3 ทำมุมเอียง 90 องศา กับสายอากาศส่ง และมีจุดรับสัญญาณ 1 จุด ซึ่งเป็นโพลาไรเซชันร่วมกับสายอากาศตัวส่ง สายอากาศตัวที่ 4 ทำมุมเอียง -90 องศา กับสายอากาศส่งมีจุดรับสัญญาณหนึ่งจุด เป็นโพลาไรเซชันร่วมกับสายอากาศตัวส่ง สายอากาศตัวสุดท้ายทำมุมเอียง 180 องศา กับสายอากาศตัวส่งมีจุดรับสัญญาณหนึ่งจุด และเป็นโพลาไรเซชันร่วมกับสายอากาศส่ง ดังแสดงในรูปที่ 6 (ก) จากการจำลองสายอากาศไมโครสตริป 5 ตัว สายอากาศถูกพัฒนาให้แมตช์กับผลส้มที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ดังแสดงในรูปที่ 6 (ข)

สายอากาศทั้ง 5 ตัว ได้รับการปรับขนาด ระยะจุดป้อนสัญญาณ และระยะจุดรับสัญญาณเพื่อให้สายอากาศแมตช์กับผลส้ม จากการปรับสายอากาศแต่ละตัวเพื่อให้สายอากาศแมตช์ ทำให้ขนาดและระยะจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศแต่ละตัวไม่เท่ากัน จากนั้นได้เก็บค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในการค่าการเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศ เพื่อนำมาวิเคราะห์สำหรับคัดแยกความแตกต่างของรสชาติผลไม้

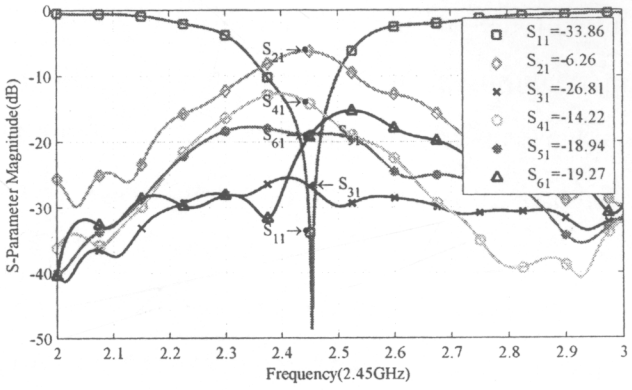
ค่าพารามิเตอร์ที่นำมาใช้จากสายอากาศตัวแรก คือ ค่า S_{11} เท่ากับ -33.86 เดซิเบล สายอากาศตัวที่สองวางอยู่บนระนาบกราวด์เดียวกันกับสายอากาศส่ง และมีจุดรับสัญญาณ 2 จุด ที่มีค่าโพลาไรเซชันร่วมกับตัวส่ง S_{21} เท่ากับ -6.26 เดซิเบล และค่าโพลาไรเซชันไขว้กับสายอากาศตัวส่ง S_{31} เท่ากับ -26.81 เดซิเบล สายอากาศตัวที่สามมีจุดรับสัญญาณ 1 จุด และเป็นโพลาไรเซชันร่วมกับสายอากาศตัวส่ง S_{41} เท่ากับ -14.22 สายอากาศตัวที่สี่มีจุดรับสัญญาณ 1 จุด และเป็นโพลาไรเซชันร่วมกับตัวส่ง S_{51} และ

สายอากาศตัวสุดท้ายคือตัวที่ห้ามีจุดรับสัญญาณ 1 จุด และเป็นโพลาไรเซชันร่วมกับสายอากาศตัวส่ง S_{61} ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 7



(ก) (ข)

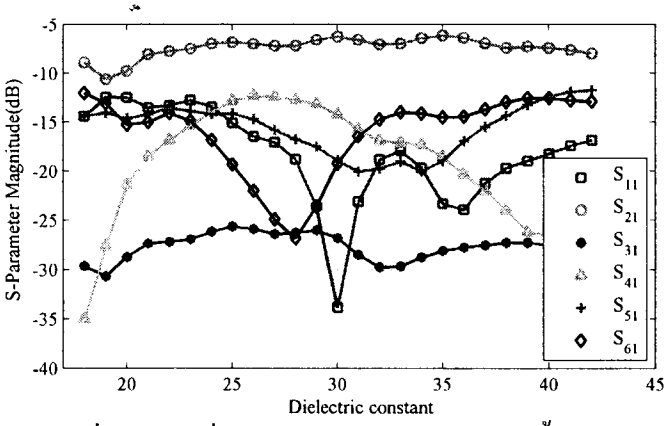
รูปที่ 6 แบบจำลองสายอากาศไมโครสตริป 5 ตัวและผลส้ม



รูปที่ 7 ผลการทำงานของสายอากาศไมโครสตริป 5 ตัวกับผลส้มหวาน

5. การจำลองผลส้มรสชาติอื่นๆ ที่ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกแตกต่างกัน

จากการจำลองสายอากาศไมโครสตริปที่แมตช์กับผลส้ม จึงเลือกใช้จำลองการออกแบบสายอากาศ 5 ตัว (ในหัวข้อที่ 3.3) เพื่อใช้ในการวัดหารสชาติของส้ม (โดยโครงสร้าง และขนาดสายอากาศอธิบายละเอียดในหัวข้อที่ 5) โดยเปลือกส้มกำหนดให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ($\varepsilon r'$) เท่ากับ 15 และค่าการสูญเสียไดอิเล็กตริก ($\varepsilon r''$) เท่ากับ 7 ซึ่งทั้งสองค่านี้ไม่มีการเปลี่ยนแปลง และส่วนเนื้อส้มกำหนดให้มีค่าการสูญเสียไดอิเล็กตริกมีค่าเท่ากับ 7 ไม่เปลี่ยนแปลง แต่ได้มีการเปลี่ยนค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเริ่มตั้งแต่ 18 ไปถึง 42 และได้เป็นพารามิเตอร์ทั้งหมด 6 ตัว คือ S_{11}, S_{21}, S_{31}, S_{41}, S_{51} และ S_{61} จึงพบว่ากรณีที่ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของผลส้มน้อยกว่า 28 นั้นจัดอยู่ในสมมุติฐานที่เป็นส้มจืด ตั้งแต่ 28 ถึง 32 จัดอยู่ในสมมุติฐานที่เป็นส้มหวาน และมากกว่า 32 จัดอยู่ในสมมุติฐานที่เป็นส้มเปรี้ยว ดังรูปที่ 8



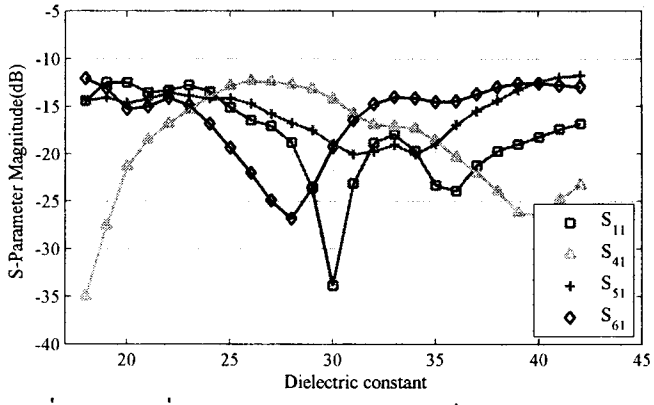
รูปที่ 8 การเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ S ทั้งหมด

ตารางที่ 1 ค่าการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ S

พารามิเตอร์ S	สูงสุด (เดซิเบล)	ต่ำสุด (เดซิเบล)
S_{11}	-12.47	-33.86
S_{21}	-6.13	-10.62
S_{31}	-25.65	-30.68
S_{41}	-12.35	-35.01
S_{51}	-11.78	-20.05
S_{61}	-12.06	-26.86

ผลการจำลองการทำงานของสายอากาศพบว่าค่าพารามิเตอร์ S นั้นเปลี่ยนแปลงมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของเนื้อส้ม และสายอากาศแต่ละตัว (ตารางที่ 1) และผลจากรูปที่ 8 แสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของค่า S_{11} เท่ากับ -12.47 เดซิเบล ถึง -33.86 เดซิเบล ซึ่งสามารถสังเกตได้ชัดเจน และแสดงความแตกต่างมากที่สุด จึงเหมาะสำหรับนำมาใช้วิเคราะห์เพื่อคัดแยกรสชาติของผลส้ม แต่ในส่วนของค่าการเชื่อมต่อร่วมของ S_{21} และ S_{31} แสดงให้เห็นการเปลี่ยนแปลงน้อยสุด โดยพารามิเตอร์ S_{21} เปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง -6 เดซิเบล ถึง -11 เดซิเบล และพารามิเตอร์ S_{31} เปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง -26 เดซิเบล ถึง -31 เดซิเบล พารามิเตอร์ทั้งสองแสดงการเปลี่ยนแปลงไม่ชัดเจนเมื่อเทียบกับพารามิเตอร์อื่นๆ ดั้งนั้นจึงตัดข้อมูลในส่วนของ S_{21} และ S_{31} ออก เพื่อลดทรัพยากร และความซับซ้อนสำหรับการออกแบบฮาร์ดแวร์ และในค่าการเชื่อมต่อร่วมของ S_{41}, S_{51} และ S_{61} มีการเปลี่ยนแปลงที่เพียงพอที่สังเกตได้ โดยค่าพารามิเตอร์ S_{41} ข้อมูลค่าการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง -12 เดซิเบล ถึง -35 เดซิเบล ซึ่งพบว่าการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงปานกลาง เพื่อให้การคัดแยกมีความแม่นยำขึ้น ข้อมูลจึงได้รับการเก็บไว้ใช้งาน พารามิเตอร์ S_{51} มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง -12 เดซิเบล ถึง -20 เดซิเบล ซึ่งการเปลี่ยนแปลงสูงเท่ากับพารามิเตอร์ S_{11} แต่มากกว่า S_{21} และ S_{31} จึงควรเก็บไว้ใช้งานเพื่อเพิ่มความชัดเจนในการตัดสินใจ และพารามิเตอร์ S_{61} การเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง -12 เดซิเบล ถึง -27 เดซิเบล จัดความ

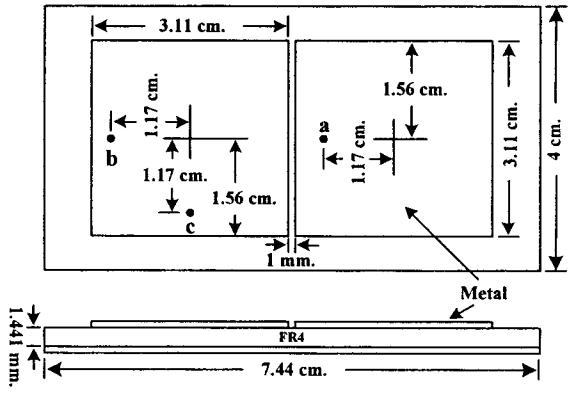
แตกต่างของข้อมูลอยู่ในระดับกลางเช่นเดียวกัน ข้อมูลชุดนี้จึงมีส่วนช่วยในการตัดสินใจในการคัดแยกส้ม ดังนั้นเพื่อลดทรัพยากร และความซับซ้อนแต่ยังคงข้อมูลที่สำคัญเพื่อใช้สำหรับการตัดสินใจในการคัดแยกส้ม ค่าพารามิเตอร์ที่ได้นำมาใช้งานจริงมีทั้ง 4 ค่า ได้แก่ S_{11}, S_{41}, S_{51} และ S_{61} ดังแสดงในรูปที่ 9



รูปที่ 9 การเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ S จากการจำลอง

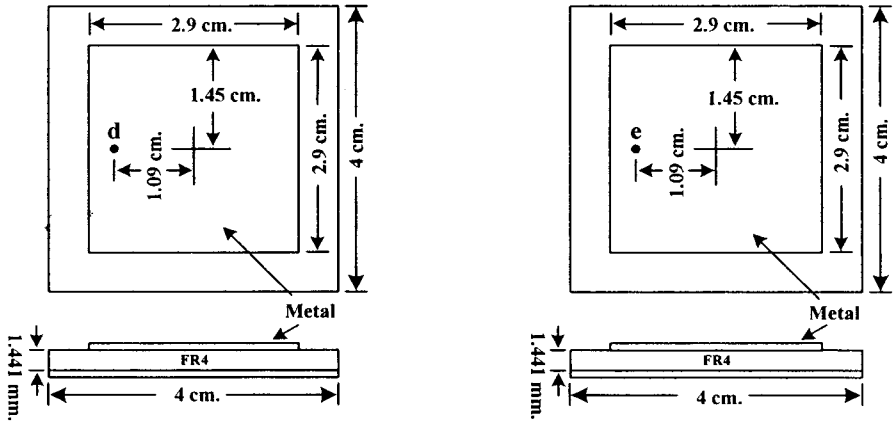
6. การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

การจำลองสายอากาศไมโครสตริปที่แมตช์กับผลส้ม เพื่อหาขนาด และจุดป้อนสัญญาณที่เหมาะสม กำหนดให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (Dielectric substrate) เท่ากับ 4.36 ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ โดยสายอากาศตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ถูกสร้างขึ้นโดยอยู่บนระนาบกราวด์ร่วม และวัสดุฐานรองเดียวกัน สายอากาศไมโครสตริปทั้งสองตัวมีรูปทรงสี่เหลี่ยมจัตุรัสขนาด 3.11 x 3.11 เซนติเมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศไมโครสตริป 0.1 เซนติเมตร มีระนาบกราวด์ร่วมขนาด 4 x 7.44 เซนติเมตร จุดป้อนสัญญาณของสายอากาศตัวแรกอยู่ห่างจากจุดศูนย์กลาง 1.17 เซนติเมตร จุดรับสัญญาณของสายอากาศตัวที่ 2 มีสองจุด โดยจุดรับสัญญาณตัวแรกอยู่ห่างจากจุดศูนย์กลาง 1.17 เซนติเมตร และมีโพลาไรซ์ร่วมกับสายอากาศส่ง จุดรับสัญญาณตัวที่สองอยู่ห่างจากจุดศูนย์กลาง 1.17 เซนติเมตร แต่มีโพลาไรซ์ไขว้กับสายอากาศส่ง ดังแสดงในรูปที่ 10



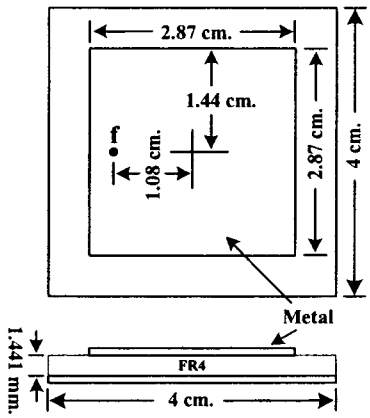
รูปที่ 10 สายอากาศไมโครสตริปตัวที่ 1 และ 2

สายอากาศไมโครสตริปตัวที่ 3 และตัวที่ 4 มีขนาดเท่ากัน โดยโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปทั้งสองตัวเป็นรูปทรงสี่เหลี่ยมจัตุรัสขนาด 2.9 x 2.9 เซนติเมตร วางอยู่บนวัสดุฐานรอง และระนาบกราวด์เท่ากัน คือ 4 x 4 เซนติเมตร จุดรับสัญญาณของสายอากาศไมโครสตริปอยู่ห่างจากจุดศูนย์กลาง 1.09 เซนติเมตร ดังแสดงในรูปที่ 11



รูปที่ 11 สายอากาศไมโครสตริปตัวที่ 3 และ 4

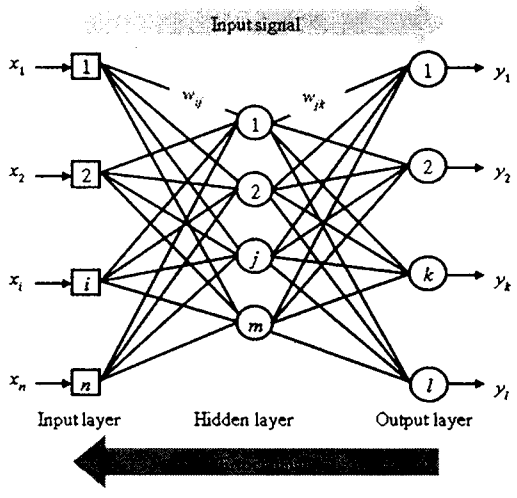
สายอากาศตัวสุดท้าย คือ สายอากาศไมโครสตริปตัวที่ 5 เมื่อปรับขนาด และระยะจุดรับสัญญาณจึงมีโครงสร้างคล้ายกับสายอากาศตัวที่ 3 และ 4 แต่มีขนาดเล็กกว่า โดยเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัสขนาด 2.87 x 2.87 เซนติเมตร วางอยู่บนวัสดุฐานรอง และระนาบพื้นขนาด 4 x 4 เซนติเมตร จุดรับสัญญาณของสายอากาศไมโครสตริปตัวที่ 5 อยู่ห่างจากจุดศูนย์กลาง 1.08 เซนติเมตร ดังแสดงในรูปที่ 12



รูปที่ 12 สายอากาศไมโครสตริปตัวที่ 5

7. ทฤษฎีพื้นฐานของโครงข่ายประสาทเทียม

หลักการของโครงข่ายประสาทเทียมเป็นการประมวลผลหรือการคิดที่เลียนแบบสมองวิธีการคิดของมนุษย์ เพื่อให้การตัดสินใจมีความถูกต้องมากที่สุดโครงสร้างของโครงข่ายประสาทเทียมแสดงได้ดังรูปที่ 13



รูปที่ 13 โครงข่ายประสาทเทียม

การทำงานงานของโครงข่ายประสาทเทียมที่นำมาใช้ฝึกสอนก่อนนำไปใช้งาน มีทั้งหมด 5 ขั้นตอนตามลำดับ

ขั้นตอนที่ 1: กำหนดค่าเริ่มต้น

$$\left(-\frac{2.4}{F_i},+\frac{2.4}{F_i}\right) \tag{1}$$

ขั้นตอนที่ 2: กำหนดค่าอินพุต (Input) และเอ๊าท์พุต (Output)

อินพุต $x_1(p), x_2(p), ..., x_n(p)$

เอ๊าท์พุต $y_{d,1}(p), y_{d,2}(p), ..., y_{d,l}(p)$

ชั้นซ่อนเร้น

(a) $$y_j(p) = sigmoid\left[\sum_{i=1}^{n} x_i(p) \times w_{ij}(p) - \theta_j\right] \tag{2}$$

ชั้นเอ๊าท์พุต

$$\text{(b)} \quad y_k(p) = sigmoid\left[\sum_{j=1}^{n} x_{jk}(p) \times w_{jk}(p) - \theta_k\right] \tag{3}$$

ขั้นตอนที่ 3: หาน้ำหนักที่เหมาะสม

$$\text{(a)} \quad \delta_k(p) = y_k(p) \times \left[1 - y_k(p)\right] \times e_k(p) \tag{4}$$

$$e_k(p) = y_{d,k}(p) - y_k(p) \tag{5}$$

$$\Delta w_{jk}(p) = \alpha \times y_j(p) \times \delta_k(p) \tag{6}$$

$$w_{jk}(p+1) = w_{jk}(p) + \Delta w_{jk}(p) \tag{7}$$

$$\text{(b)} \quad \delta_j(p) = y_j(p) \times \left[1 - y_j(p)\right] \times \sum_{k=1}^{l} \delta_k(p) \times w_{jk}(p) \tag{8}$$

ค่าผิดพลาดที่นำไปใช้งานไม่เป็น 0 แต่ขึ้นอยู่กับความต้องการของงานที่นำไปใช้

$$\Delta w_{ij}(p) = \alpha \times x_i(p) \times \delta_j(p) \tag{9}$$

$$w_{ij}(p+1) = w_{ij}(p) \times \Delta w_{ij}(p) \tag{10}$$

ขั้นตอนที่ 4: วนซ้ำ เพื่อหาน้ำหนักที่เหมาะสม

จำลองข้อมูลการฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม

ข้อมูลที่ได้จากการจำลองการทำงานของสายอากาศ และการเปลี่ยนแปลงค่า ε_r' ตั้งแต่ 18 ถึง 42 จัดออกมาเป็นตารางเรียงลำดับของส้มจืด (01) ส้มหวาน (10) และส้มเปรี้ยว (11) ตามลำดับ ดังแสดงในตารางที่ 2

ตารางที่ 2 ค่าพารามิเตอร์ S_{11}, S_{41}, S_{51} และ S_{61}และผลลัพธ์

ε_r'	S_{11}	S_{41}	S_{51}	S_{61}	Output
18	-14.406	-35.013	-14.377	-12.064	11
19	-12.466	-27.592	-14.045	-13.124	11
20	-12.51	-21.346	-14.633	-15.295	11
21	-13.524	-18.502	-14.235	-15.004	11
22	-13.336	-16.834	-13.558	-14.116	11
23	-12.781	-15.384	-13.878	-14.873	11
24	-13.455	-13.982	-14.196	-16.853	11
25	-15.127	-12.863	-14.173	-19.35	11
26	-16.453	-12.345	-14.7	-22.014	11
27	-17.072	-12.429	-15.818	-24.943	11
28	-18.796	-12.732	-16.745	-26.859	10
29	-23.603	-13.172	-17.521	-23.641	10
30	-33.857	-14.221	-18.945	-19.271	10
31	-23.123	-15.751	-20.051	-16.467	10
32	-18.861	-16.941	-19.743	-14.744	10
33	-17.937	-17.069	-19.062	-14.04	01
34	-19.679	-17.336	-20.01	-14.134	01
35	-23.308	-18.602	-18.991	-14.531	01
36	-23.94	-20.35	-16.948	-14.454	01
37	-21.237	-22.005	-15.487	-13.731	01
38	-19.705	-23.967	-14.375	-12.996	01
39	-18.967	-26.207	-13.277	-12.583	01
40	-18.223	-26.478	-12.405	-12.598	01
41	-17.428	-24.772	-11.919	-12.784	01
42	-16.847	-23.333	-11.778	-12.938	01

การฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียมได้นำข้อมูลของพารามิเตอร์ S มาใช้เป็นอินพุต และกำหนดเอ๊าท์พุตที่ต้องการ จากนั้นนำข้อมูลที่มีทั้งเข้าสู่กระบวนการการฝึกสอนโดยการฝึกสอนแบ่งเป็น 3 ลักษณะ โดยลักษณะที่ 1 ได้แก่ 4 โนดอินพุต (Input node) 8 โนดซ่อนเร้น (Hidden node) และ 2 โนดเอ๊าท์พุต (Output node) ต่อมาลักษณะที่ 2 ได้แก่ 4 โนดอินพุต 10 โนดซ่อนเร้น และ 2 โนดเอ๊าท์พุต

และโครงสร้างลักษณะสุดท้ายใช้ 4 โนดอินพุต 12 โนดซ่อนเร้น และ 2 โนดเอ๊าท์พุต ซึ่งการทำงานในแต่ละโครงสร้างนั้นให้ประสิทธิภาพที่แตกต่างกันไปดังแสดงในตารางที่ 3

ตารางที่ 3 ข้อมูลการฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม

Input node	Hidden node	Output node	Iteration loop	Error
4	8	2	36,462,608	$1x10^{-3}$
4	10	2	7,392,126	$1x10^{-3}$
4	12	2	6,838,618	$1x10^{-3}$

การใช้ข้อมูลสำหรับฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม ได้เปลี่ยนแปลงจำนวนโนดในชั้นซ่อนเร้น เพื่อเปรียบเทียบความเร็วในการฝึกสอน และเพื่อให้ได้ผลของค่าความผิดพลาดที่ยอมรับได้ (Error) ซึ่งการฝึกสอนโดยเปลี่ยนชั้นโนดซ่อนเร้นที่ 8 โนดซ่อนเร้น 10 โนดซ่อนเร้น และ 12 โนดซ่อนเร้น กำหนดค่าความผิดพลาดที่ยอมรับได้อยู่ที่ $1x10^{-3}$ ที่ 8 โนดซ่อนเร้น ใช้การวนซ้ำ (Iteration loop) มากที่สุดประมาณ 36.5 ล้านครั้ง ต่อมาที่ 10 โนดซ่อนเร้นใช้การวนซ้ำรองลงมา คือ ประมาณ 7.4 ล้านครั้ง และสุดท้ายที่ 12 โนดซ่อนเร้น ใช้การวนซ้ำน้อยที่สุด คือ ประมาณ 6.8 ล้านครั้ง ซึ่งโดยปรกติในแต่ละโครงสร้างของโครงข่ายประสาทเทียมมีค่าความผิดพลาดเท่ากัน จำนวนการวนซ้ำน้อยเป็นสิ่งที่บอกถึงประสิทธิภาพที่ดีกว่าการวนซ้ำจำนวนมาก จากการทดสอบจึงเห็นได้ว่าที่ 12 โนดซ่อนเร้นใช้การวนซ้ำน้อยสุด จึงถือว่าเป็นโครงสร้างที่ดีสุด แต่ถ้าสำหรับการออกแบบฮาร์ดแวร์โครงสร้างของ 10 โนดซ่อนเร้นเหมาะสมที่สุด เนื่องจากใช้จำนวนโนดซ่อนเร้นน้อยกว่า แต่การวนซ้ำต่างกันอยู่เล็กน้อยในระดับที่ยอมรับได้ เมื่อจำนวนโนดซ่อนเร้นลดลง จึงทำให้การใช้ทรัพยากรน้อยและมีความซับซ้อนต่ำ ซึ่งทำให้การทำงานของระบบมีประสิทธิภาพสูงสุด

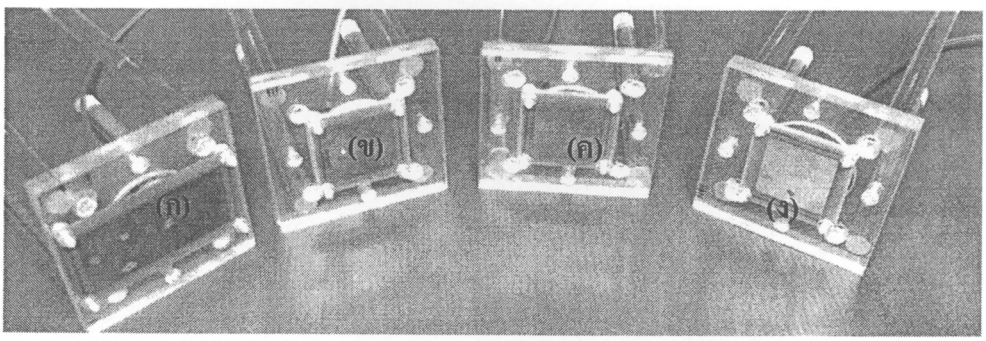
ข้อมูลข้างต้นแสดงให้เห็นว่าการใช้ 10 โนดซ่อนเร้นเหมาะสมที่สุดสำหรับการออกแบบฮาร์ดแวร์ และค่าความผิดพลาดที่ยอมรับได้ ขั้นตอนต่อไป คือ การฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียมเพื่อหาค่าของน้ำหนักในแต่ละชั้นของโครงสร้าง การเชื่อมต่อระหว่างอินพุต และโนดซ่อนเร้น คือ W_i การเชื่อมต่อระหว่างโนดซ่อนเร้น และเอ๊าท์พุต คือ W_j ข้อมูลในชั้นซ่อนเร้นคือ θ_j และข้อมูลในชั้นเอ๊าท์พุต คือ θ_k นำข้อมูลที่ได้จากค่าพารามิเตอร์ (S_{11}, S_{41}, S_{51} และ S_{61}) ของการจำลองการวัดผลส้ม มาใช้สำหรับฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม กำหนดให้เป็นอินพุต 4 โนด 10โนดซ่อนเร้น และ 2 เอ๊าท์พุต แต่แสดงเป็น 3 คำตอบที่ต้องการ และในการฝึกสอนค่าความผิดพลาดที่ยอมรับได้อยู่ในช่วง 10^{-3} และน้ำหนักสุดท้ายจากการฝึกสอนที่ได้นำมาใช้งานแสดงในตารางที่ 4

ตารางที่ 4 น้ำหนักสุดท้ายจากการฝึกสอนที่ 10 โดนซ่อนเร้น

W_j	2.906	1.806	-3.290	1.676	2.716	-0.706	-0.169	1.174	0.799	0.729
	-4.810	-0.388	5.183	-0.370	-0.957	-4.814	-0.332	-0.408	-0.303	4.705
	0.287	-0.016	-2.462	0.059	-0.787	0.846	0.517	-0.109	0.038	-0.338
	0.181	-1.374	1.274	-1.337	-0.910	5.479	-0.028	-0.539	-0.427	-6.075
W_k	-1.829	4.752	1.948	4.030	3.599	-6.642	0.165	1.964	1.375	6.992
	7.008	2.479	-7.019	2.513	3.059	6.511	0.745	1.271	0.563	-6.926
θ_j	-0.502	-0.068	0.711	0.004	-0.381	-0.005	-0.044	-0.242	-0.111	0.055
θ_k	0.350	0.214								

8. การทดสอบสมรรถนะของระบบ

จากงานก่อนหน้าที่ได้จำลองออกแบบสายอากาศให้แมตช์กับผลส้มโดยใช้โปรแกรม CST™ ทำให้ได้ขนาดและจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศที่เหมาะสม และจากการจำลองยังแสดงให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ S เมื่อเปลี่ยนค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของผลส้ม ซึ่งการเปลี่ยนแปลงนั้นอยู่ในสมมุติฐานที่เป็นส้มจืด ส้มหวาน และส้มเปรี้ยวตามลำดับ หลังจากนั้นนำข้อมูลมาใช้ฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม และทดสอบการตัดสินใจแสดงให้เห็นถึงความเป็นไปได้ในการคัดแยกผลส้มที่มีรสชาติแตกต่างกัน ดังนั้นในขั้นตอนนี้ คือ การสร้างสายอากาศไมโครสตริป เพื่อทดสอบสมรรถนะ สายอากาศไมโครสติปออกแบบทั้งหมด 4 ตัว โดยเป็นภาคส่ง 1 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 14 (ก) และในส่วนของภาครับแบ่งได้ทั้งหมด 3 ตัว แสดงในรูปที่ 14 (ข) (ค) (ง) ตามลำดับ

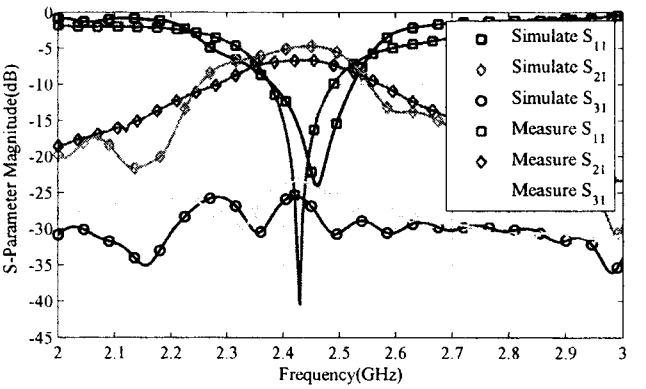


รูปที่ 14 สายอากาศไมโครสตริปสำหรับระบบเซ็นเซอร์

8.1 การทดสอบสมรรถนะของสายอากาศไมโครสตริป

ผลการทดสอบสมรรถนะของสายอากาศโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย โดยเทียบกับผลการจำลองจากโปรแกรม CST™ เห็นได้ว่าสมรรถนะของสายอากาศมีผลใกล้เคียงกับการจำลองจาก

โปรแกรม CST™ ดังนั้นสำหรับการคัดแยกรสชาติของผลส้มจึงมีโอกาสที่เป็นไปได้ และผลพารามิเตอร์ S ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ของผลการจำลองสายอากาศกับสมรรถนะจริงแตกต่างกันเล็กน้อย คือ ผลการจำลองมีค่า S_{11} เท่ากับ -22.11 เดซิเบล และสมรรถนะจริงเท่ากับ -18.01 เดซิเบล ผลค่าการเชื่อมต่อร่วมที่เป็นโพลาไรเซชันร่วมของพารามิเตอร์ S_{21} จากการจำลองเท่ากับ -4.7 เดซิเบล และสมรรถนะจริงเท่ากับ -6.64 เดซิเบล สุดท้ายค่าการเชื่อมต่อร่วมที่เป็นโพลาไรเซชันไขว้ของพารามิเตอร์ S_{31} จากการจำลองเท่ากับ -26.86 เดซิเบล และสมรรถนะจริงเท่ากับ -23.94 เดซิเบล ดังแสดงในรูปที่ 15



รูปที่ 15 สมรรถนะสายอากาศไมโครสตริป

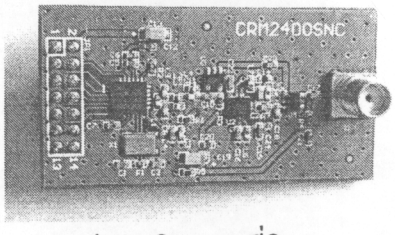
8.2 การออกแบบระบบเซ็นเซอร์

การออกแบบระบบเซ็นเซอร์สำหรับประมวลผลเพื่อตัดสินใจประกอบด้วยหลายส่วนได้แก่ โมดูลกำเนิดความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณ คัปเปลอร์แบบมีทิศทาง (Directional coupler) ทำหน้าที่หาค่าพารามิเตอร์ S_{11} สวิตช์สัญญาณความถี่วิทยุ (RF Switch) ทำหน้าที่รับพารามิเตอร์ S_{41}, S_{51} และ S_{61} จากสายอากาศ อุปกรณ์รับสัญญาณความถี่วิทยุและเปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ทำหน้าที่ตรวจจับกำลังงาน และวงจรแปลงสัญญาณเชิงอุปมานเป็นสัญญาณเชิงเลขขนาด 12 บิต ทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นสัญญาณเชิงดิจิตอลเพื่อใช้ในการประมวลผลของอุปกรณ์ลอจิกแบบโปรแกรมได้ (Field Programmable Gate Array: FPGA)

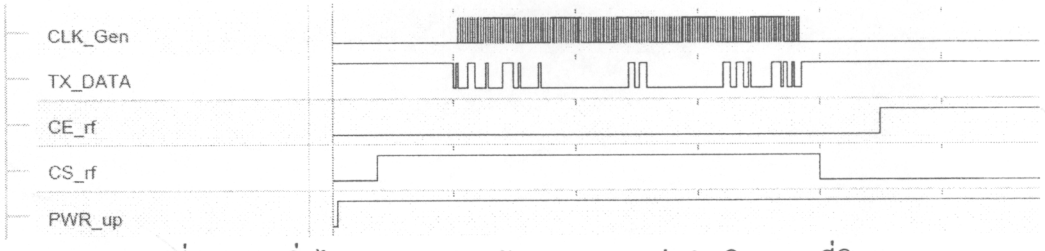
8.2.1 โมดูลกำเนิดความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์

ระบบเซ็นเซอร์สิ่งสำคัญ คือ แหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุ ซึ่งในรายงานนี้ได้ใช้โมดูล CRM2400SNC ที่ประกอบด้วย วงจรกำเนิดสัญญาณที่ควบคุมแรงดัน (NRF2401AG: VCO) และ เฟสล็อกลูป ซึ่งโมดูลผลิตความถี่ตั้งแต่ 2.4–2.5 กิกะเฮิรตซ์ โดยความถี่ที่ผลิตขึ้นอยู่กับการควบคุม ซึ่งการควบคุมกำหนดที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และให้กำลังงานส่ง 0 เดลซิเบล ทำได้โดยป้อนสัญญาณอินพุตที่ขา CLK, DATA, CE, CS และ PWR_UP ดังแสดงในรูปที่ 16 และการควบคุมใช้ความถี่สัญญาณนาฬิกาสูงสุดอยู่ที่ประมาณ 1 MHz จะสามารถใช้งานโมดูลได้อย่างมีประสิทธิภาพ และข้อมูล (Data) ที่ใช้ในการควบคุมมีทั้งหมด 144 บิต คือ "1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 0 0 0

0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 0 1 1 1 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 0 1 1 0 0 1 0
0 " ซึ่งมีทามมิ่งไดอะแกรม (Timing Diagram) แสดงการควบคุมดังในรูปที่ 17



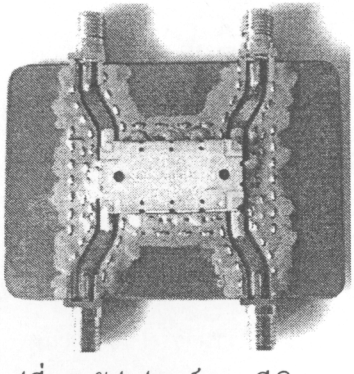
รูปที่ 16 โมดูลแหล่งกำเนิดความถี่วิทยุ 2.4-2.5 กิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 17 ทามมิ่งไดอะแกรมสำหรับควบคุมแหล่งกำเนิดความถี่วิทยุ

8.2.2 คัปเปลอร์แบบมีทิศทาง

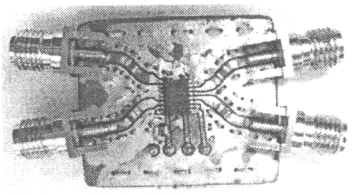
อุปกรณ์คัปเปลอร์แบบมีทิศทาง (Anaren: XC2100B-30S) ได้รับการนำมาใช้เพื่อค่าการสูญเสียย้อนกลับ S_{11} ของสายอากาศ โดยหน้าที่การทำงานของคัปเปลอร์ในแต่ละขาทำหน้าที่แตกต่างกันดังนี้ คือ ในขาที่ 1 ได้ใช้ต่อร่วมกับแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ เพื่อรับสัญญาณมาใช้งาน และในขาที่ 2 ได้รับการนำไปใช้ต่อร่วมกับสายอากาศส่ง (Tx) เพื่อส่งคลื่นไปยังผลสัม สำหรับขาที่ 3 เป็นขาของการแยกโดเดี่ยวโดยต้องต่อโหลดปลายสาย 50 โอห์ม และสุดท้ายขาที่ 4 เป็นคัปเปลอร์ที่เป็นขาสำหรับรับการสะท้อนของสายอากาศส่งดังแสดงในรูปที่ 18 ซึ่งมูลในขาที่ 4 ได้นำไปใช้งานต่อเพื่อเป็นข้อมูลสำหรับตัวตรวจจับกำลังงาน



รูปที่ 18 คัปเปลอร์แบบมีทิศทาง

8.2.3 สวิตช์สัญญาณความถี่วิทยุ

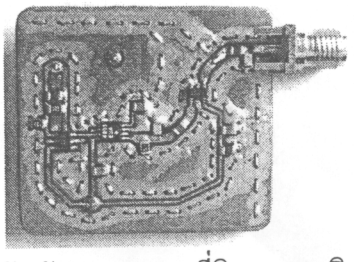
ข้อมูลที่นำมาวิเคราะห์ทั้งหมดคือพารามิเตอร์ S จากสายอากาศทั้ง 5 ตัว ดังนั้นการรับข้อมูลจากสายอากาศจึงต้องใช้สวิตช์ (Hittite: HMC245QS16) 3 ทางในการควบคุมดังแสดงในรูปที่ 19 สำหรับการข้อมูลพารามิเตอร์ S ตั้งแต่ S_{41} ที่ใช้สัญญาณดิจิตอลในการควบคุมคือ A = 1 และ B = 1 ต่อมาคือ S_{51} ใช้สัญญาณดิจิตอลในการควบคุมคือ A = 1 และ B = 0 สุดท้ายคือ S_{61} ใช้สัญญาณดิจิตอลควบคุมคือ A = 0 และ B = 1 โดยข้องมูลได้รับการเรียงลำดับเพื่อนำมาตรวจจับพลังงานในขั้นตอนต่อไป



รูปที่ 19 สวิตช์สัญญาณความถี่วิทยุ

8.2.4 อุปกรณ์รับสัญญาณความถี่วิทยุและเปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

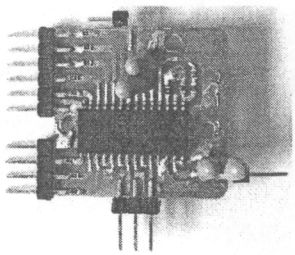
เพื่อวิเคราะห์และตัดสินใจในการคัดแยกผลไม้ต้องเปลี่ยนสัญญาณความถี่วิทยุเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (DC) เพื่อนำไปใช้งานต่อสำหรับการวิเคราะห์ โดยข้อมูลก่อนหน้าจากสวิตช์ 3 ทาง และคัปเปลอร์แบบมีทิศทาง ได้รับมาเพื่อทำงานต่อโดยอุปกรณ์ประกอบด้วยตัวขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low-Noise-Amplifiers: MAX2641) ตัวตรวจวัดกำลัง (RF power detector: MAX4003) และบัฟเฟอร์อนาลอกแปลงเป็นดิจิตอล (ADC Buffer: MAX4475) ดังแสดงในรูปที่ 20 โดยตัวขยายสัญญาณรบกวนต่ำทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่ได้รับจากสายอากาศและกรองสัญญาณรบกวนก่อนส่งสัญญาณความถี่วิทยุให้ตัวตรวจวัดกำลัง ขั้นตอนต่อไปคือตัวตรวจวัดกำลังทำหน้าที่รับสัญญาณความถี่วิทยุที่อยู่ในช่วง -45 ถึง 0 เดซิเบล เพื่อเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งสัญญาณเอ๊าพุตอยู่ในช่วงกว้าง 0.3 ถึง 1.5 โวลต์ ขั้นตอนสุดท้ายคือบัฟเฟอร์อนาลอกแปลงเป็นดิจิตอลทำหน้าขายสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงและลดสัญญาณรบกวนก่อนจะนำไปใช้สำหรับวงจรอนาลอกแปลงเป็นดิจิตอล (ADC)



รูปที่ 20 วงจรรับสัญญาณความถี่วิทยุ 2.45 กิกะเฮิรตซ์

8.2.5 วงจรแปลงสัญญาณเชิงอุปมานเป็นสัญญาณเชิงเลขขนาด 12 บิต (Bit)

การรับสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงและเปลี่ยนเป็นสัญญาณเชิงดิจิตอล การแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นสัญญาณเชิงดิจิตอลทั้งหมด 12 บิต ทำได้โดยใช้ตัวอนาลอกแปลงเป็นดิจิตอล (Analog-To-Digital Converter: ADS8506) ดังแสดงในรูปที่ 21 ซึ่งสัญญาอินพุต อยู่ในช่วง 0 ถึง 4 โวลต์ ซึ่งใช้สัญญาณควบคุมที่ใช้คือ R/C และ BYTE จากข้อมูลที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณเชิงอุปมานจะนำไปวิเคราะห์และประมวลผลด้วยอุปกรณ์ลอจิกแบบโปรแกรมได้ (FPGA) รุ่น Xilinx Virtex-II Pro XC2VP30 ซึ่งส่วนของการตัดสินใจได้นำโครงข่ายประสาทเทียมมาช่วยในการวิเคราะห์ปัญหาเพื่อให้มีความแม่นยำเพิ่มมากขึ้น



รูปที่ 21 วงจรแปลงสัญญาณเชิงอุปมานเป็นสัญญาณเชิงเลขขนาด 12 บิต

8.3 ระบบเซ็นเซอร์และการทดลองเพื่อเก็บข้อมูล

การประกอบระบบรวมเพื่อนำไปใช้งานของเซ็นเซอร์โครงสร้างอยู่ในลักษณะสี่เหลี่ยมจัตุรัส ภายในของระบบเซ็นเซอร์ประกอบด้วยวงจรสำหรับการประมวลผลเพื่อแบ่งแยกรสชาติของผลส้ม และส่วนล่างสุดของระบบเซ็นเซอร์ คือ ด้วยอุปกรณ์ลอจิกแบบโปรแกรมได้ (FPGA) ที่ใช้สำหรับควบคุมวงจรทุกตัวให้ทำงานสอดคล้องกันทั้งระบบและยังใช้สำหรับการวิเคราะห์ผลของการตัดสินใจสุดท้ายเพื่อบอกรสชาติผลส้ม

8.3.1 อุปกรณ์เซ็นเซอร์สำหรับตรวจวัดคุณภาพผลไม้

โครงสร้างของเซ็นเซอร์ได้รับการออกแบบให้อยู่ในลักษณะสี่เหลี่ยมจัตุรัสโดยใช้อคริลิค (Acrylic) ใส ซึ่งมีขนาดโดยประมาณอยู่ที่ 10x10 เซนติเมตร และสูง 9 เซนติเมตร ดังแสดงในรูปที่ 22 (ก) และใช้สายอากาศไมโครสตริปติดตั้งอยู่ภายในทั้ง 4 ด้านของกล่องอคริลิคดังแสดงในรูปที่ 22 (ข) โดยสายอากาศที่อยู่ภายในถูกยึดติดด้วยอคริลิคชั้นในและสามารถเปลี่ยนเปลี่ยนขนาดโดยการเลื่อนเข้าและเลื่อนออกได้อย่างอิสระเพื่อในเหมาะกับขนาดของผลส้มที่ต้องการวัด ซึ่งผลส้มจะได้รับการวางไว้ในจุดกึ่งกลางของสายอากาศทั้ง 5 ตัวดังแสดงในรูปที่ 22 (ค)



(ก) (ข) (ค)

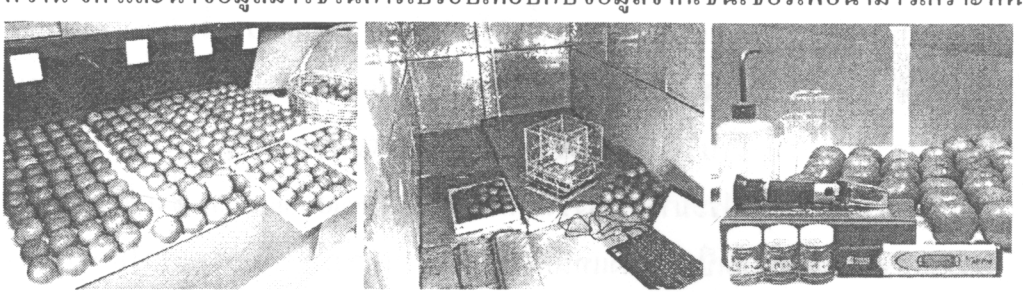
รูปที่ 22 โครงสร้างของระบบเซ็นเซอร์

8.3.2 การทดลองเพื่อเก็บผลพารามิเตอร์ S ค่าพีเอช (pH) และค่าความหวาน (Brix)

จากระบบทั้งหมดที่ออกแบบถูกนำมาใช้เก็บผลจากผลส้มจริงจำนวน 196 ลูก และเพื่อให้ได้ผลการทดลองที่ดี ผลส้มควรมีรสชาติที่แตกต่างกันชัดเจน ดังนั้นผลส้มได้นำมาทดลองจึงเป็นผลส้มที่นำมาจากสวนผลไม้โดยตรง เป็นส้มที่ไม่ได้รับการเคลือบสารเคมี และเป็นส้มสดใหม่ ขั้นตอนการทดลองแบ่งเป็น 5 ขั้นตอนคือ

1. คัดแยกขนาดผลส้ม
2. วัดค่าพารามิเตอร์ S ด้วยระบบเซ็นเซอร์
3. วัดค่าความเป็นกรดและเบส (pH)
4. วัดค่าความหวาน (Brix)
5. ทดสอบรสชาติโดยมนุษย์

เมื่อนำผลส้มมาจากสวนในขั้นตอนที่ 1 ได้จัดกลุ่มขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของผลส้มเป็น 4 กลุ่ม โดยกลุ่มแรกมีขนาด 6.2 เซนติเมตร กลุ่มที่ 2 มีขนาด 6.3 เซนติเมตร กลุ่มที่ 3 มีขนาด 6.4 เซนติเมตร และกลุ่มสุดท้ายมีขนาด 6.5 เซนติเมตร ดังแสดงในรูปที่ 23 (ก) ในขั้นตอนที่ 2 ได้นำผลส้มตั้งแต่กลุ่มที่ 1 – 4 มาวัดจากระบบเซ็นเซอร์ที่ออกแบบในแต่ล่ะกลุ่มตามลำดับดังแสดงในรูปที่ 23 (ข) ในขั้นตอนที่ 3 นำผลส้มที่ผ่านการวัดจากเซ็นเซอร์มาทำการผ่าและคั้นน้ำเพื่อหาค่ากรดและเบสด้วยเครื่องมือวัด (Senz pH Pro) ที่มีความละเอียดอยู่ที่ 0.01 และบันทึกค่า ในขั้นตอนที่ 4 นำน้ำส้มที่ได้จากการคั้นมาวัดค่าความหวาน (OPTIK® Handheld Refractometer) ดังแสดงในรูปที่ 23 (ค) จากนั้นทำการบันทึกค่า และในขั้นตอนสุดท้ายเป็นการทดสอบโดยมนุษย์นั่นคือการชิมเพื่อบอกรสชาติของผลส้มที่แบ่งออกเป็นรสชาติเปรี้ยว หวาน จืด และนำข้อมูลมาใช้ในการเปรียบเทียบกับข้อมูลจากเซ็นเซอร์เพื่อนำมาวิเคราะห์ต่อไป

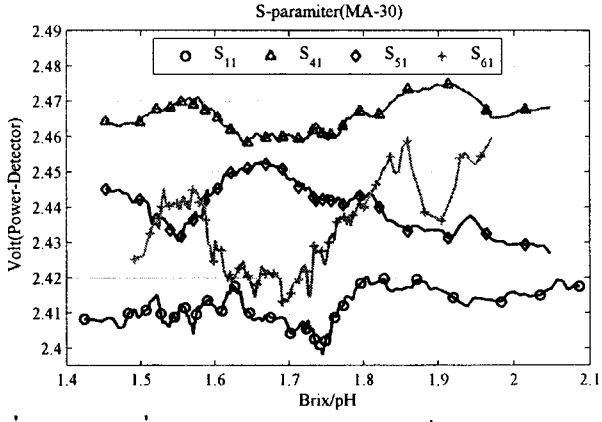


(ก) (ข) (ค)

รูปที่ 23 ขั้นตอนการทดลองและการเก็บผลเซ็นเซอร์

8.4 พารามิเตอร์ S ของระบบเซ็นเซอร์สำหรับฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม

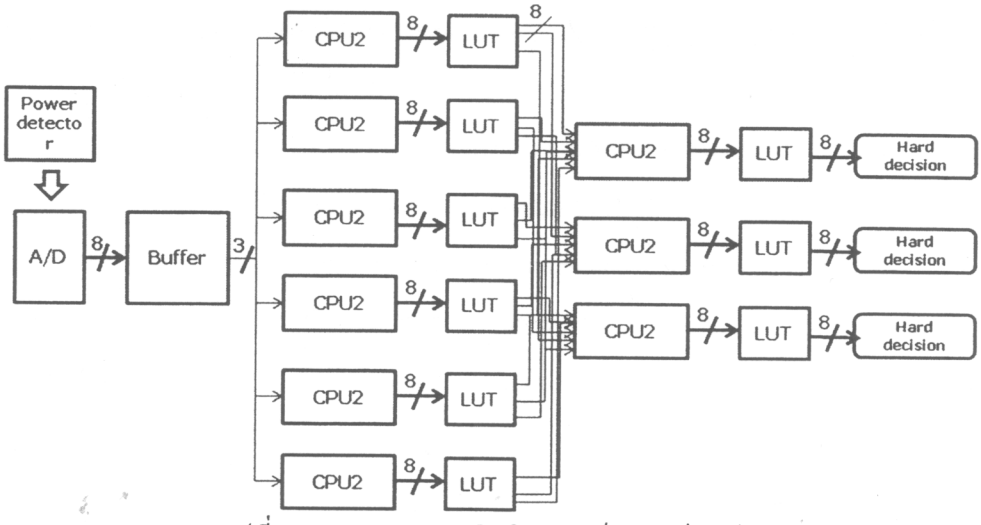
ผลการทดลองการทำงานของระบบเซ็นเซอร์ การทดสอบความเป็นกรดและเบส การวัดค่าความหวาน และการชิมของมนุษย์ ซึ่งจากการสังเกตพบว่าการเปลี่ยนแปลงของปริมาณน้ำตาลต่อความเป็นเกรดและเบส (Brix/pH) ของน้ำส้ม มีผลต่อระดับแรงดันของพารามิเตอร์ S โดยการเปลี่ยนแปลงค่าระดับพลังงานของ S_{11} อยู่ในช่วง 2.3981 - 2.4204 โวลต์ ซึ่งพอที่จะสังเกตได้ และค่าของการเชื่อมต่อร่วม S_{41} ที่มีการเปลี่ยนแปลงระดับพลังงานอยู่ที่ 2.4581 - 2.4748 โวลต์ และ S_{51} ที่มีการเปลี่ยนแปลงระดับพลังงานอยู่ในช่วง 2.4269 - 2.4529 โวลต์ ซึ่งทั้งสองพารามิเตอร์มีการเปลี่ยนไม่มากแต่เพียงพอสำหรับนำมาใช้เป็นข้อมูลเสริมเพื่อให้เซ็นเซอร์ตัดสินใจได้ดีขึ้น และการเปลี่ยนแปลงของ 2 พารามิเตอร์นี้เปลี่ยนแปลงในลักษณะตรงข้ามกัน และพารามิเตอร์ตัวสุดท้าย S_{61} มีการเปลี่ยนแปลงมากที่สุดและมีระดับพลังงานอยู่ในช่วง 2.4130 - 2.4599 โวลต์ ทำให้สามารถสังเกตได้ชัดเจนที่สุด ข้อมูลชุดนี้จึงมีส่วนสำคัญสำหรับการตัดสินใจในการคัดแยกผลส้มดังแสดงในรูปที่ 24



รูปที่ 24 การเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ S จากการทดลอง

9. การออกแบบฮาร์ดแวร์ของโครงข่ายประสาทเทียม

กรณีที่หาน้ำหนักของแต่ละเส้น และการเชื่อมต่อในขั้นตอนการฝึกสอนเรียบร้อย จากนั้นในขั้นตอนการนำโครงข่ายประสาทเทียมไปใช้จริงในการออกแบบฮาร์ดแวร์เป็นส่วนสำคัญ เนื่องจากในขั้นตอนการหาเอ๊าท์พุต ของโครงข่ายประสาทเทียมอยู่ในรูปผลคูณ และผลบวกดังแสดงในสมการที่ 2 และ 3 ตามลำดับ การออกแบบวงจรคูณนั้นใช้ทรัพยากรสูง และเวลาในการประมวลผลช้า เนื่องจากความซับซ้อนของวงจร ดังนั้นการออกแบบฮาร์ดแวร์ของโครงข่ายประสาทเทียมในโครงงานนี้ได้พัฒนาวงจรในการทำงานให้อยู่ในรูปผลบวกทั้งหมดเพื่อลดการใช้ทรัพยากร และเวลาในการประมวลผล ส่วนในการประมาณค่าฟังชั่นซิกมอยด์ (Sigmoid function) ซึ่งอยู่ในส่วนประมวลผลของโครงข่ายประสาทเทียมใช้เป็นตารางแทนค่า (LUT) ทั้งหมด เพื่อให้มีความเร็วในการทำงานมากขึ้น การออกแบบฮาร์ดแวร์ให้ทำงานในส่วนของการตัดสินใจ และนำไปใช้จริงต่อไปดังแสดงในรูปที่ 25



รูปที่ 25 ระบบการตัดสินใจของเซ็นเซอร์วัดส้ม

10. สรุป

ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบระบบเซ็นเซอร์ที่ประกอบด้วยสายอากาศไมโครสตริป 4 ตัว แมตช์กับผลส้มหวานที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ เพื่อนำไปใช้สำหรับการคัดแยกรสชาติผลส้ม ซึ่งวิธีการคัดแยกได้นำค่าพารามิเตอร์ S ของสายอากาศที่ได้จากการวัดของเซ็นเซอร์ คือ ค่าการสูญเสียย้อนกลับและค่าการเชื่อมต่อร่วมมาใช้งาน ซึ่งจากข้อมูลที่ได้ ถูกนำมาใช้ในการฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม เพื่อหาน้ำหนักที่เหมาะสม และค่าความผิดพลาดที่ยอมรับได้ โดยโครงข่ายประสาทเทียมถูกกำหนดให้มี 4 อินพุตโนด (S_{11}, S_{41}, S_{51} และ S_{61}) 10 โนดซ่อนเร้น และ 2 เอ๊าท์พุตโนด ที่แสดงเป็น 3 คำตอบคือ ส้มจีด ส้มหวาน และส้มเปรี้ยว และส่วนสุดท้าย คือ การออกแบบฮาร์ดแวร์ การออกแบบได้ลดความซับซ้อนด้วยการลดรูปจากวงจรคูณในส่วนของโครงข่ายประสาทเทียมมาเป็นวงจรบวก เพื่อให้การทำงานที่มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น และมีความซับซ้อนต่ำลง

เอกสารอ้างอิง

[1] http://www.oae.go.th/download/download_journal/fundamation-2553.PDF

[2] J.K.Burns and L.G.Albrigo, "Granulation in Grapefruit", Proc. Fla. State Hort. Soc. 110:, 1997, pp.204-208.

[3] M.A.Ritenour, L.G.Albrigo, and J.K.Burns, "Granulation in Florida Citrus", Proc. Fla. State Hort. Soc. 117:358-361, 2004.

[4] S.O.Nelson, "Dielectric Spectroscopy of Fresh Fruits and Vegetables", Proc. of 2005 Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp.360-364, Ottawa, May 2005.

[5] F.Camarena, J.A.Martinez, M.Ardid, J.Ramis, and V.Espinosa, "Ultrasonic Testing of the Time Evolution Properties of Oranges", Proc. of 2005 IEEE Ultrasonic Symposium, 2005, pp.1508-1510.

[6] M.Krairiksh, J.Varith, A.Kanchanavapasatit, C.Phongcharoenpanich, A.Thanachayanont, P.Sirisuk and M.Chongcheawchamnan, "Microwave Sensor for Durian Inspection," Proceedings of 2009 IEEE International Conference on Antennas, Propagation and Systems (INAS 2009), Malaysia, 2009, pp.221-1-221-4.

2.5 เซนเซอร์ RFID เพื่อตรวจสอบคุณภาพของผลิตผลทางการเกษตร (RFID Sensor for Quality Determination of Some Agricultural Products)

นายรัฐพงษ์ สุวลักษณ์ นายธัชชัย พุ่มพวง นางสาวกิตติมา เลิศศักดิ์วิมาน รศ.ดร. ดนัย ต.รุ่งเรือง รศ.ดร. ชูวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ และ ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

1. วัตถุประสงค์

ศึกษาและพัฒนาระบบระบุลักษณะทางคลื่นความถี่วิทยุเพื่อประยุกต์ใช้ในงานทางด้านการเกษตรเพื่อเป็นการประเมินคุณภาพของพืชผลทางการเกษตร เช่น มะม่วง ข้าวเปลือก และแผ่นยางพาราดิบ เป็นต้น ตลอดจนสามารถนำไปใช้งานได้จริงในราคาที่ถูก

2. ปัญหา

เนื่องจากในปัจจุบันการประเมินคุณภาพของพืชผลทางการเกษตรทวีความต้องการมากขึ้นเพื่อประโยชน์ของทั้งผู้บริโภคและผู้ผลิตและเนื่องจากมาตรฐานการวัดคุณภาพผลิตผลทางการเกษตรที่ผ่านมาจะต้องใช้ความชำนาญของทั้งผู้ผลิตและผู้บริโภคเพื่อการประเมินคุณภาพของผลิตผลทางการเกษตรในเบื้องต้น ซึ่งอาจจะไม่เป็นมาตรฐานเดียวกันและอาจจะเกิดความผิดพลาดจากการขาดความชำนาญที่เพียงพอทำให้ได้ผลิตผลทางการเกษตรที่ไม่เป็นไปตามที่ต้องการ และเนื่องจากในปัจจุบันระบบระบุลักษณะทางคลื่นความถี่วิทยุ ได้ถูกนำมาใช้งานทางด้านการระบุตัวตนอย่างหลากหลายและคาดว่าภายในอนาคตระบบระบุลักษณะทางคลื่นความถี่วิทยุจะลดราคาต่อหน่วยลงเมื่อมีปริมาณการผลิตที่มากขึ้น

โครงการนี้เป็นการพัฒนารูปแบบการใช้งานของเทคโนโลยีระบบระบุลักษณะทางคลื่นความถี่วิทยุมาประยุกต์ใช้ในทางการเกษตร เพื่อประเมินคุณภาพของผลิตผลทางการเกษตรที่มีประสิทธิภาพที่ดีและมีราคาถูกที่จะยังผลอันเป็นประโยชน์ให้แก่ทั้งผู้ผลิตและผู้บริโภค

3. งานวิจัยที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

ในช่วง 3 ปี ของโครงการได้ทำการศึกษาดังต่อไปนี้

1. ทำการศึกษาและค้นคว้างานวิจัยที่มีมาก่อน
2. ทำการทดสอบแนวโน้มการนำทฤษฎีที่เกี่ยวข้องมาใช้งานจริง รวมทั้งได้นำไปจำลองผลโดยใช้โปรแกรม CST [1]
3. ทำการออกแบบสายอากาศแท็ก โดยใช้โปรแกรม CST โดยที่ IC chip ที่ใช้คือวงจรรวมรุ่น XRAG 2 และ UCODE G2XL [2]
4. ทำการศึกษาคุณสมบัติของวัสดุที่จะนำมาใช้งานซึ่งได้แก่ ข้าวเปลือกและแผ่นยางพาราดิบ

ข้าวเปลือก ผลการศึกษาเบื้องต้นจากการนำสายอากาศที่ออกแบบไปใช้กับข้าวเปลือก สามารถสรุปได้ว่า ความชื้นที่เปลี่ยนไปของข้าวเปลือกนั้นส่งผลต่อระยะการอ่านที่เปลี่ยนแปลงไป โดยเมื่อความชื้นของข้าวเปลือกมากขึ้น ระยะการอ่านได้ไกลสุดจะสั้นลง

แผ่นยางพาราดิบ ผลจากการศึกษาความเป็นไปได้ในการนำระบบ RFID Sensor ไปใช้กับแผ่นยางพาราดิบพบว่าแผ่นยางนั้นไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ร่วมกับระบบ RFID Sensor เนื่องจากมีการเปลี่ยนแปลงของค่าไดอิเล็กตริกน้อยมาก สำหรับแผ่นยางชนิดต่างๆ ซึ่งทำให้ไม่สามารถตรวจจับสภาวะของแผ่นยางพาราดิบจากการเปลี่ยนแปลงของระยะการอ่านไกลสุดได้

5. ทำการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของ IC Chip รุ่น UCODE G2XL
6. รวบรวมผลงานเบื้องต้นเพื่อนำเสนอในงานประชุมวิชาการนานาชาติ ECTI-CON 2009 และ ISAP2009
7. ทดสอบระยะการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุดระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก
8. ศึกษาและทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วง และวัสดุตัวอย่างอื่นๆ ที่สนใจ
9. ทดสอบหาค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบา
10. ศึกษาถึงผลกระทบของคุณลักษณะของแท็กเมื่อติดตั้งบนอิฐมวลเบา
11. ศึกษาถึงผลกระทบของคุณลักษณะของแท็กเมื่อติดตั้งบนอิฐมวลเบาในกรณีที่อิฐมวลเบาไม่มีการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริกโดยใช้โปรแกรม CST
12. ทดสอบระยะการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุดระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กเมื่อติดตั้งบนอิฐมวลเบา
13. เขียน 1 บทความในหนังสือ (Book Chapter)
14. เขียน 1 บทความเพื่อตีพิมพ์ในวารสารนานาชาติ (Journal Paper)
15. สร้างและจำลองผลมะม่วงเทียม

4. ทฤษฎีที่ใช้ในงานวิจัยและผลการทดสอบเบื้องต้น

ระบบระบุลักษณะทางคลื่นความถี่วิทยุ (RFID) เป็นเทคโนโลยีที่กำลังได้รับการพัฒนาและมีการเจริญเติบโตอย่างรวดเร็ว [3] ในการติดต่อสื่อสารข้อมูลระหว่างแท็กหรือเครื่องลูกข่ายแบบพาสซีพกับเครื่องอ่านข้อมูลของระบุลักษณะทางคลื่นความถี่วิทยุในย่านความถี่สูงยิ่ง (UHF Frequency) จะใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบการกระจัดกระจายย้อนกลับ (Backscatter Communication) โดยจะเป็นการติดต่อสื่อสารโดยอาศัยหลักการของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามระยะไกล สำหรับแท็กนั้นประกอบด้วยสายอากาศและชิพ [3] โดยค่าอิมพีแดนซ์ของชิพและสายอากาศของแท็กจะเป็นจำนวนเชิงซ้อนและเพื่อการส่งผ่านข้อมูลที่ไกลที่สุด สายอากาศของแท็กนั้นต้องเป็นค่าแมตซ์สังยุค (Conjugate Matching) กับชิพ [4] คุณลักษณะของแท็กนั้นจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ที่หลากหลาย เช่นคุณสมบัติทาง

แม่เหล็กไฟฟ้าของวัสดุที่อยู่ใกล้หรือติดกันกับแท็ก [4]-[9] เป็นต้น และคุณลักษณะของแท็กที่สำคัญอย่างหนึ่งนั่นก็คือระยะทางการติดต่อสื่อสารซึ่งจะถูกกำหนดให้เป็นระยะทางการติดต่อสื่อสารได้ไกลที่สุด ในขณะที่แท็กยังคงสามารถทำงานได้ โดยสาเหตุอย่างหนึ่งที่เป็นข้อจำกัดของระยะทางการติดต่อสื่อสารข้อมูลได้ไกลที่สุดนั้นคือแท็กต้องได้รับกำลังงานที่เพียงพอสำหรับการกระตุ้นระบบการทำงานและเพียงพอสำหรับการส่งข้อมูลย้อนกลับไปสู่เครื่องอ่านข้อมูล ส่วนข้อจำกัดอีกข้อหนึ่งนั้นก็คือระยะการติดต่อสื่อสารข้อมูลได้ไกลสุดที่เครื่องอ่านข้อมูลจะสามารถตรวจจับสัญญาณที่ถูกส่งย้อนกลับมาได้ [3]

จากสมการกำลังงานคลื่นวิทยุที่ใช้ในการเชื่อมต่อในรูปแบบสัดส่วนของลอการิธึม เมื่อกำหนดให้สายอากาศมีค่าอิมพีแดนซ์และมีโพลาไรซ์ที่แมตช์ ดังนั้นสามารถหาค่ากำลังงานทั้งหมดที่ถูกส่งไปยังแท็กได้ดังแสดงในสมการที่ 1

$$P_{\text{tag}}(\text{dBm}) = P_{reader-tx}(\text{dBm}) - L_{sys}(\text{dB}) + G_{reader-tx}(\text{dBi}) + G_{tag,free\ space}(\text{dBi}) - GP(\text{dB}) - 20\log_{10}\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right) - 20\log_{10}(R) \quad (1)$$

$P_{\text{tag}}(\text{dBm})$	คือ กำลังงานที่ขั้วของสายอากาศของแท็ก
$P_{reader-tx}(\text{dBm})$	คือ กำลังงานขาออกของสายอากาศของเครื่องอ่านข้อมูล
$L_{sys}(\text{dB})$	คือ การสูญเสียของระบบทั้งจากเครื่องอ่านข้อมูลและแท็ก
$G_{reader-tx}(\text{dBi})$	คือ อัตราขยายของสายอากาศของเครื่องอ่านข้อมูล
$G_{tag,free\ space}(\text{dBi})$	คือ อัตราขยายของสายอากาศของแท็กในสภาวะช่องว่างอิสระ
$GP(\text{dB})$	คือ อัตราขยายที่เกิดขึ้นจากวัสดุ
$20\log_{10}\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)$	คือ การสูญเสียที่ขึ้นอยู่กับค่าความยาวคลื่นในช่องว่างอิสระ
$20\log_{10}(R)$	คือ การสูญเสียที่เกิดจากระยะทางในสภาวะช่องว่างอิสระอ้างอิงที่ 1 m

สมการที่ 1 นั้นเป็นสมการที่ดัดแปลงมาจากสมการของ Friis [8] โดย $GP(\text{dB})$ คือค่าอัตราขยายที่เกิดขึ้นจากวัสดุในขณะนั้นโดยสามารถอธิบายได้ดังสมการที่ 2

$$GP(\text{dB}) \equiv G_{tag,free\ space}(\text{dB}) - G_{tag,object}(\text{dBi}) \quad (2)$$

เมื่อ $G_{tag,object}(\text{dBi})$ เป็นอัตราขยายของสายอากาศของแท็กเมื่ออยู่ใกล้หรือติดกับวัสดุ สำหรับในกรณีที่อิมพีแดนซ์ของแท็กเกิดการไม่แมตช์ (กำหนดให้สายอากาศของเครื่องอ่านข้อมูลด้านส่งมีอิมพีแดนซ์

และโพลาไรซ์ที่แมตช์กับแท็ก) จากสมการที่ (1) ต้องเพิ่มพจน์ของอิมพีแดนซ์ที่เกิดการไม่แมตช์ $10\log_{10}\left(1-\left|\Gamma_p\right|^2\right)$ ดังนั้นกำลังงานที่ถูกดูดกลืนโดยชิพ $P_{\text{tag,chip}}$ จะแสดงได้ดังสมการที่ 3 [8]

$$\begin{aligned} P_{\text{tag,chip}}(\text{dBm}) = {} & P_{\text{reader-tx}}(\text{dBm}) - L_{\text{sys}}(\text{dB}) + G_{\text{reader-tx}}(\text{dBi}) + G_{\text{tag,freespace}}(\text{dBi}) - GP(\text{dB}) \\ & - 20\log_{10}\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right) - 20\log_{10}(R) + 10\log_{10}\left(1-\left|\Gamma_p\right|^2\right) \end{aligned} \tag{3}$$

โดย Γ_p คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเชิงกำลังงานที่ขั้วของสายอากาศของแท็กโดยจะอธิบายได้ดังสมการที่ 4

$$\Gamma_p \equiv \frac{Z_{\text{chip}} - Z^*_{\text{antenna,tag}}}{Z_{\text{chip}} + Z_{\text{antenna,tag}}} \tag{4}$$

เมื่อ * เป็นเครื่องหมายสังยุคเชิงซ้อน เมื่อค่าอิมพีแดนซ์ของชิพคือ $Z_{\text{chip}} \equiv R_{\text{chip}} + jX_{\text{chip}}$ และ $Z_{\text{antenna,tag}} \equiv R_{\text{antenna,tag}} + jX_{\text{antenna,tag}}$ คือค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ เมื่อค่าอิมพีแดนซ์ของชิพเป็นสภาวะแมตช์สังยุค (Conjugate Matching) กับอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแล้ว Γ_p จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ส่งผลให้พจน์ของการไม่แมตช์ของค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 0 dB ซึ่งเป็นค่าที่ต้องการ ในอีกรูปแบบหนึ่งพจน์ของ $1-\left|\Gamma_p\right|^2$ สามารถอธิบายในรูปของค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเชิงกำลังงาน τ [10-11] หลังจากจัดรูปสมการแล้วสามารถแสดงพจน์ของ τ ดังสมการที่ 5

$$\tau = \frac{4R_{\text{chip}}R_{\text{antenna,tag}}}{\left|Z_{\text{chip}} + Z_{\text{antenna,tag}}\right|^2} \tag{5}$$

ในบทความ [8] และ [9] สมการการติดต่อสื่อสารแบบการกระจัดกระจายย้อนกลับ ได้ดัดแปลงมาจากสมการ Monostatic Radar [9] ซึ่งมีวัตถุประสงค์ในการอธิบายกำลังงานทั้งหมดที่ถูกมอดูเลตโดยกระจัดกระจายมาจากแท็กไปสู่เครื่องอ่านข้อมูลของระบบ RFID สมการที่ถูกดัดแปลงนั้นยังสามารถใช้ในการพิจารณาเมื่อนำวัสดุชนิดต่างๆ มาวางใกล้หรือติดกับแท็ก ด้วยเหตุที่ความไวของเครื่องอ่านข้อมูลในระบบ RFID โดยปกติแล้วมีค่าที่สูง ดังนั้นระยะการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุดนั้นจะพิจารณาจากการที่แท็กสามารถรับพลังงานได้เพียงพอในการกระตุ้นระบบการทำงานและมีกำลังงานเพียงพอสำหรับการส่งข้อมูลย้อนกลับมายังเครื่องอ่านข้อมูล [4], [11] ระยะทางที่ไกลสุดในขณะที่มีวัสดุวางอยู่ใกล้หรือติดกับแท็ก ($R_{\text{max},object}$) สามารถคำนวณได้โดยการใช้กำลังงานในการเชื่อมต่อจากสมการที่ 3 และสามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังแสดงในสมการที่ 6 ภายใต้สมมุติฐานที่ว่าสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลด้านส่งมีอิมพีแดนซ์และโพลาไรซ์ที่แมตช์กับสายอากาศของแท็ก

$$R_{\max,\text{object}} = \frac{\lambda}{4\pi}\sqrt{\frac{P_{reader-tx}\cdot G_{reader-tx}\cdot \tau_{object}}{L_{sys}\cdot P_{tag,th}}\left(\frac{G_{tag,free\ space}}{GP}\right)} \tag{6}$$

เมื่อ $P_{tag,th}$ คือค่าระดับกำลังงานกระตุ้นที่ต่ำที่สุดที่ทำให้ชิพทำงานและ τ_{object} คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเชิงกำลังงานในขณะที่มีวัสดุนำมาวางไว้ใกล้หรือติดกับแท็ก โดยจัดให้สมการที่ 6 อยู่ในพจน์ของ $G_{tag,free\ space}/GP$ ซึ่งสามารถแสดงให้อยู่ในพจน์ของ $G_{tag,object}$ ได้ ดังแสดงในสมการที่ 2 จากสมการที่ 6 มีเพียงพจน์ของ τ_{object} และ GP เท่านั้น ที่มีค่าขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวัสดุที่นำมาวางใกล้หรือติดกับแท็กโดยคุณสมบัติของวัสดุดังกล่าวได้แก่ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ขนาดหรือรูปร่าง ในพจน์ของ τ_{object} จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของวัสดุโดยผ่านทางค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศของแท็กที่วางไว้ใกล้หรือติดกับวัสดุ $Z_{antenna,tag,object} \equiv R_{antenna,tag,object} + jX_{antenna,tag,object}$ ดังแสดงในสมการที่ 7

$$\tau_{\text{object}} = \frac{4R_{\text{chip}}R_{\text{antenna,tag,object}}}{\left|Z_{\text{chip}} + Z_{\text{antenna,tag,object}}\right|^2} \tag{7}$$

ในสภาวะช่องว่างอิสระ ค่าอัตราขยายที่เกิดขึ้นจากวัสดุจะมีค่าเท่ากับ 1 ($GP = 1$) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเชิงกำลังงานในสภาวะช่องว่างอิสระ $\tau_{\text{free space}}$ สามารถหาได้จากสมการที่ 8

$$\tau_{\text{free space}} = \frac{4R_{\text{chip}}R_{\text{antenna,tag,free space}}}{\left|Z_{\text{chip}} + Z_{\text{antenna,tag,free space}}\right|^2} \tag{8}$$

เมื่อ $Z_{antenna,tag,free\ space} \equiv R_{antenna,tag,free\ space} + jX_{antenna,tag,free\ space}$ เป็นค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศของแท็กที่วางตัวในสภาวะช่องว่างอิสระ ระยะทางไกลที่สุดในสภาวะช่องว่างอิสระ $R_{\max,free\ space}$ สามารถคำนวณได้ดังแสดงในสมการที่ 9 ในข้อสมมุติฐานเมื่อให้สายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลที่ทำการส่งมีค่าอิมพีแดนซ์และโพลาไรซ์ที่แมตช์กับสายอากาศของแท็ก

$$R_{\max,free\ space} = \frac{\lambda}{4\pi}\sqrt{\frac{P_{reader-tx}\cdot G_{reader-tx}\cdot \tau_{free\ space}\cdot G_{tag,free\ space}}{L_{\text{sys}}\cdot P_{tag,th}}} \tag{9}$$

จากสมการที่ 6 และ 9, พบว่า $\dfrac{R_{\max,object}}{R_{\max,free\ space}}$ แสดงดังสมการที่ 10

$$\frac{R_{\max,object}}{R_{\max,free\ space}} = \sqrt{\frac{\tau_{object}}{\tau_{free\ space}}\left(\frac{1}{GP}\right)} \tag{10}$$

จากสมการที่ 7 และ 8 พบว่า $\frac{\tau_{object}}{\tau_{free\ space}}$ แสดงดังสมการที่ 11

$$\frac{\tau_{\text{object}}}{\tau_{\text{free space}}} = \left(\frac{R_{\text{antenna,tag,objects}}}{R_{\text{antenna,tag,free space}}} \right) \left(\frac{\left| Z_{\text{chip}} + Z_{\text{antenna,tag,free space}} \right|^2}{\left| Z_{\text{chip}} + Z_{\text{antenna,tag,object}} \right|^2} \right) \tag{11}$$

นำสมการที่ 11 ไปแทนค่าในสมการ 10 จะได้ว่า $\frac{R_{\max,\text{object}}}{\tau_{\max,\text{free space}}}$ สามารถเขียนอยู่ในรูปใหม่ได้ดังสมการที่ 12

$$\frac{R_{\max,\text{object}}}{R_{\max,\text{free space}}} = \left(\frac{\left| Z_{\text{chip}} + Z_{\text{antenna, tag, freespace}} \right|}{\left| Z_{\text{chip}} + Z_{\text{antenna, tag, object}} \right|} \right) \sqrt{\left(\frac{R_{\text{antenna, tag, object}}}{R_{\text{antenna, tag, freespace}}} \right) \left(\frac{G_{\text{tag, object}}}{G_{\text{tag, freespace}}} \right)} \tag{12}$$

ในสมการที่ 12 $R_{\text{antenna,tag,object}}$, $Z_{\text{antenna,tag,object}}$ และ $G_{\text{tag,object}}$ จะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวัสดุเป็นอย่างมากในรูปแบบที่ซับซ้อน ดังนั้น $R_{\max,\text{object}} / R_{\max,\text{free space}}$ สามารถหาค่าได้โดยผ่านการวัดหรือใช้การจำลองระเบียบวิธีเชิงเลขที่มีความสัมพันธ์กับปัญหาดังกล่าว โดยค่าตัวแปรทุกๆ ตัวทางด้านขวาของสมการที่ 12 จะมีความเกี่ยวข้องกับคุณลักษณะของสายอากาศของแท็กที่อยู่ในสภาวะช่องว่างอิสระและแท็กที่วางตัวอยู่ใกล้หรือติดกับวัสดุ ยกเว้นในพจน์ของอิมพีแดนซ์ของชิพ Z_{chip} หลังจากที่ทราบค่าของอัตราส่วน $R_{\max,\text{object}} / R_{\max,\text{free space}}$ คุณสมบัติของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุจะสามารถหาค่าได้จากการเปลี่ยนแปลงของระยะทางการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุด

4.1 ระยะทางการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก

ในการคำนวณระยะการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กนั้น เนื่องจากระบบ RFID เป็นการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กแบบไร้สาย ดังนั้นสมการที่เกี่ยวข้องกับการคำนวณหาระยะทางในการติดต่อสื่อสารแบ่งออกเป็น 2 สมการ คือ

1. สมการฟรีส (Friis Formula) ใช้สำหรับคำนวณหาระยะการติดต่อสื่อสารจากเครื่องอ่านข้อมูลไปยังแท็ก R_{FL} (Forward Link) แสดงได้ดังสมการที่ 13 [3]

2. สมการเรดาห์ (Radar Formula) ใช้สำหรับคำนวณหาระยะการติดต่อสื่อสารจากแท็กกลับมายังเครื่องอ่านข้อมูล R_{BL} (Backward Link) แสดงได้ดังสมการที่ 14 [3]

$$R_{\text{FL}} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{M \cdot p \cdot EIRP \cdot G_{tag}}{P_{th}}} \tag{13}$$

$$R_{\mathrm{BL}} = \left[p^2 \cdot \frac{EIRP \cdot G_{reader} \cdot \lambda^2 \cdot RCS_{match}}{(4\pi)^3 \cdot P_{rec}} \right]_{P_{rec}=P_{\min}}^{1/4} \tag{14}$$

โดยที่ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ถูกนิยามดังนี้

λ คือ ความยาวคลื่นที่ความถี่ใช้งาน

M คือ ค่าองค์ประกอบความไม่เข้ากันของอิมพีแดนซ์ (Impedance Mismatch Factor)

p คือ ค่าองค์ประกอบความไม่เข้ากันของการโพลาไรซ์ (Polarization Mismatch Factor)

$EIRP$ คือ กำลังงานการแพร่กระจายคลื่นไอโซทรอปิกประสิทธิผล (Effective Isotropic Radiated Power)

G_{tag} คือ อัตราขยายของสายอากาศของแท็ก

P_{th} คือ ความไวในการรับสัญญาณของแท็ก (Tag Sensitivity)

G_{reader} คือ อัตราขยายของสายอากาศสำหรับเครื่องอ่านข้อมูล

RCS_{match} คือ ภาคตัดขวางเรดาร์ (Radar Cross-Section) ของแท็กในกรณีที่มีความเข้ากันของอิมพีแดนซ์ (Impedance Matching) ของชิปวงจรรวมกับสายอากาศ

P_{rec} คือ กำลังงานที่เครื่องอ่านข้อมูลรับได้ (Received Power at an RFID Reader)

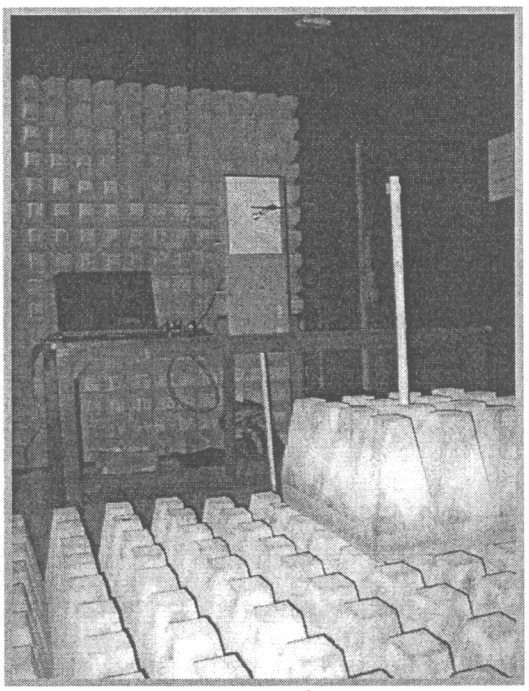
$P_{\min}$ คือ กำลังงานที่น้อยที่สุดที่เครื่องอ่านข้อมูลรับได้

สำหรับตัวอย่างของระบบ RFID ที่ทำการวิจัยนี้ ทำงานในย่านความถี่ UHF และมีความถี่กลางอยู่ที่ 922.5 MHz โดยมีความยาวคลื่นเท่ากับ 32.5 cm มีองค์ประกอบความไม่เข้ากันของอิมพีแดนซ์ (Impedance Mismatch Factor) เท่ากับ 0.203 ซึ่งเป็นค่าที่ได้มาจากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST ในการคำนวณสมมติให้ค่าองค์ประกอบความไม่เข้ากันของการโพลาไรซ์ (Polarization Mismatch Factor) เท่ากับ 1 สายอากาศแท็กที่นำมาใช้ในการทดสอบมีค่าอัตราขยายเท่ากับ 1.2 และมีค่าความไวในการรับสัญญาณเท่ากับ 0.03 mW (Datasheet) [2] สำหรับสายอากาศสำหรับเครื่องอ่านข้อมูลที่ใช้เป็นสายอากาศชนิดไดโพลมีค่าอัตราขยายเท่ากับ 1.58 (Datasheet) [12] สำหรับค่ากำลังงานการแพร่กระจายคลื่นไอโซทรอปิกประสิทธิผล (Effective Isotropic Radiated Power) ที่ได้จากการทดสอบ มีค่าเท่ากับ 0.11 W ภาคตัดขวางเรดาร์ (Radar Cross-Section) ของแท็กในกรณีที่มีความเข้ากันของอิมพีแดนซ์ของชิพวงจรรวมกับสายอากาศ เท่ากับ 0.026 W/m^2 เป็นค่าที่ได้มาจากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST และค่ากำลังงานที่เครื่องอ่านข้อมูลรับได้ (Received Power at an RFID Reader) มีค่าเท่ากับ 3.16×10^{-10} W (Datasheet) ดังนั้นระยะทางการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลและแท็ก ที่คำนวณได้จากสมการที่ 13 และสมการที่ 14 มีค่าเท่ากับ 78 cm (R_{FL}) และ 528 cm (R_{BL}) ตามลำดับ สาเหตุที่ $R_{\mathrm{BL}} > R_{FL}$ เนื่องมาจาก $P_{\min}$ มีค่าน้อยมากสำหรับเครื่องอ่านข้อมูลที่มีความไวในการรับสัญญาณสูง

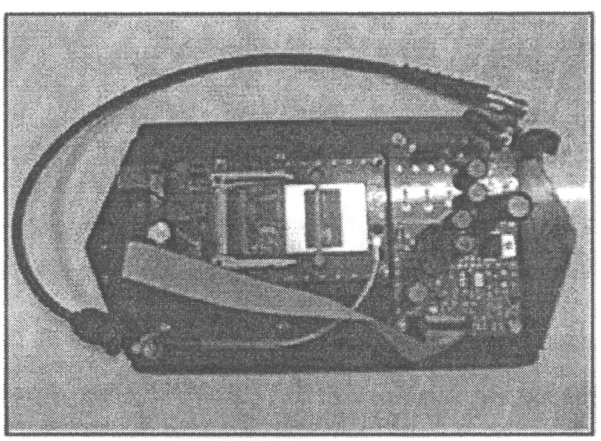
4.2 การทดสอบหาระยะทางการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก

ในหัวข้อนี้ได้ทำการทดสอบเพื่อหาระยะทางการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก และนำผลที่ได้มาทำการวิเคราะห์และเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณ สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ มีดังนี้

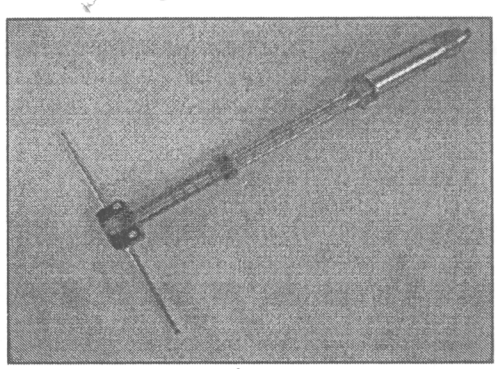
1. เครื่องคอมพิวเตอร์ จำนวน 1 เครื่อง
2. สายโคแอกเชียล จำนวน 1 เส้น
3. เครื่องอ่านข้อมูล RU-110 จำนวน 1 เครื่อง
4. สายอากาศสำหรับเครื่องอ่านข้อมูล จำนวน 1 ตัว
5. แท็ก จำนวน 5 ตัว



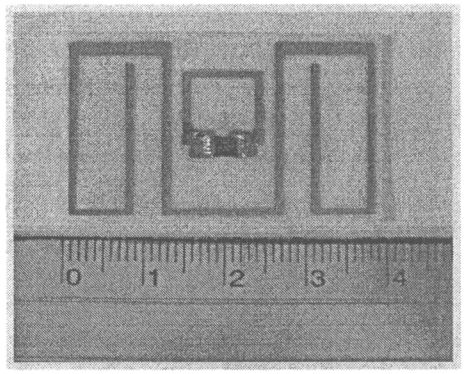
รูปที่ 1 การทดสอบในห้องไร้การสะท้อนที่ศูนย์ทดสอบมาตรฐาน PTEC [13]



รูปที่ 2 เครื่องอ่านข้อมูล รุ่น RU-110 [14]



รูปที่ 3 สายอากาศสำหรับเครื่องอ่านข้อมูลชนิดไดโพล [12]



รูปที่ 4 แท็ก ขนาด: 4 cm × 3 cm × 0.08 cm (อิมพีแดนซ์ขาเข้าเท่ากับ $21.3 + j191.6\ \Omega$)

ในการทดสอบหาค่าระยะการติดต่อสื่อสารนั้น ได้ทำการทดสอบในห้องไร้การสะท้อนที่ศูนย์ทดสอบมาตรฐาน PTEC [13] ดังแสดงในรูปที่ 1 ในการทดสอบนั้นได้ใช้เครื่องอ่านข้อมูล รุ่น RU-110 ดังแสดงในรูปที่ 2 ซึ่งมีความไวในการรับสัญญาณเท่ากับ 0.03 mW อิมพีแดนซ์ของ IC Chip มีค่าเท่ากับ $21.29 - j191.7\ \Omega$ สายอากาศสำหรับเครื่องอ่านข้อมูลเป็นชนิดไดโพลครึ่งความยาวคลื่น ดังแสดงในรูปที่ 3 ที่มีอัตราขยายเท่ากับ 1.58 และสายอากาศแท็กที่ใช้ในการทดสอบมีขนาดเท่ากับ 4 cm × 3 cm × 0.08 cm โดยมีค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าเท่ากับ $21.3 + j191.6\ \Omega$ และมีค่าอัตราขยายเท่ากับ 1.2 ดังแสดงในรูปที่ 4 จากการทดสอบระยะการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กได้ระยะการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุดเท่ากับ 75 cm

เมื่อทำการเปรียบเทียบระยะการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลและแท็กที่ได้จากการคำนวณและการทดสอบพบว่า ระยะการติดต่อสื่อสารที่ได้จากการคำนวณจากสมการฟรีส ซึ่งมีค่าเท่ากับ 78 cm มีค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการทดสอบมากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณจากสมการเรดาร์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 528 cm อย่างไรก็ตามค่าที่ได้จากการทดสอบมีค่าที่น้อยกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณเล็กน้อย ซึ่งอาจจะเกิดจากความผิดพลาดในการสร้างแท็กต้นแบบ รวมทั้งความผิดพลาดในการติดชิพวงจรรวมกับโครงสร้างสายอากาศของแท็ก ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าสามารถใช้สมการฟรีสเพื่อทำนายค่า

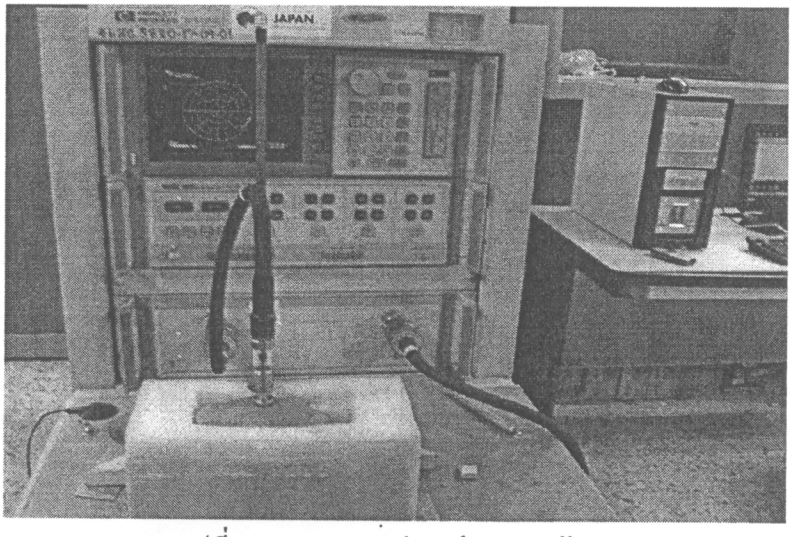
ระยะทางการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลที่ใช้งานอยู่และแท็กได้ ซึ่งสมการฟรีสนั้นเป็นสมการพื้นฐานที่ถูกนำมาใช้ในการสร้างทฤษฎีสำหรับ RFID Sensor

5. ศึกษาและทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงหรือวัสดุตัวอย่างที่สนใจ

จากงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่มีมาก่อน [15] พบว่า ค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงจะเปลี่ยนแปลงตามอายุของมะม่วง ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ทำการศึกษาและออกแบบแท็กเพื่อใช้สำหรับคัดแยกรสชาติของมะม่วง โดยอาศัยหลักการของการเปลี่ยนแปลงค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงตามอายุของมะม่วงที่ต้องการทดสอบ

งานวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงกลุ่มตัวอย่าง โดยการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 5 ซึ่งใช้อุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้

1. เครื่องคอมพิวเตอร์ จำนวน 1 เครื่อง
2. สายโคแอกเชียล จำนวน 1 เส้น
3. เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย จำนวน 1 เครื่อง
4. โพรบสำหรับวัดค่า ε'_r และ ε''_r จำนวน 1 ตัว
5. มะม่วง จำนวน 15 ลูก

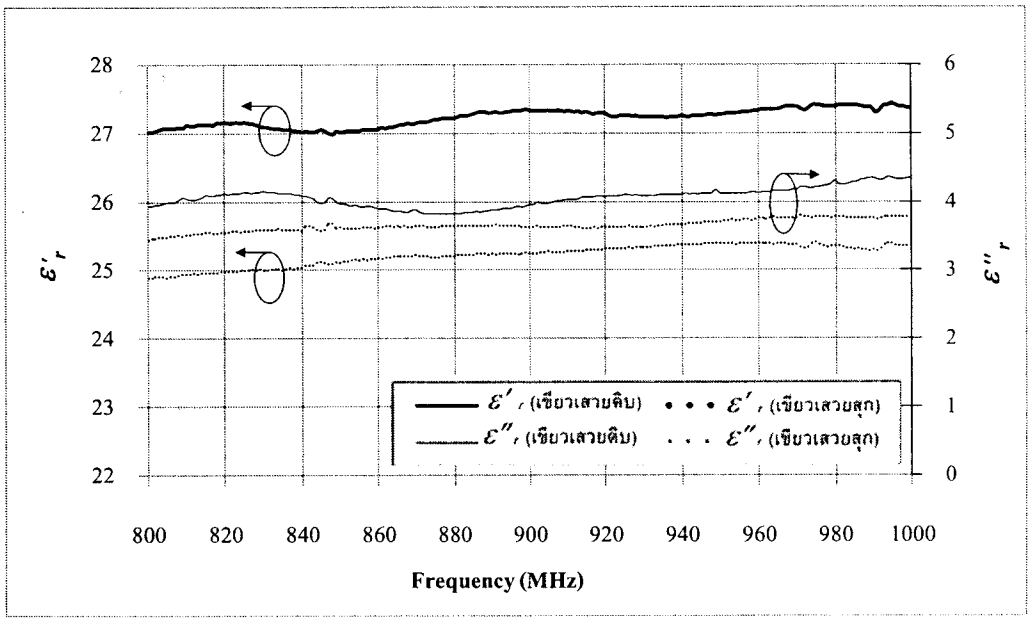


รูปที่ 5 การทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วง

5.1 การทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วง

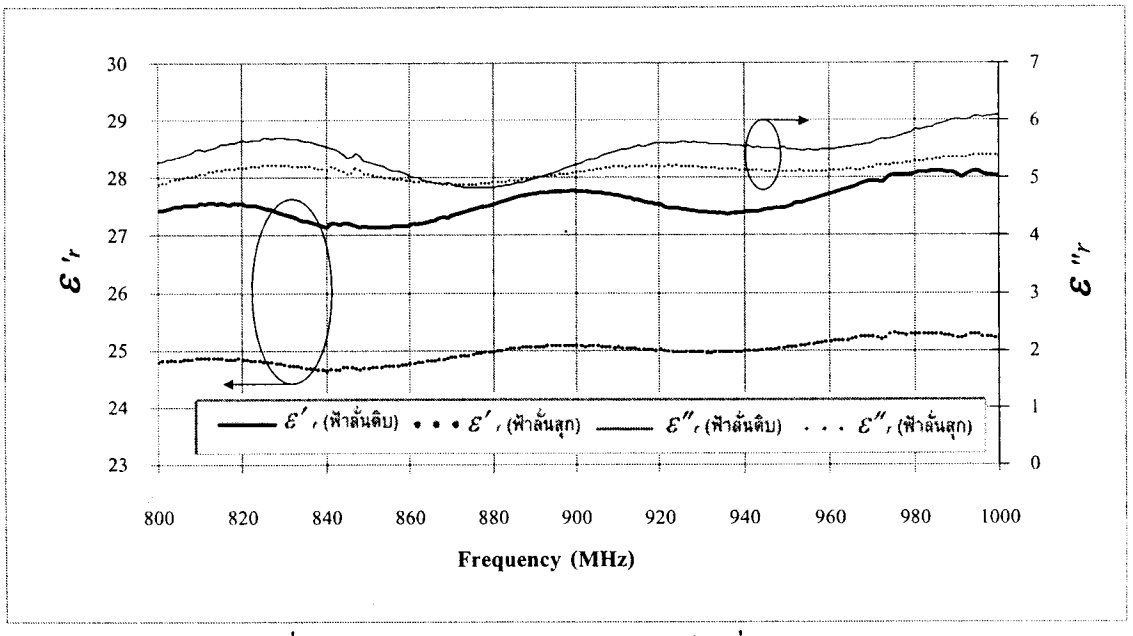
ในการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงนั้นได้ทำการทดสอบมะม่วงทั้งหมด 3 พันธุ์ ได้แก่ มะม่วงพันธุ์เขียวเสวย มะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่นและมะม่วงพันธุ์เดือนเก้า โดยในการทดสอบได้เลือกใช้ความดิบและความสุกของมะม่วงมาเปรียบเทียบแทนความแตกต่างของรสชาติ

(1) มะม่วงพันธุ์เขียวเสวย จากการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ในย่านความถี่ ตั้งแต่ 800 – 1,000 MHz พบว่าค่า ε'_r และ ε''_r จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่โดยที่ค่าเฉลี่ยของ ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงพันธุ์เขียวเสวยดิบเท่ากับ 27.25 และ 4.09 ตามลำดับ และค่าเฉลี่ยของ ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงพันธุ์เขียวเสวยสุกเท่ากับ 25.32 และ 3.63 ตามลำดับ สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε'_r และ ε''_r กับความถี่ แสดงได้ดังรูปที่ 6 และเมื่อหาค่าความแตกต่างของค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงพันธุ์เขียวเสวยดิบและสุกที่ความถี่กลาง 922.5 MHz จะได้เท่ากับ 1.93 และ 0.46 ตามลำดับ



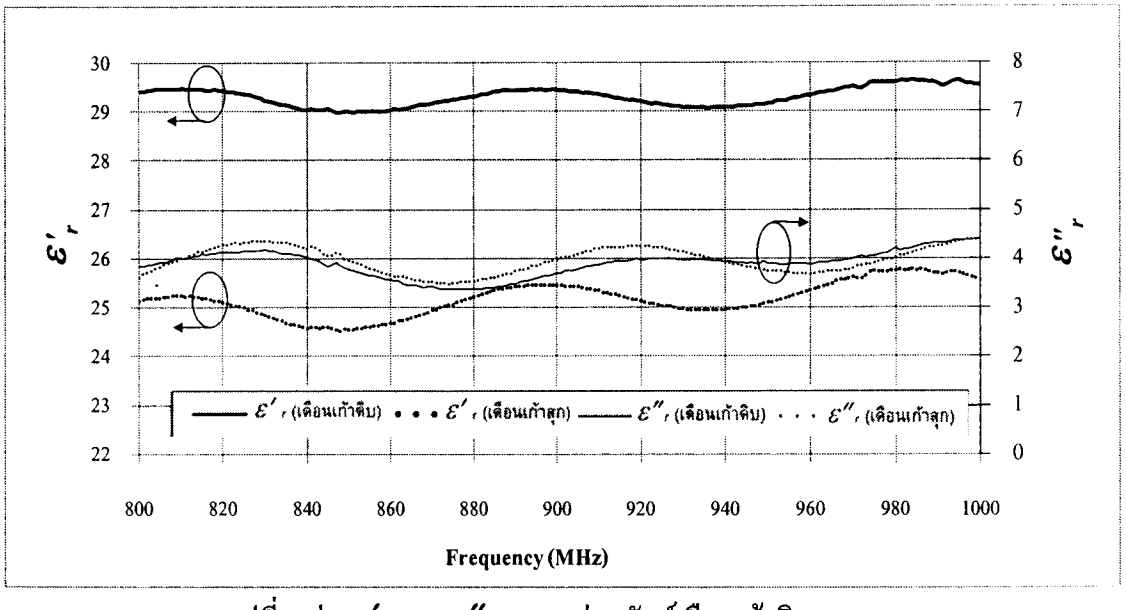
รูปที่ 6 ค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงพันธุ์เขียวเสวยดิบและสุก

(2) มะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่น จากการทดสอบได้ค่า ε'_r และ ε''_r ที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ตั้งแต่ 800 – 1000 MHz พบว่าค่าเฉลี่ยของ ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่นดิบเท่ากับ 27.47 และ 5.61 ตามลำดับ และค่าเฉลี่ยของ ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่นสุกเท่ากับ 24.98 และ 5.20 ตามลำดับ สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε'_r และ ε''_r กับความถี่ แสดงได้ดังรูปที่ 7 และเมื่อหาค่าความแตกต่างของค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่นดิบและสุกที่ความถี่กลาง 922.5 MHz จะได้เท่ากับ 2.49 และ 0.41 ตามลำดับ



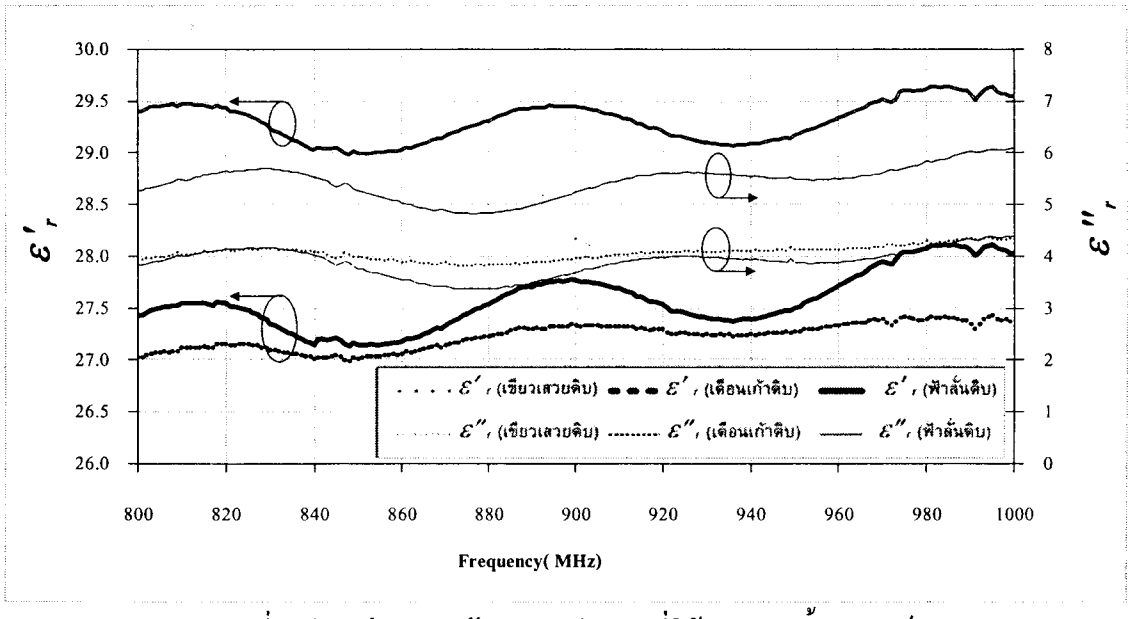
รูปที่ 7 ค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่นดิบและสุก

(3) มะม่วงพันธุ์เดือนเก้า จากการทดสอบได้ค่า ε'_r และ ε''_r ที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ตั้งแต่ 800 – 1000 MHz พบว่าค่าเฉลี่ยของ ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงพันธุ์เดือนเก้าดิบเท่ากับ 29.16และ 4.00 ตามลำดับ และค่าเฉลี่ยของ ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงพันธุ์เดือนเก้าสุกเท่ากับ 25.07และ 4.23 ตามลำดับ สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε'_r และ ε''_r กับความถี่ แสดงได้ดังรูปที่ 8 และเมื่อหาค่าความแตกต่างของค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงพันธุ์เดือนเก้าดิบและสุกที่ความถี่กลาง 922.5 MHz จะได้เท่ากับ 4.09 และ 0.23 ตามลำดับ

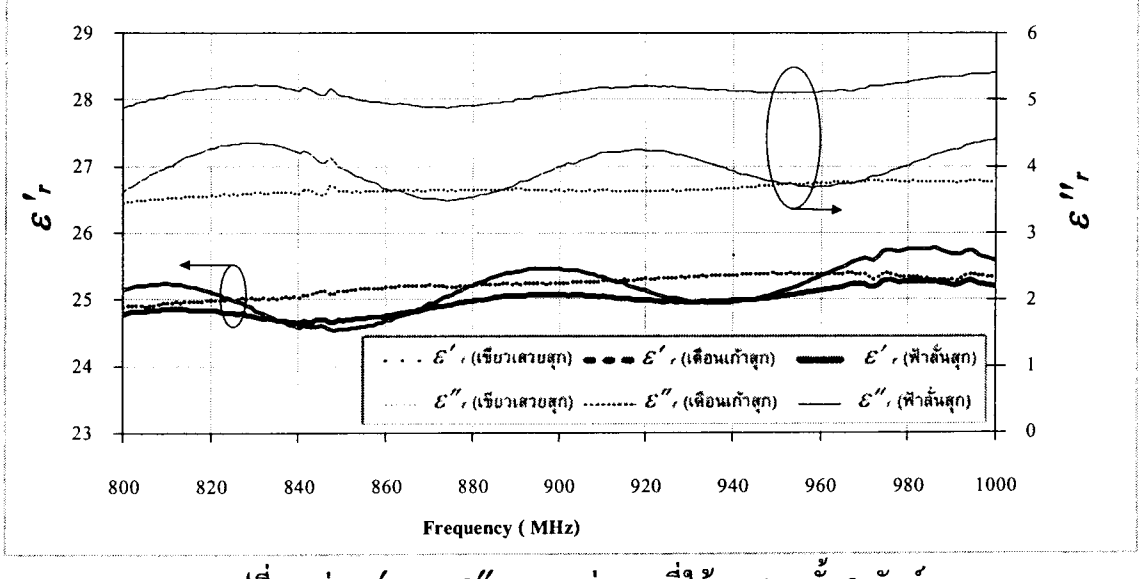


รูปที่ 8 ค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงพันธุ์เดือนเก้าดิบและสุก

เมื่อนำผลการทดสอบมะม่วงที่ดิบทั้ง 3 พันธุ์ มาทำการเปรียบเทียบกันดังแสดงในรูปที่ 9 ซึ่งพบว่า มะม่วงพันธุ์เขียวเสวยดิบและมะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่นดิบได้ค่า ε'_r และ ε''_r ที่ใกล้เคียงกัน คือ มีค่า ε'_r อยู่ในช่วง 27-28 และค่า ε''_r มีค่าประมาณ 4 แต่ค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงพันธุ์เดือนเก้าดิบมีค่าแตกต่างจากทั้งสองพันธุ์ข้างต้น คือ มีค่า ε'_r อยู่ในช่วง 29-29.5 และค่า ε''_r มีค่าอยู่ในช่วง 3.2-4.2 ซึ่งเป็นผลมาจากรสชาติของมะม่วงที่แตกต่างกันของแต่ละพันธุ์ และเมื่อนำผลการทดสอบมะม่วงที่สุกซึ่งจะมีรสชาติที่คล้ายกันมาทำการเปรียบเทียบดังแสดงในรูปที่ 10 พบว่า ค่า ε'_r ของมะม่วงสุกทั้ง 3 พันธุ์ มีค่าใกล้เคียงกัน แต่มะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่นจะมีค่า ε''_r แตกต่างจากทั้งสองพันธุ์



รูปที่ 9 ค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงดิบที่ใช้ทดสอบทั้ง 3 พันธุ์



รูปที่ 10 ค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงสุกที่ใช้ทดสอบทั้ง 3 พันธุ์

เมื่อพิจารณาผลการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงและนำผลมาทำการเปรียบเทียบกับรสชาติของมะม่วง ซึ่งสรุปได้ดังแสดงในตารางที่ 1 คือ มะม่วงพันธุ์เขียวเสวยและมะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่นจะมีรสชาติคล้ายๆ กัน ซึ่งได้ค่า ε'_r ที่ใกล้เคียงกันทั้งตอนดิบและสุกแต่เมื่อพิจารณาค่า ε''_r พบว่ามีค่าที่ต่างกันทำให้แยกแยะพันธุ์ของมะม่วงได้ สำหรับมะม่วงพันธุ์เดือนเก้าดิบจะมีรสชาติเปรี้ยวมากที่สุด จะได้ค่า ε'_r ที่ต่างไป อย่างไรก็ตามเมื่อมะม่วงเดือนเก้าสุกจะมีรสชาติที่เปรี้ยวน้อยลงส่งผลให้ค่า ε'_r ตอนสุกมีค่าใกล้เคียงกับมะม่วงอีกสองพันธุ์ ดังนั้นจึงแสดงได้ว่าค่า ε'_r สามารถใช้คัดแยกรสชาติของมะม่วงได้ นอกจากนี้ค่าความแตกต่างของ ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงดิบและสุกแต่ละพันธุ์จะถูกนำไปใช้ในการพิจารณาถึงความเป็นไปได้ในการออกแบบแท็กให้เหมาะสมกับมะม่วงดิบและสุก กล่าวคือ ถ้าความแตกต่างของค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงดิบและสุกมีค่าน้อยเกินไปอาจจะส่งผลให้ไม่สามารถออกแบบแท็กเพื่อแยกแยะความแตกต่างของมะม่วงดิบและสุกได้ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อนำผลการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r มาทำการเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่มีมาก่อน [15] พบว่าค่า ε'_r ที่ได้มีแนวโน้มเดียวกัน แต่แนวโน้มของค่า ε''_r ยังคงมีค่าที่ต่างกัน

ตารางที่ 1 สรุปผลการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r และระดับความเปรี้ยวของมะม่วงดิบและสุกทั้ง 3 พันธุ์

พันธุ์มะม่วง	ฟ้าลั่น	เขียวเสวย	เดือนเก้า
ระดับความเปรี้ยวตอนดิบ	น้อยที่สุด	ปานกลาง	มากที่สุด
ε'_r, ε''_r (ดิบ)	27.47, 5.61	27.25, 4.09	29.16, 4.00
ε'_r, ε''_r (สุก)	24.98, 5.20	25.32, 3.63	25.07, 4.23
ε'_r (ดิบ)- ε'_r (สุก)	2.49	1.93	4.09
ε''_r (ดิบ)- ε''_r (สุก)	0.41	0.46	-0.23

5.2 การทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของสารจำลอง

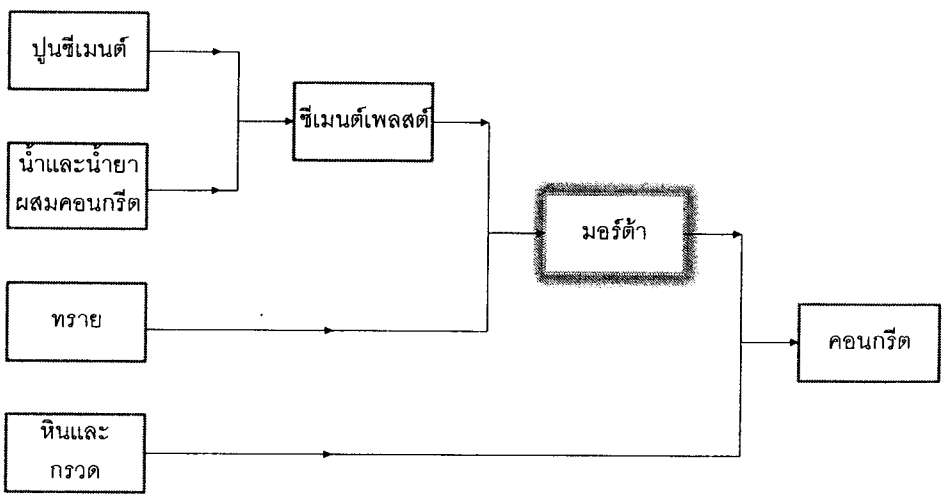
เนื่องจากผลมะม่วงที่นำมาทดสอบนั้นมีความโค้ง ไม่สะดวกต่อการทดสอบ ดังนั้นจึงมีแนวความคิดสร้างสารจำลองของมะม่วง ซึ่งสร้างให้มีลักษณะเป็นผิวเรียบเพื่อให้สะดวกต่อการทดสอบทฤษฎีของ RFID Sensor ที่ได้เสนอไว้ตั้งแต่เริ่มต้นงานวิจัยนี้ โดยได้สร้างสารจำลองของมะม่วงทั้งหมด 2 ชนิด คือ (1) ผงวุ้นวิทยาศาสตร์ผสมน้ำและใส่เนื้อมะม่วงปั่นละเอียดและ (2) ผงวุ้นวิทยาศาสตร์ผสมน้ำและใส่เปลือกมะม่วงปั่นละเอียด แสดงดังตารางที่ 2 ที่ความถี่ 922.5 MHz ซึ่งจากตารางพบว่า ค่า ε'_r และ ε''_r ของผงวุ้นวิทยาศาสตร์ผสมน้ำและใส่เนื้อมะม่วงปั่นละเอียดกับใส่เปลือกมะม่วงปั่นละเอียด มีค่าใกล้เคียงกัน และเมื่อนำค่า ε'_r ของสารจำลองมะม่วงทั้งสองมาเปรียบเทียบกับค่า ε'_r ของผงวุ้นวิทยาศาสตร์ผสมน้ำ พบว่า ค่า ε'_r มีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าค่า ε'_r ของสารจำลองของ

มะม่วงที่ทดสอบมาได้นั้นส่วนใหญ่มาจากผงวุ้นวิทยาศาสตร์ผสมน้ำและเมื่อนำค่า ε'_r จากงานวิจัยที่มีมาก่อน [6] มาทำการเปรียบเทียบกับค่า ε'_r ที่ได้จากการทดสอบของสารจำลองมะม่วง พบว่ามีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นแนวความคิดที่จะสร้างสารจำลองของมะม่วงโดยใช้เทคนิคดังกล่าวมาทดสอบแทนมะม่วงจริงนั้น จึงไม่สามารถนำมาใช้งานได้

ตารางที่ 2 ผลการทดสอบหาค่า ε'_r และ ε''_r ของสารจำลองของมะม่วงที่ความถี่ 922.5 MHz

วัสดุ	ε'_r	ε''_r
ผงวุ้นผสมน้ำและใส่เนื้อมะม่วงปั่นละเอียด	57.32	5.04
ผงวุ้นผสมน้ำและใส่เปลือกมะม่วงปั่นละเอียด	53.11	5.82
ผงวุ้นผสมน้ำ	62.66	1.51

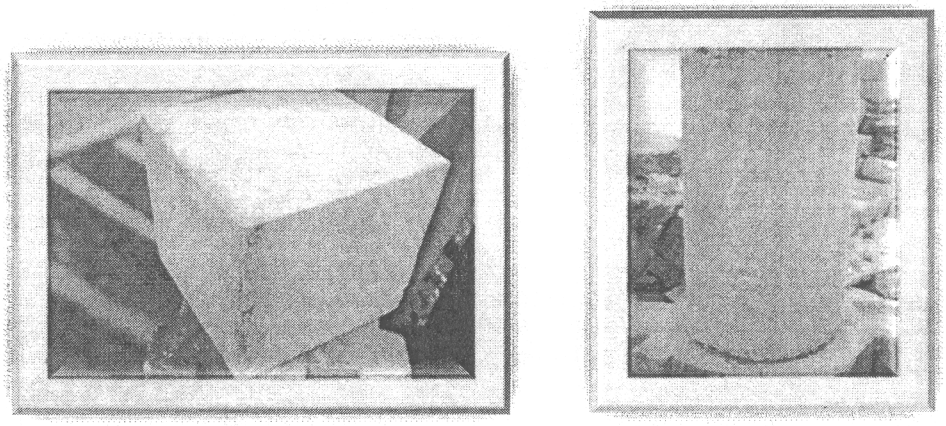
ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าการนำแท็กไปติดตั้งบนผลมะม่วงซึ่งมีลักษณะของผิวที่โค้ง ทำให้ติดตั้งยาก และส่งผลให้เกิดความไม่แน่นอนของระยะทางในการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก ดังนั้นในขั้นแรกเพื่อเป็นการทดสอบทฤษฎีของ RFID Sensor ที่ได้นำเสนอไว้ตั้งแต่เริ่มต้นงานวิจัยนี้จึงได้ทำการศึกษาผลกระทบของการติดตั้งแท็กบนวัสดุที่มีผิวเรียบก่อน ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาการใช้งานแท็กร่วมกับคอนกรีต ซึ่งมีองค์ประกอบต่างๆ คือ ปูนซีเมนต์ น้ำและน้ำยาผสมคอนกรีต ทราย หินและกรวด ดังแสดงในรูปที่ 11 [16] สำหรับขั้นตอนการผสมคอนกรีตคือ ขั้นแรกผสมปูนซีเมนต์กับน้ำและน้ำยาผสมคอนกรีตจะได้เป็นซีเมนต์เพลสต์ จากนั้นนำซีเมนต์เพลสต์มาผสมกับทรายจะได้เป็นมอร์ต้าและสุดท้ายนำมอร์ต้าที่ได้มาผสมกับหินและกรวดจะได้ออกมาเป็นคอนกรีต



รูปที่ 11 องค์ประกอบต่างๆ ของคอนกรีต [16]

สำหรับคอนกรีตที่นำมาใช้ในการทดสอบแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ คือ แบบทรงลูกบาศก์และแบบทรงกระบอก ดังแสดงในรูปที่ 12 คอนกรีตในรูปที่ 12(ก) มีขนาดเท่ากับ 15 cm × 15 cm × 15 cm

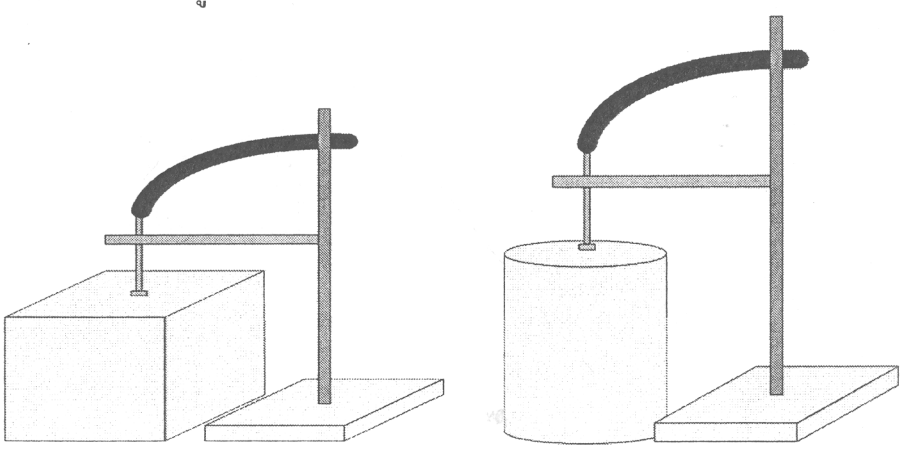
ส่วนในรูปที่ 12(ข) มีเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 15 cm และสูงเท่ากับ 30 cm สำหรับอัตราส่วนผสม คือ ซีเมนต์เพลสต์ 1 ส่วน ทรายหยาบ 2 ส่วน หิน 4 ส่วน



(ก) ทรงลูกบาศก์ (ข) ทรงกระบอก

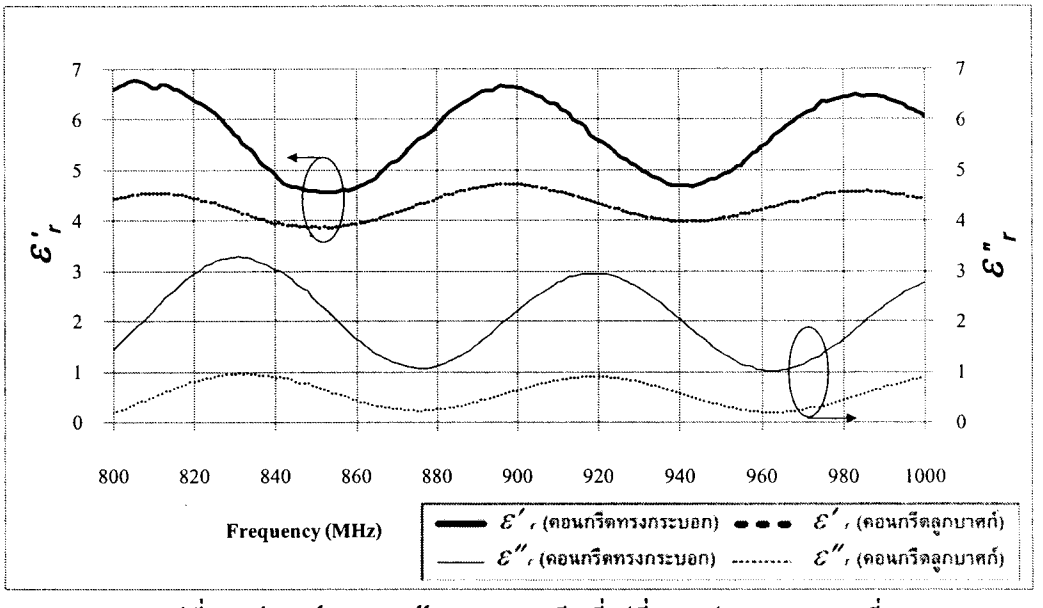
รูปที่ 12 รูปร่างของคอนกรีตที่ใช้ในการทดสอบ

สำหรับการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของคอนกรีตได้ทำการติดตั้งอุปกรณ์ในการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 13 ซึ่งจากรูปจะสังเกตเห็นว่าได้ทำการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของคอนกรีตทั้งสองรูปร่างบนด้านที่มีผิวเรียบที่จุดศูนย์กลางของคอนกรีตที่นำมาทดสอบ ผลการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของคอนกรีตแสดงดังรูปที่ 14 พบว่า ค่า ε'_r และ ε''_r ของคอนกรีตทั้งสองรูปร่างให้ค่าที่แตกต่างกันค่อนข้างมากโดยมีค่า ε'_r และ ε''_r ที่ต่างกันมากที่สุดมีค่าประมาณ 2.93 และ 3.11 ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถสรุปได้ว่าค่า ε'_r และ ε''_r ที่แตกต่างกันนั้นน่าจะเกิดมาจากความแตกต่างกันของโครงสร้างภายในของคอนกรีตในแต่ละรูปร่าง



(ก) ทรงลูกบาศก์ (ข) ทรงกระบอก

รูปที่ 13 การทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของคอนกรีตทั้งสองรูปร่าง

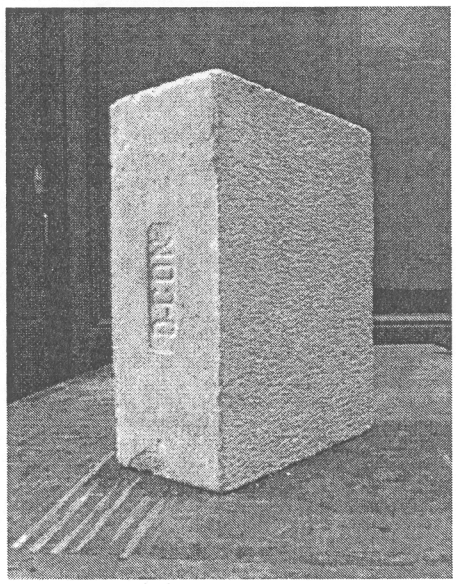


รูปที่ 14 ค่า ε'_r และ ε''_r ของคอนกรีตที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่

จากผลการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของคอนกรีตทรงลูกบาศก์และทรงกระบอกที่แตกต่างกัน โดยน่าจะเป็นผลมาจากโครงสร้างภายใน ที่ประกอบไปด้วยส่วนผสมต่างๆ ที่มีความซับซ้อนและไม่เป็นเนื้อเดียวกัน ยากต่อการควบคุมลักษณะทางกายภาพของคอนกรีตที่จะนำมาทำการทดสอบให้เหมือนกัน ดังนั้นจึงทำให้คอนกรีตไม่เหมาะสมที่จะนำมาทดสอบหาค่า ε'_r และ ε''_r

เนื่องจากคอนกรีตนั้นมีโครงสร้างภายในที่ค่อนข้างซับซ้อน ดังนั้นจึงมีแนวคิดที่จะเลือกใช้มอร์ต้ามาทำการทดสอบหาค่า ε'_r และ ε''_r แทนคอนกรีต ซึ่งส่วนผสมของมอร์ต้าจะประกอบด้วยซีเมนซ์เพลสต์ผสมกับทรายเท่านั้น ทำให้มีความซับซ้อนของโครงสร้างน้อยกว่าคอนกรีต อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติสำหรับการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของมอร์ต้า จำเป็นจะต้องสร้างมอร์ต้าขึ้นมาใช้ในการทดสอบซึ่งยังคงต้องอาศัยความชำนาญในการสร้าง ดังนั้นจึงเลือกวัสดุที่จะนำมาทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r เป็นอิฐมวลเบาซึ่งลักษณะของโครงสร้างมีความเป็นเนื้อเดียวกันและมีขายสำเร็จรูป ซึ่งจะทำให้การทดสอบทฤษฎี RFID Sensor สะดวกมากขึ้น หลังจากได้ทำการทดสอบทฤษฎี RFID Sensor ว่าสามารถใช้งานได้จริงแล้วจะได้มีการประยุกต์ทฤษฎีนี้กับผลิตผลทางการเกษตรที่สนใจต่อไป

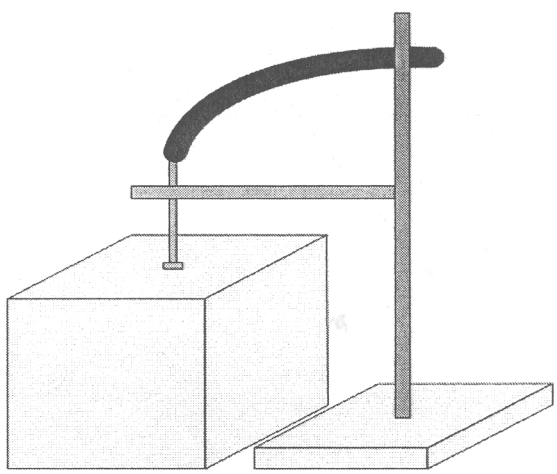
6. ศึกษาและทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบา



รูปที่ 15 อิฐมวลเบา

การทดสอบหาค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบา ดังแสดงในรูปที่ 15 มีขนาดเท่ากับ 20 cm × 15 cm × 7.5 cm ซึ่งการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 16 โดยใช้อุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้

1. เครื่องคอมพิวเตอร์ จำนวน 1 เครื่อง
2. สายโคแอคเชียล จำนวน 1 เส้น
3. เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย จำนวน 1 เครื่อง
4. โพรบสำหรับวัดค่า ε'_r และ ε''_r จำนวน 1 ตัว
5. อิฐมวลเบา จำนวน 16 ก้อน



รูปที่ 16 การทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบา

สำหรับการทดสอบเพื่อหาค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบา ได้แบ่งการทดสอบออกเป็น 2 สถานะ คือ ทดสอบหาค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบาแบบแห้งและทดสอบหาค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบาแบบเปียก

6.1 การทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบาแบบแห้ง

การทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบาแบบแห้งที่มีขนาดเท่ากับ 20 cm × 15 cm × 7.5 cm ในการทดสอบใช้อิฐมวลเบาแบบแห้งทั้งหมดจำนวน 4 ก้อน ผลการทดลองค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบาแบบแห้ง แสดงดังรูปที่ 17 ในช่วงความถี่ 800 - 1000 MHz และค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบาแบบแห้งที่ความถี่ 922.5 MHz แสดงดังตารางที่ 3

6.2 การทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบาแบบเปียก

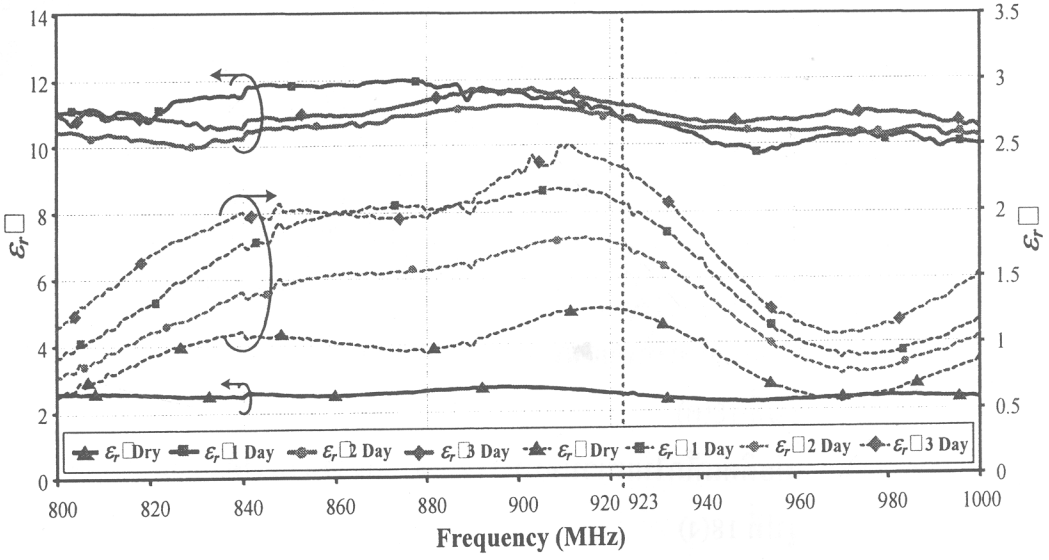
การทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบาแบบเปียกที่มีขนาดเท่ากับ 20 cm × 15 cm × 7.5 cm ในการทดสอบใช้อิฐมวลเบาแบบเปียกทั้งหมดจำนวน 12 ก้อน ในการหาค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบาแบบเปียก สามารถแยกย่อยเป็น 3 กลุ่มคือ

กลุ่มที่ 1 อิฐมวลเบาแช่น้ำนานเป็นระยะเวลา 1 วัน จำนวน 4 ก้อน

กลุ่มที่ 2 อิฐมวลเบาแช่น้ำนานเป็นระยะเวลา 2 วัน จำนวน 4 ก้อน

กลุ่มที่ 3 อิฐมวลเบาแช่น้ำนานเป็นระยะเวลา 3 วัน จำนวน 4 ก้อน

อย่างไรก็ตามก่อนทำการทดสอบอิฐมวลเบาแบบเปียก ต้องนำอิฐมวลเบาขึ้นจากน้ำแล้วตั้งทิ้งไว้ให้น้ำที่ผิวด้านนอกระเหยเป็นเวลา 3 ชั่วโมง ก่อนนำมาทำการทดสอบหาค่า ε'_r และ ε''_r เพื่อป้องกันไม่ให้โพรบวัดค่าผิดพลาดซึ่งเกิดจากค่า ε'_r และ ε''_r ของน้ำ ซึ่งผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 17 และค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบาแบบเปียกทั้งสามกลุ่มที่ความถี่ 922.5 MHz แสดงดังตารางที่ 3



รูปที่ 17 ค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบาแบบต่างๆ

จากผลการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบา ในช่วงความถี่ 800 - 1000 MHz พบว่าค่า ε'_r ของอิฐมวลเบาแบบแห้งมีค่าที่ใกล้เคียงกัน และที่ความถี่ 922.5 MHz มีค่าเท่ากับ 2.47 สำหรับค่า ε'_r ของอิฐมวลเบาแบบเปียกทั้งสามกลุ่ม มีแนวโน้มในลักษณะเดียวกัน และที่ความถี่ 922.5 MHz มีค่าประมาณ 11.0 สำหรับค่า ε''_r ของอิฐมวลเบาแบบเปียกทั้งสามกลุ่มพบว่ามีแนวโน้มในลักษณะเดียวกันและที่ความถี่ 922.5 MHz มีค่าประมาณ 2.0

ตารางที่ 3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของอิฐมวลเบาแบบต่างๆ ที่ความถี่ 922.5 MHz

สถานะของอิฐมวลเบา	ε'_r	ε''_r
อิฐมวลเบาแบบแห้ง	3.70	1.08
อิฐมวลเบาแบบเปียก (1 วัน)	10.79	2.06
อิฐมวลเบาแบบเปียก (2 วัน)	10.81	1.74
อิฐมวลเบาแบบเปียก (3 วัน)	11.22	2.32

จากตารางที่ 3 ได้ทำการเลือกค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบา มา 2 สถานะ คือ 1) สถานะแห้ง ซึ่งมีค่า ε'_r และ ε''_r ที่ความถี่ 922.5 MHz เท่ากับ 3.7 และ 1.08 ตามลำดับ และ 2) สถานะเปียก (3 วัน) ซึ่งมีค่า ε'_r และ ε''_r ที่ความถี่ 922.5 MHz เท่ากับ 11.22 และ 2.32 ตามลำดับ จากนั้นนำค่า ε'_r และ ε''_r ทั้งสองสถานะมาใช้ในการจำลองผลร่วมกับแท็ก ซึ่งรายละเอียดจะแสดงในหัวข้อถัดไป

7. ศึกษาผลกระทบของคุณลักษณะของแท็กเมื่อติดตั้งบนอิฐมวลเบา

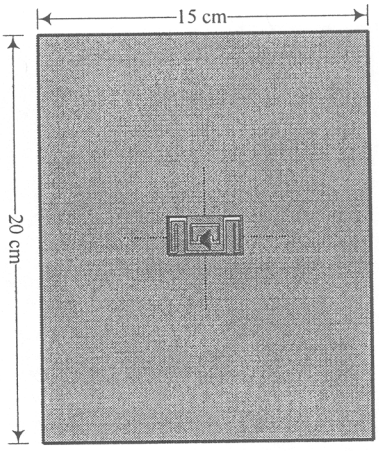
ในขั้นแรกได้ทำการศึกษาโดยได้จำลองแท็กติดบนอิฐมวลเบาซึ่งมีค่า ε'_r และ ε''_r ตามที่ได้เลือกไว้ในหัวข้อที่ผ่านมา ในการศึกษาถึงผลกระทบของคุณลักษณะของแท็กเมื่อติดบนอิฐมวลเบาได้ทำการพิจารณาโดยแบ่งออกเป็นกรณีต่างๆ ดังนี้ คือ

กรณีที่ 1 เมื่อติดแท็กในแนวนอนตรงกลางของอิฐมวลเบา แสดงดังรูปที่ 18(ก)

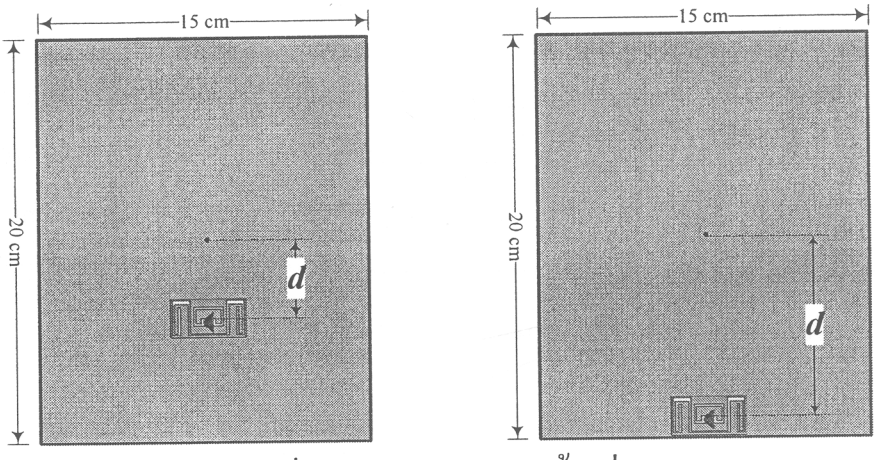
กรณีที่ 2 เมื่อติดแท็กในแนวนอนห่างจากตรงกลางมาทางด้านล่างของอิฐมวลเบา แสดงดังรูปที่ 18(ข)

กรณีที่ 3 เมื่อติดแท็กในแนวนอนห่างจากตรงกลางมาทางด้านขวาของอิฐมวลเบา แสดงดังรูปที่ 18(ค)

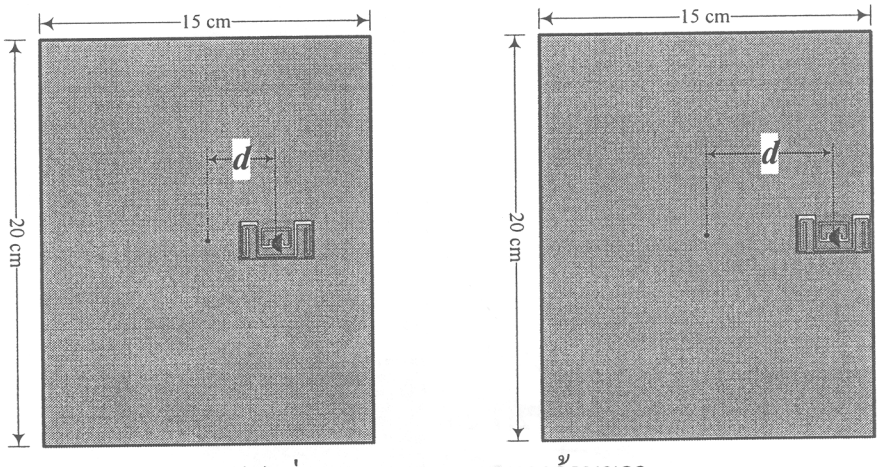
กรณีที่ 4 เมื่อติดแท็กในแนวนอนห่างจากตรงกลางมาทางด้านบนของอิฐมวลเบา แสดงดังรูปที่ 18(ง)



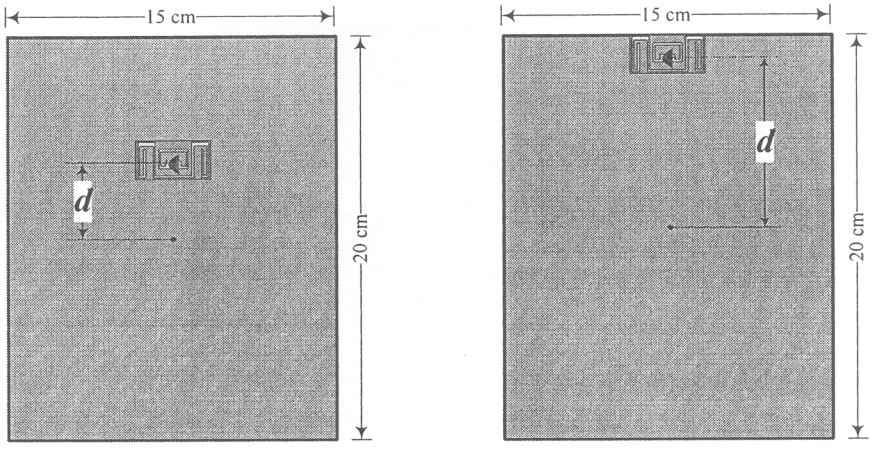
(ก) ตรงกลาง



(ข) ห่างจากตรงกลางมาทางด้านล่าง



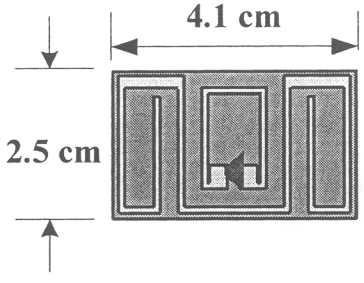
(ค) ห่างจากตรงกลางมาทางด้านขวา



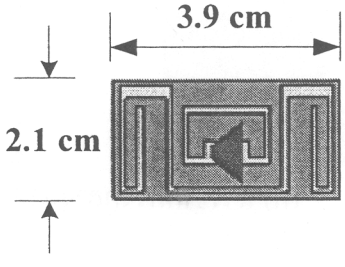
(ง) ห่างจากตรงกลางมาทางด้านบน

รูปที่ 18 ลักษณะการติดแท็กบนอิฐมวลเบา

อย่างไรก็ตามก่อนทำการวิเคราะห์ถึงผลกระทบของการติดแท็กบนอิฐมวลเบาที่ตำแหน่งต่างๆ ได้ทำการปรับโครงสร้างของแท็กเมื่อติดตรงกลางของอิฐมวลเบาให้มีคุณลักษณะที่ดีที่สุดสำหรับสถานะแห้งและได้แท็กที่มีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 19(ก) มีขนาดเท่ากับ 4.1 cm × 2.5 cm × 0.08 cm จากนั้นปรับโครงสร้างของแท็กอีกครั้งเพื่อให้มีคุณลักษณะที่ดีที่สุดสำหรับสถานะเปียกและได้แท็กที่มีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 19(ข) มีขนาดเท่ากับ 3.9 cm × 2.1 cm × 0.08 cm



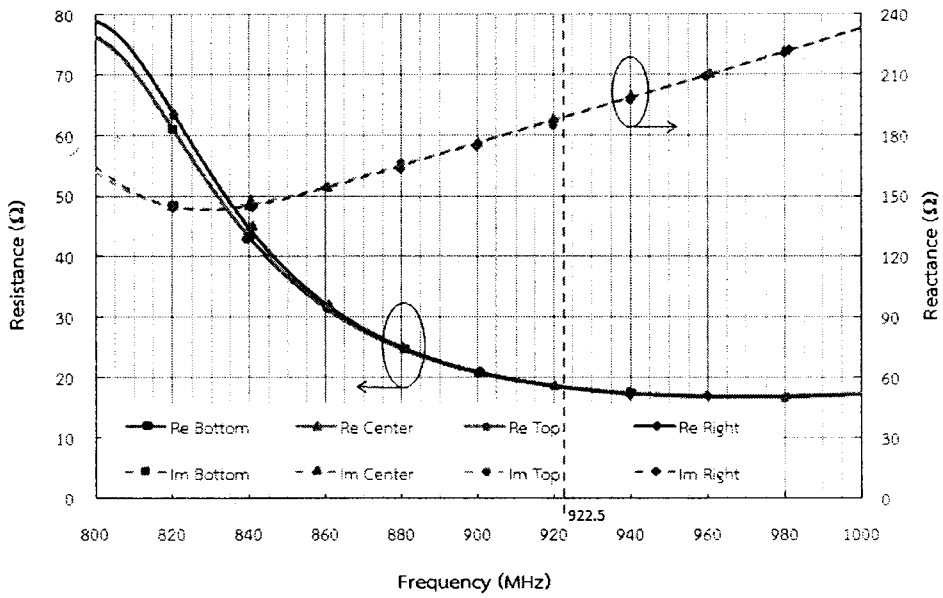
(ก)



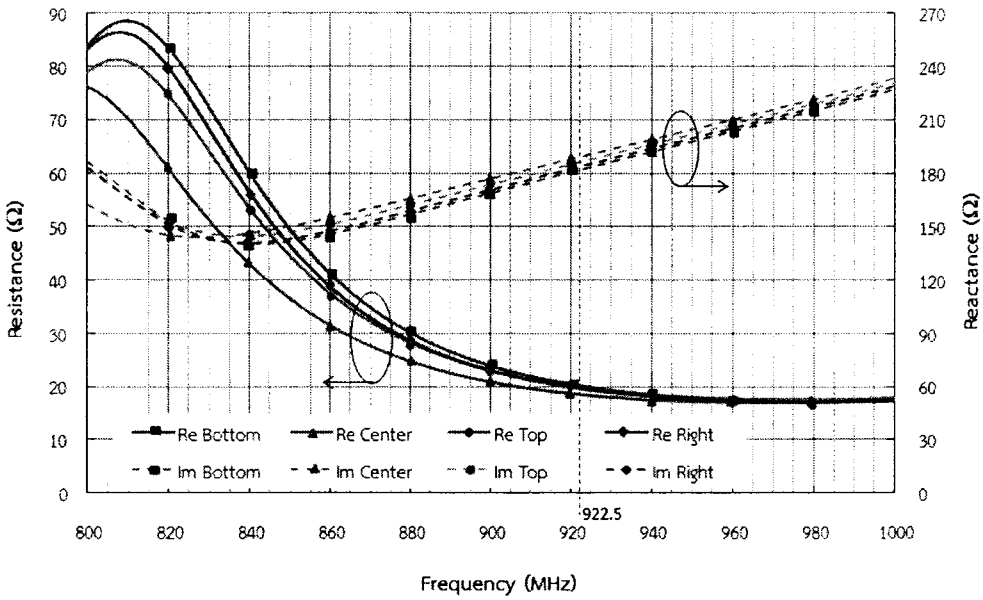
(ข)

รูปที่ 19 โครงสร้างสายอากาศแท็ก

สำหรับกรณีที่ 2 3 และ 4 จะแบ่งย่อยออกเป็น 2 ระยะห่าง d คือ ห่างจากตรงกลางของอิฐมวลเบาเท่ากับ 4 cm และชิดขอบของอิฐมวลเบา ผลการจำลองในกรณีที่แท็กติดบนอิฐมวลเบาแบบแห้งที่ตำแหน่งตรงกลางและห่างจากตำแหน่งตรงกลางเท่ากับ 4 cm แสดงดังรูปที่ 20 พบว่า ค่าอิมพีแดนซ์ของแท็กที่ความถี่ 922.5 MHz มีความใกล้เคียงกันมาก ซึ่งทำให้ทราบได้ว่าในบริเวณที่ห่างจากตำแหน่งตรงกลางถึงระยะ 4 cm สามารถติดแท็กบนอิฐมวลเบาได้โดยที่ไม่ส่งผลต่อคุณลักษณะของแท็กมากนัก

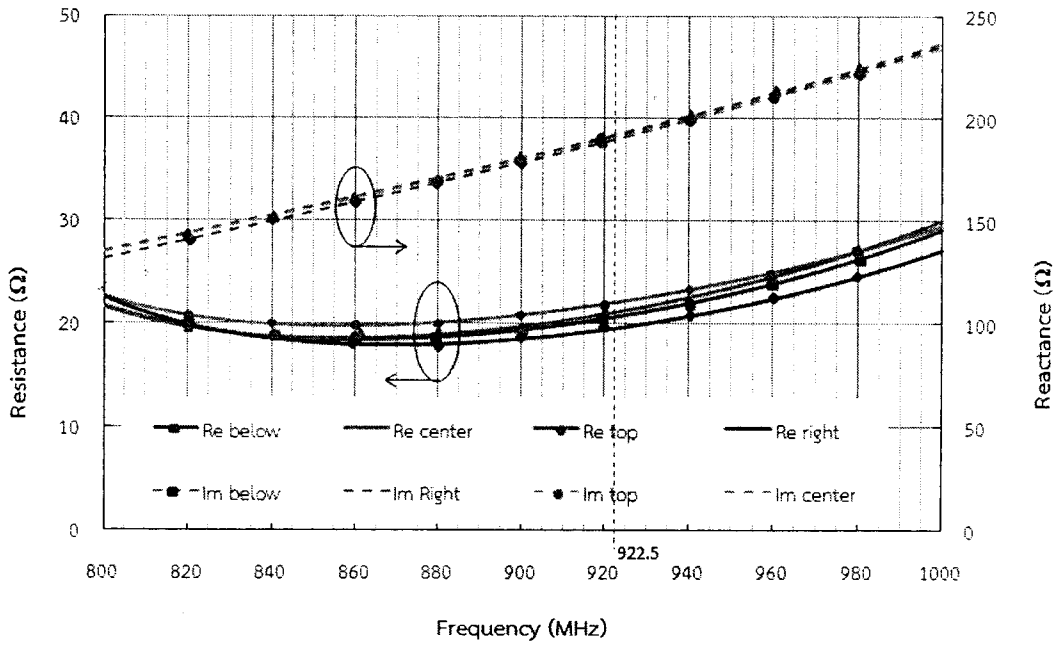


รูปที่ 20 อิมพีแดนซ์ของแท็กเมื่อติดบนอิฐมวลเบาแบบแห้งที่ตำแหน่งตรงกลางและห่างจากตำแหน่งตรงกลาง d เท่ากับ 4 cm

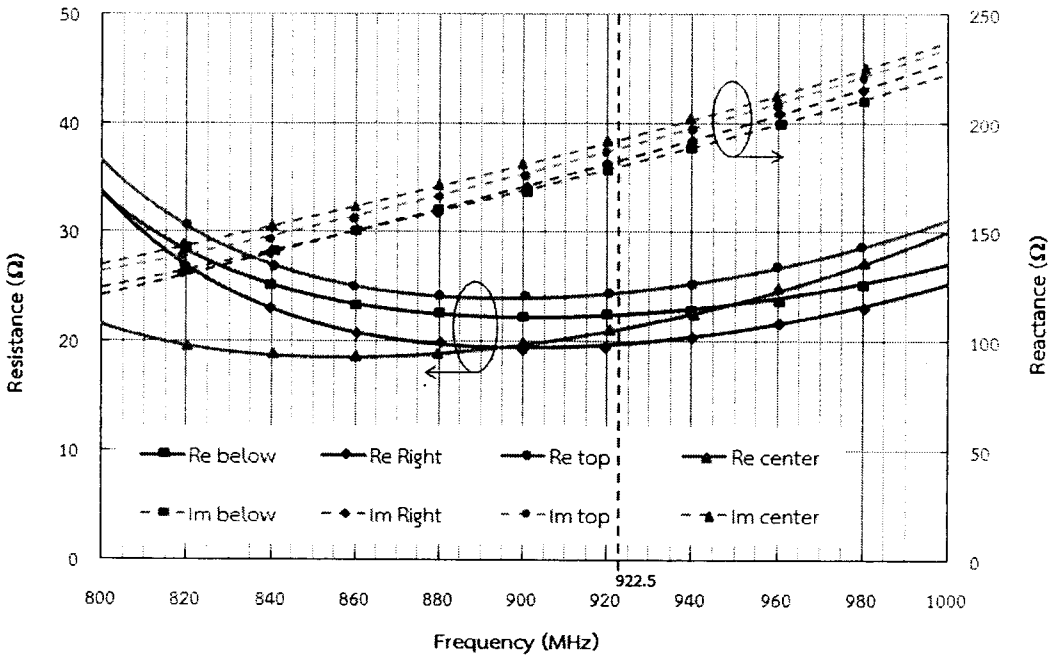


รูปที่ 21 อิมพีแดนซ์ของแท็กเมื่อติดบนอิฐมวลเบาแบบแห้งที่ตำแหน่งตรงกลางและชิดขอบของอิฐมวลเบาด้านล่าง ด้านขวา และด้านบน โดยที่ d เท่ากับ 8.75 cm 5.45 cm และ 8.75 cm ตามลำดับ

จากรูปที่ 21 เมื่อติดแท็กบนอิฐมวลเบาแบบแห้งที่ตำแหน่งตรงกลางและชิดขอบของอิฐมวลเบา เมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ 922.5 MHz พบว่า ค่าความต้านทานยังคงมีค่าที่ใกล้เคียงกันมาก สำหรับค่ารีแอกแตนซ์มีค่าที่ใกล้เคียงกันแต่เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่แท็กติดบนอิฐมวลเบาแบบแห้งห่างจากตรงกลางเท่ากับ 4 cm จะมีค่าที่ต่างกันมากกว่า



รูปที่ 22 อิมพีแดนซ์ของแท็กเมื่อติดบนอิฐมวลเบาแบบเปียกที่ตำแหน่งตรงกลางและห่างจากตำแหน่งตรงกลางเท่ากับ 4 cm



รูปที่ 23 อิมพีแดนซ์ของแท็กเมื่อติดบนอิฐมวลเบาแบบเปียกที่ตำแหน่งตรงกลางและชิดขอบของอิฐมวลเบาด้านล่าง ด้านขวา และด้านบน โดยที่ *d* เท่ากับ 8.95 cm 5.55 cm และ 8.95 cm ตามลำดับ

จากรูปที่ 22 เมื่อติดแท็กบนอิฐมวลเบาแบบเปียกที่ตำแหน่งตรงกลางและห่างจากตำแหน่งตรงกลางเท่ากับ 4 cm พบว่าที่ความถี่ 922.5 MHz ค่าความต้านทานของแท็กมีค่าที่แตกต่างกันพอสมควร แต่สำหรับค่ารีแอกแตนซ์ยังคงมีค่าที่ใกล้เคียงกันมาก อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ของแท็กเมื่อติดบนอิฐมวลเบาแบบเปียกที่ตำแหน่งตรงกลางและชิดขอบของอิฐมวลเบาดังแสดงในรูปที่ 23 จะสังเกตเห็นว่าที่ความถี่ 922.5 MHz ค่าอิมพีแดนซ์ที่ตำแหน่งต่างๆ มีค่าที่ต่างกันอย่างเห็นได้ชัด โดยเฉพาะอย่างยิ่งในส่วนของค่าความต้านทานของแท็ก ซึ่งจะส่งผลให้คุณลักษณะของแท็กเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม

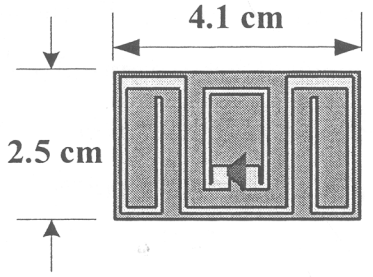
8. ศึกษาผลกระทบต่อคุณลักษณะของแท็กเมื่อนำแท็กติดบนอิฐมวลเบาในกรณีที่อิฐมวลเบาไม่มีการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริก

ในหัวข้อนี้ได้ศึกษาผลกระทบต่อคุณลักษณะของแท็กเมื่อนำแท็กติดบนอิฐมวลเบาแบบแห้งรูปทรงสี่เหลี่ยมขนาด 20 cm × 15 cm × 7.5 cm ดังแสดงในรูปที่ 15 และเพื่อให้เข้าใจหลักการของ RFID Sensor โดยลดความซับซ้อนของปัญหาลง จึงพิจารณาให้อิฐมวลเบาไม่มีการสูญเสียโดยใช้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ε_r) ของอิฐมวลเบาแบบแห้ง ที่ได้จากการทดสอบที่ความถี่ 922.5 MHz มีค่าเท่ากับ 3.7

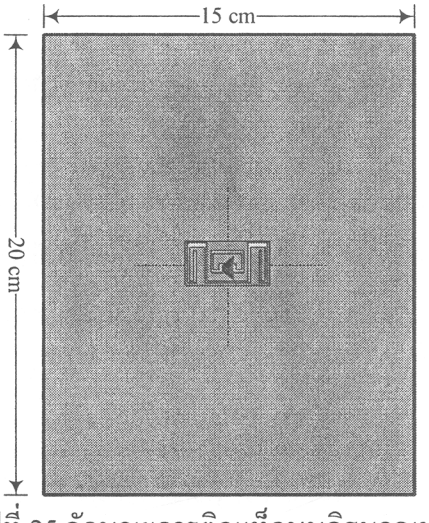
การจำลองผลได้เปลี่ยนแปลงค่า ε_r ตั้งแต่ 3.7 ถึง 11.22 ซึ่งเป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของอิฐมวลเบาแบบแห้งและแบบเปียกตามลำดับ และค่า ε_r ที่เปลี่ยนแปลงแสดงดังตารางที่ 4 และแท็กที่ออกแบบให้เหมาะสมกับอิฐมวลเบาแบบแห้ง ซึ่งเรียกว่า แท็กแบบแห้ง โดยการออกแบบให้แท็กที่ติดบนอิฐมวลเบาแบบแห้งมีค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าเป็นสังยุคกับค่าอิมพีแดนซ์ของ IC Chip ที่นำมาใช้ โครงสร้างของแท็กแบบแห้งแสดงในรูปที่ 24 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ 2.5 cm × 4.1 cm × 0.08 cm และมีคุณลักษณะดังแสดงในตารางที่ 5 ในการจำลองผลได้พิจารณากรณีการติดตั้งแท็กบนอิฐมวลเบาตรงตำแหน่งตรงกลางของอิฐมวลเบาดังแสดงรูปที่ 25

ตารางที่ 4 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ε_r) ของอิฐมวลเบา

	อิฐมวลเบาแบบแห้ง	อิฐมวลเบาแบบต่างๆ							อิฐมวลเบาแบบเปียก
ε_r	3.70	4.64	5.58	6.52	7.46	8.40	9.34	10.28	11.22



รูปที่ 24 โครงสร้างแท็กแบบแห้ง

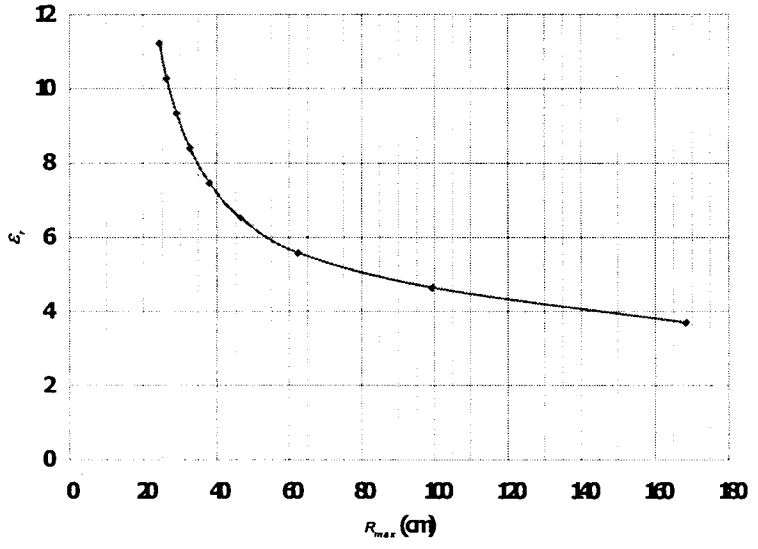


รูปที่ 25 ลักษณะการติดแท็กบนอิฐมวลเบา

ตารางที่ 5 คุณลักษณะของแท็กแบบแห้ง

อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Ω)	อัตราขยาย	สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน
$20 + j189.4$	0.97	99.6 %

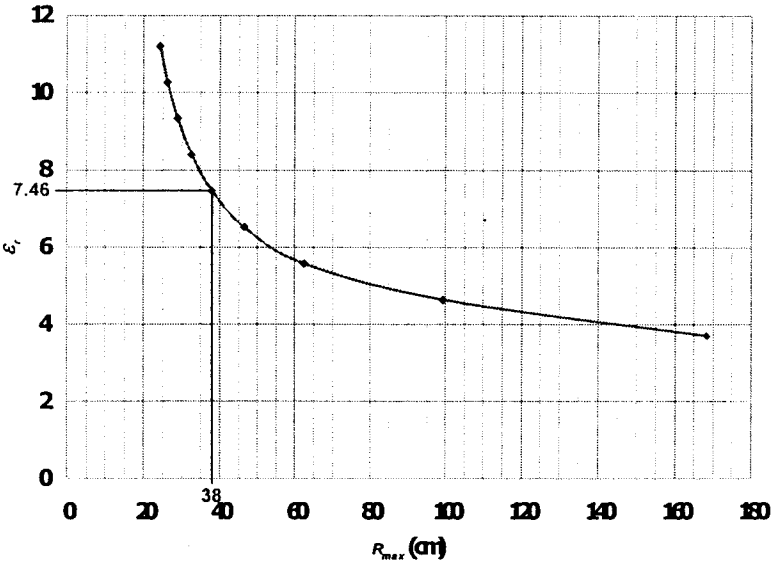
จากผลการจำลองซึ่งทำให้ทราบค่าคุณลักษณะต่างๆ ของแท็ก ดังนั้นสามารถคำนวนหาระยะทาง R_{max} ระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กในกรณีที่แท็กแบบแห้งติดบนอิฐมวลเบาได้ และความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε_r และระยะทาง R_{max} แสดงดังในรูปที่ 26 ซึ่งพบว่า เมื่อค่า ε_r มีค่ามากขึ้นส่งผลให้ระยะทาง R_{max} ลดลง



รูปที่ 26 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε_r กับค่า R_{max}

9. การคำนวนหาค่า ε_r ของอิฐมวลเบา

ในหัวข้อนี้ได้อธิบายถึงตัวอย่างการหาค่า ε_r ของอิฐมวลเบาในกรณีที่ไม่มีการสูญเสียที่เกิดจากสารไดอิเล็กตริก เมื่อพิจารณาจากผลการจำลองแท็กแบบแห้งที่ติดบนอิฐมวลเบา พบว่า ระยะ R_{max} ที่ได้จากการติดแท็กบนอิฐมวลเบาแบบแห้ง (ε_r = 3.70) และแบบเปียก (ε_r = 11.22) มีค่าเท่ากับ 168.3 cm และ 24.3 cm ตามลำดับ สำหรับการหาค่า ε_r ของอิฐมวลเบาที่สนใจ คือ นำค่าระยะทาง R_{max} ที่ได้ไปลากเส้นบนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε_r กับ R_{max} ดังแสดงในรูปที่ 27 ซึ่งพบว่า เมื่อลากเส้น R_{max} เท่ากับ 38 cm ไปตัดเส้นกราฟจากนั้นลากเส้นผ่านจุดตัดกับแกนแนวตั้ง พบว่าตัดแกนแนวตั้ง เท่ากับ 7.46 ดังนั้นค่า ε_r ของอิฐมวลเบาที่สนใจมีค่าเท่ากับ 7.46



รูปที่ 27 การหาค่า ε_r ของอิฐมวลเบาด้วยกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε_r กับค่า R_{max}

10. ศึกษาผลกระทบต่อคุณลักษณะของแท็กเมื่อนำแท็กติดบนอิฐมวลเบา ที่มีค่า ε'_r และ ε''_r แตกต่างกัน

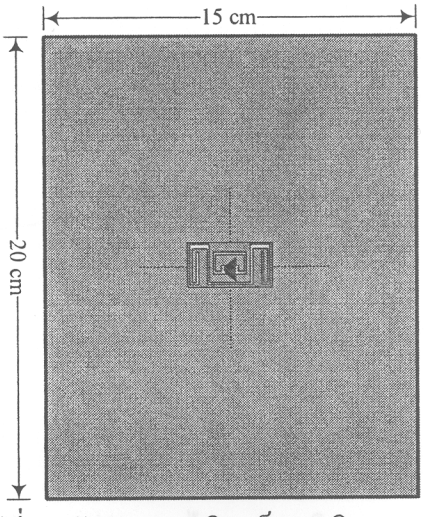
ในทางปฏิบัติไม่สามารถหลีกเลี่ยงการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริกได้ อย่างไรก็ตามสามารถใช้หลักการเดิมสำหรับกรณีที่ไม่พิจารณาถึงค่าการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริกได้แต่จะมีความซับซ้อนมากขึ้น ดังนั้นในหัวข้อนี้ได้ทำการศึกษาผลกระทบต่อคุณลักษณะของแท็กเมื่อนำแท็กติดตรงกลางของอิฐมวลเบาที่มีการสูญเสียขนาด 20 cm × 15 cm × 7.5 cm ที่มีค่า ε'_r และ ε''_r แตกต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 28

จากการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบาด้วยโพรบวัดค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ที่ความถี่ 922.5 MHz ทั้ง 2 กรณีคือ อิฐมวลเบาสถานะที่ 1 (อิฐมวลเบาแห้ง) และอิฐมวลเบาสถานะที่ 2 (อิฐมวลเบาเปียก (แช่น้ำนาน 3 วัน)) สรุปได้ดังตารางที่ 6

ตารางที่ 6 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของอิฐมวลเบาแบบต่างๆ ที่ความถี่ 922.5 MHz

สถานะของอิฐมวลเบา	ε'_r	ε''_r	Loss tangent
สถานะที่ 1 (อิฐมวลเบาแห้ง)	3.70	1.08	0.3
สถานะที่ 2 (อิฐมวลเบาเปียก (แช่น้ำนาน 3 วัน))	11.22	2.32	0.2

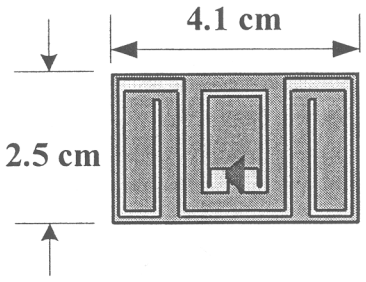
ในการจำลองผลได้แบ่งออกเป็นกรณีต่างๆ แสดงดังตารางที่ 7 ซึ่งกำหนดให้อิฐมวลเบาที่มีค่า ε'_r และ ε''_r เท่ากับ 3.70 และ 1.08 เป็นอิฐมวลเบาสถานะที่ 1 อิฐมวลเบาที่มีค่า ε'_r และ ε''_r เท่ากับ 11.22 และ 2.32 เป็นอิฐมวลเบาสถานะที่ 2 และกำหนดให้แท็กที่ออกแบบให้เหมาะสมโดยการออกแบบให้แท็กที่ติดบนอิฐมวลเบามีค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าเป็นสังยุคกับค่าอิมพีแดนซ์ของ IC Chip ที่นำมาใช้กับอิฐมวลเบาสถานะที่ 1 และ 2 เป็นแท็กตัวที่ 1 และแท็กตัวที่ 2 ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 29



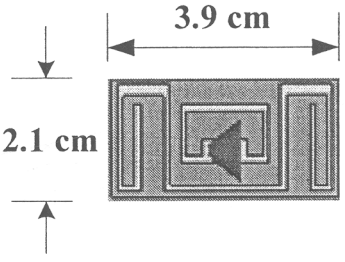
รูปที่ 28 ลักษณะการติดแท็กบนอิฐมวลเบา

ตารางที่ 7 สถานะต่างๆ ของอิฐมวลเบา

สถานะ	อิฐมวลเบาแบบแห้ง (St1)	อิฐมวลเบาสถานะต่างๆ							อิฐมวลเบาแบบเปียก (St2)
ε'_r	3.70	4.64	5.58	6.52	7.46	8.40	9.34	10.28	11.22
ε''_r	1.08	1.08, 1.70, 2.32							2.32

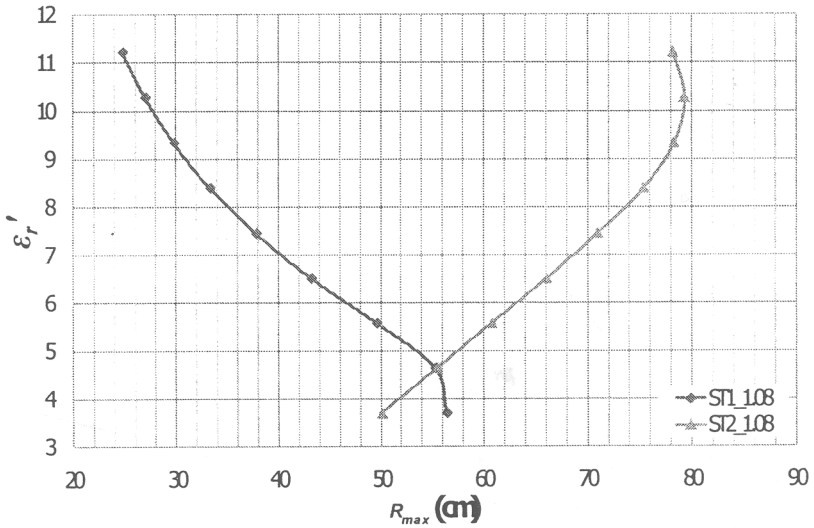


(ก) แท็กตัวที่ 1



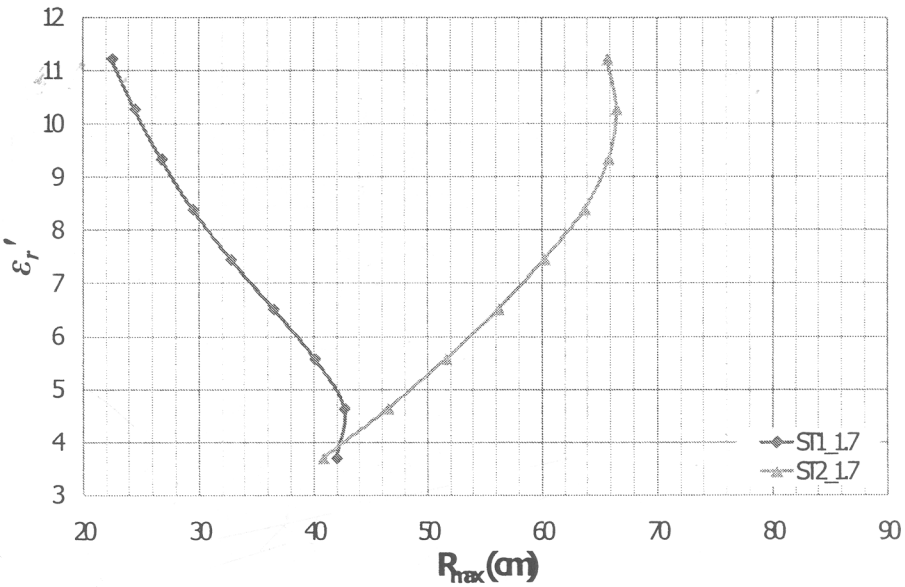
(ข) แท็กตัวที่ 2

รูปที่ 29 โครงสร้างสายอากาศแท็ก

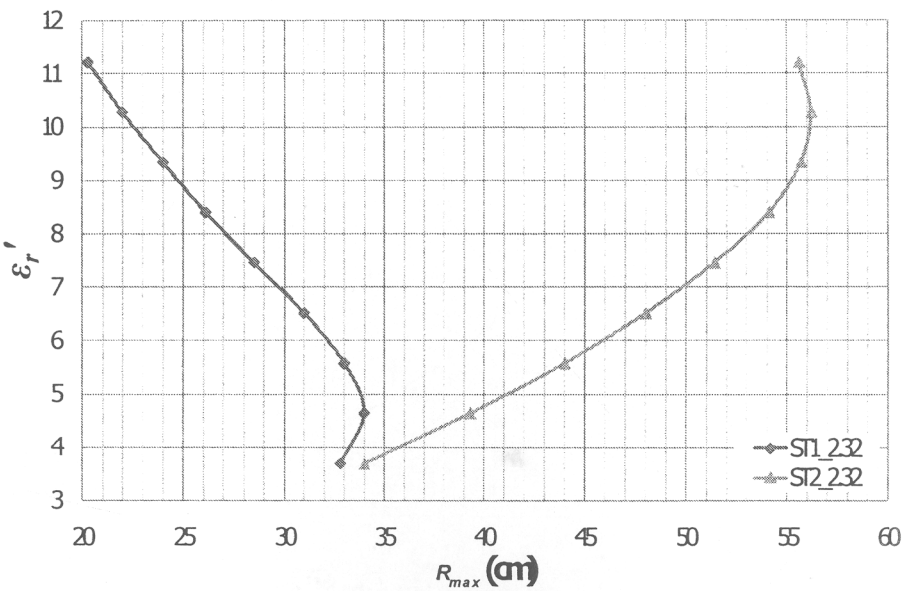


รูปที่ 30 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε'_r กับระยะทางการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุด (R_{max}) เมื่อ ε''_r มีค่าเท่ากับ 1.08

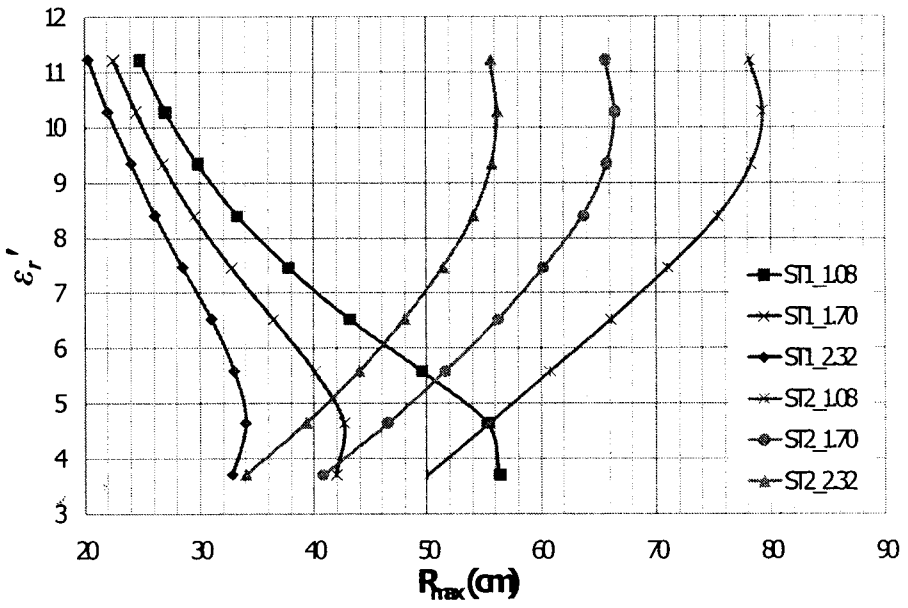
รูปที่ 30 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε'_r กับระยะทางการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุด (R_{max}) เมื่อ ε''_r มีค่าเท่ากับ 1.08 ซึ่งพบว่า เมื่อเพิ่มค่า ε'_r ส่งผลให้ R_{max} ระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กสถานะที่ 1 ลดลง ตรงกันข้ามกับแท็กสถานะที่ 2 ซึ่งจะมีค่า R_{max} เพิ่มขึ้น ยกเว้นเมื่อ ε'_r มีค่าสูง นอกจากนั้นในรูปที่ 31 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε'_r กับค่า R_{max} เมื่อ ε''_r มีค่าเท่ากับ 1.70 ซึ่งพบว่า เมื่อค่า ε'_r สูงขึ้น R_{max} ของแท็กตัวที่ 1 มีแนวโน้มลดลง ตรงกันข้ามกับแท็กตัวที่ 2 ซึ่ง R_{max} มีแนวโน้มเพิ่มขึ้น สำหรับกรณีที่ ε''_r มีค่าเท่ากับ 2.32 แสดงดังในรูปที่ 32 ซึ่งพบว่าความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε'_r กับค่า R_{max} มีแนวโน้มในลักษณะเดียวกันกับกรณีที่ค่า ε''_r มีค่าเท่ากับ 1.08 และ 1.70



รูปที่ 31 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε'_r กับค่า R_{max} เมื่อ ε''_r มีค่าเท่ากับ 1.70



รูปที่ 32 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε'_r กับค่า R_{max} เมื่อ ε''_r มีค่าเท่ากับ 2.32



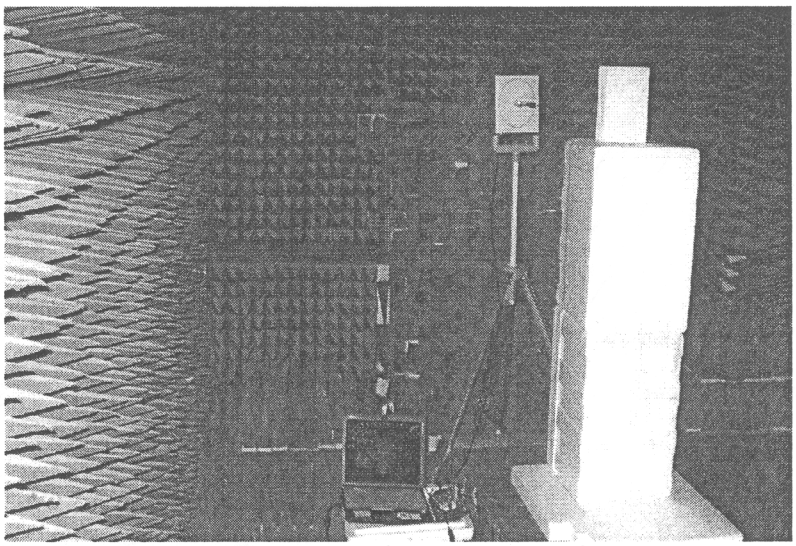
รูปที่ 33 การเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε_r' กับค่า R_{max} สำหรับแท็กตัวที่ 1 และแท็กตัวที่ 2 เมื่อ ε_r'' มีค่าเท่ากับ 1.08 1.70 และ 2.32

รูปที่ 33 แสดงการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε_r' กับค่า R_{max} สำหรับแท็กตัวที่ 1 และแท็กตัวที่ 2 เมื่อ ε_r'' มีค่าเท่ากับ 1.08 1.70 และ 2.32 ซึ่งพบว่า แนวโน้มการเปลี่ยนแปลงค่า R_{max} ของแท็กตัวที่ 1 เป็นไปในลักษณะเดียวกัน สำหรับแท็กตัวที่ 2 พบว่าแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงค่า R_{max} สำหรับค่า ε_r'' แต่ละค่า เป็นไปในลักษณะเดียวกันเช่นกัน นอกจากนั้นพบว่าแท็กที่วางติดกับอิฐมวลเบาที่มีค่า ε_r'' น้อยกว่า มีแนวโน้มที่จะได้ระยะทางการติดต่อสื่อสารที่ไกลกว่า เมื่อพิจารณาจากค่า ε_r' ที่มีค่าเท่ากัน

11. ทดสอบระยะการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุดระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กในกรณีที่แท็กติดบนอิฐมวลเบา

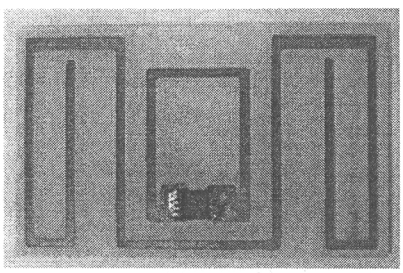
การทดสอบเพื่อหาค่า R_{max} ในกรณีที่แท็กติดบนอิฐมวลเบา ขนาดเท่ากับ 20 cm × 15 cm × 7.5 cm ดังแสดงในรูปที่ 15 สำหรับลักษณะการทดสอบดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 34 ซึ่งใช้อุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้

1. เครื่องคอมพิวเตอร์ จำนวน 1 เครื่อง
2. สายโคแอคเชียล รุ่น 3D-LFV จำนวน 1 เส้น
3. เครื่องอ่านข้อมูล RFID ของบริษัท iet จำนวน 1 เครื่อง
4. สายอากาศไดโพลสำหรับเครื่องอ่านข้อมูล RFID จำนวน 1 ตัว
5. อิฐมวลเบา จำนวน 2 ก้อน
6. แท็ก RFID จำนวน 2 ตัว

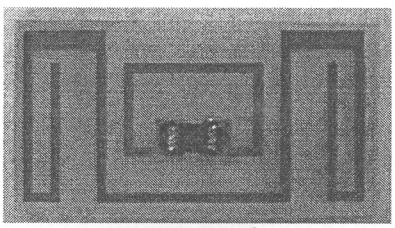


รูปที่ 34 รูปถ่ายการทดสอบระยะทางการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กที่ไกลที่สุด (R_{max}) เมื่อแท็กติดบนอิฐมวลเบา

สำหรับแท็กที่ใช้ในการทดสอบแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ คือ แท็กที่ออกแบบให้เหมาะสมที่สุดกับอิฐมวลเบาแห้ง (แท็กตัวที่ 1) คือออกแบบให้แท็กที่ติดบนอิฐมวลเบาแห้งมีค่าอิมพีแดนซ์เป็นสังยุคกับค่าอิมพีแดนซ์ของ IC Chip ที่นำมาใช้ โครงสร้างแท็กตัวที่ 1 แสดงดังในรูปที่ 35(ก) มีขนาดเท่ากับ 4.1 cm × 2.5 cm × 0.08 cm และแท็กที่ออกแบบให้เหมาะสมที่สุดกับอิฐมวลเบาเปียก (แท็กตัวที่ 2) คือ ออกแบบให้แท็กที่ติดบนอิฐมวลเบาเปียกมีค่าอิมพีแดนซ์เป็นสังยุคกับค่าอิมพีแดนซ์ของ IC Chip ที่นำมาใช้เช่นเดียวกัน โครงสร้างแท็กตัวที่ 2 แสดงดังในรูปที่ 35(ข) มีขนาดเท่ากับ 3.9 cm × 2.1 cm × 0.08 cm สำหรับคุณลักษณะของแท็กทั้งสองสรุปได้ดังแสดงในตารางที่ 8



(ก) แท็กตัวที่ 1



(ข) แท็กตัวที่ 2

รูปที่ 35 โครงสร้างสายอากาศแท็ก

ตารางที่ 8 คุณลักษณะของแท็ก

แท็ก	อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Ω)	อัตราขยาย	ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเชิงกำลังงาน
ตัวที่ 1	$24.16 + j191.94$	0.19	0.99
ตัวที่ 2	$21.22 + j193.90$	0.25	0.99

การทดสอบระยะทางการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุด ระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก (R_{max}) เมื่อแท็กติดบนอิฐมวลเบา ได้ทำการทดสอบที่ความถี่ 922.5 MHz และการทดสอบแบ่งออกเป็น 4 กรณี ดังนี้

1. กรณีที่แท็กตัวที่ 1 วางติดกับอิฐมวลเบาสถานะที่ 1
2. กรณีที่แท็กตัวที่ 1 วางติดกับอิฐมวลเบาสถานะที่ 2
3. กรณีที่แท็กตัวที่ 2 วางติดกับอิฐมวลเบาสถานะที่ 1
4. กรณีที่แท็กตัวที่ 2 วางติดกับอิฐมวลเบาสถานะที่ 2

ผลการทดสอบระยะทาง R_{max} ระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก เมื่อแท็กติดบนอิฐมวลเบาทั้ง 4 กรณีข้างต้น แสดงดังตารางที่ 8 ซึ่งพบว่า ผลที่ได้จากการทดสอบมีความแตกต่างจากผลการจำลองมากที่สุดประมาณ 15 cm ซึ่งถือว่ามีค่าที่ใกล้เคียงกัน

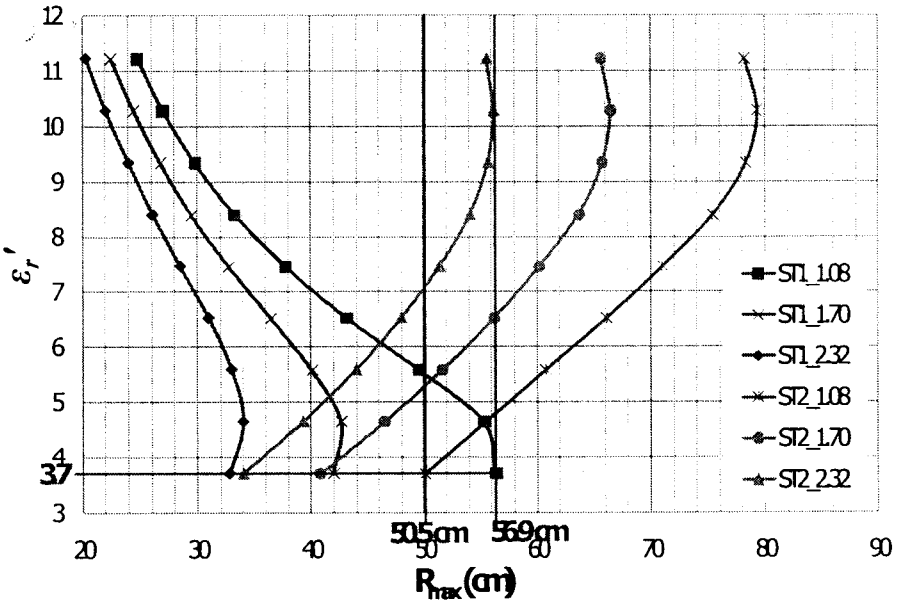
ตารางที่ 9 ระยะทางการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุด ระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก (R_{max}) เมื่อแท็กติดบนอิฐมวลเบา

อิฐมวลเบา	แท็กตัวที่ 1		แท็กตัวที่ 2	
	จำลอง	ทดสอบ	จำลอง	ทดสอบ
สถานะที่ 1 (อิฐมวลเบาแห้ง)	56.9 cm	65 cm	50.5 cm	34 cm
สถานะที่ 2 (อิฐมวลเบาเปียก (แช่น้ำนาน 3 วัน))	20.5 cm	29 cm	56 cm	45 cm

12. การคำนวนหาค่า ε'_r และค่า ε''_r ของอิฐมวลเบา

ในหัวข้อนี้ได้ทำการอธิบายถึงตัวอย่างการหาค่า ε'_r และค่า ε''_r ของอิฐมวลเบา จากค่า R_{max} โดยพิจารณาจากผลการจำลองแท็กที่ติดบนอิฐมวลเบาสถานะที่ 1 พบว่า R_{max} ที่ได้จากแท็กตัวที่ 1 และตัวที่ 2 (จากตารางที่ 8) มีค่าเท่ากับ 56.9 cm และ 50.5 cm ตามลำดับ จากนั้นนำค่าที่ได้ไปลากเส้นบนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε'_r กับ R_{max} สำหรับแท็กตัวที่ 1 และแท็กตัวที่ 2 เมื่อ ε''_r มีค่าเท่ากับ 1.08

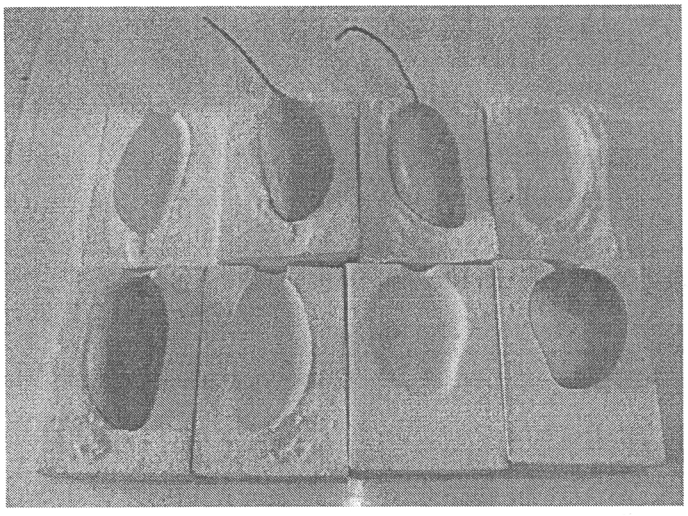
1.70 และ 2.32 ดังแสดงในรูปที่ 36 ซึ่งพบว่า เมื่อลากเส้น R_{max} เท่ากับ 56.9 cm จะตัดเส้นกราฟสำหรับแท็กตัวที่ 1 จำนวน 1 จุด บนเส้นกราฟ St1_1.08 และเมื่อลากเส้น R_{max} เท่ากับ 50.5 cm จะตัดเส้นกราฟสำหรับแท็กตัวที่ 2 จำนวน 3 จุด บนเส้นกราฟ St2 ทั้งสามเส้น จากนั้นลากเส้นผ่านจุดตัดของแท็กตัวที่ 1 และ 2 ตัดกับแกนแนวตั้ง ซึ่งพบว่าได้ค่า ε'_r เท่ากับ 3.7 เท่ากันทั้งสองแท็ก สำหรับค่า ε''_r เท่ากับ 1.08 ดังนั้นสรุปได้ว่าอิฐมวลเบาที่นำมาทดสอบมีค่า ε'_r เท่ากับ 3.7 และค่า ε''_r เท่ากับ 1.08 สำหรับการใช้งานจริงนั้นจะใช้ค่า R_{max} ที่ได้จากการวัด เมื่อนำแท็กตัวที่ 1 และ 2 ติดกับอิฐมวลเบาที่ไม่ทราบคุณสมบัติ แล้วนำค่า R_{max} ที่ได้มาประมวลผลตามวิธีที่ได้บรรยายข้างต้น



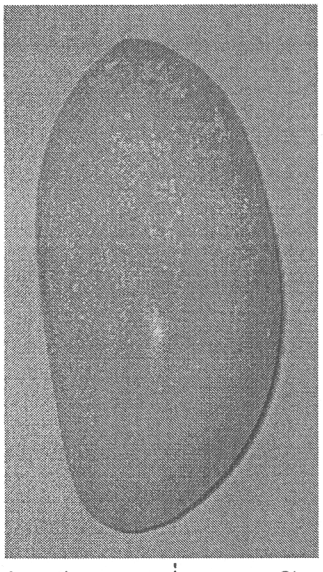
รูปที่ 36 การหาค่า ε'_r และค่า ε''_r ของอิฐมวลเบาด้วยกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε'_r กับค่า R_{max} สำหรับแท็กตัวที่ 1 และแท็กตัวที่ 2 เมื่อ ε''_r มีค่าเท่ากับ 1.08 1.70 และ 2.32

13. การสร้างผลมะม่วงเทียม

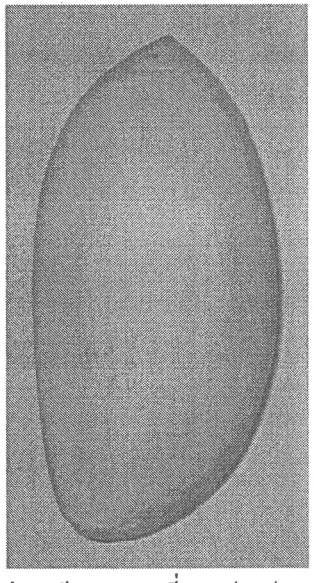
จากหัวข้อที่ผ่านมาพบว่าสามารถทำนายค่าε'_r และค่า ε''_r ของอิฐมวลเบาหรือวัสดุที่มีผิวเรียบได้ อย่างไรก็ตามงานวิจัยนี้มีจุดมุ่งหมายเพื่อนำแท็กไปใช้กับผลมะม่วงซึ่งมีผิวโค้ง แต่ปัญหาที่พบในการทดสอบแท็กร่วมกับผลมะม่วงจริงคือ ผลมะม่วงจริงจะมีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้า ซึ่งขึ้นกับความอ่อนแก่ของผลมะม่วง จึงไม่สามารถควบคุมให้คุณสมบัติทางไฟฟ้าของผลมะม่วงมีค่าคงที่ได้ ดังนั้นคณะผู้วิจัยจึงได้แก้ปัญหานี้ด้วยการสร้างผลมะม่วงเทียมโดยใช้วัสดุที่มีค่า ε'_r และ ε''_r ต่างกันมาใช้ในการทดสอบเพื่อหาค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวัสดุ แทนการใช้ผลมะม่วงจริง จากนั้นจึงทำการทดสอบร่วมกับผลมะม่วงจริงอีกครั้งหนึ่ง เพื่อยืนยันว่าทฤษฎี RFID Sensor สามารถใช้งานได้จริงและสามารถประยุกต์ทฤษฎีนี้กับผลิตผลทางการเกษตรอื่นๆที่สนใจต่อไป



(ก) แบบสำหรับสร้างมะม่วงเทียม



(ข) มะม่วงเทียมแบบที่ 1 (พาราฟิน)



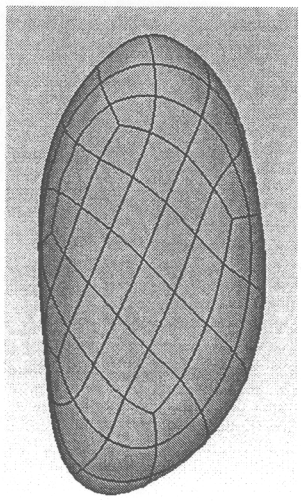
(ค) มะม่วงเทียมแบบที่ 2 (ปูนปลาสเตอร์)

รูปที่ 37 ผลมะม่วงเทียม

เมื่อนำมะม่วงเทียมทั้งสองแบบไปทดสอบค่าคงที่ไดอิเล็กตริก พบว่า ค่า ε_r ของมะม่วงเทียม ที่ได้จากการทดสอบที่ความถี่ 922.5 MHz ทั้ง 2 แบบ สรุปได้ดังตารางที่ 10 และเพื่อลดความซับซ้อนของปัญหาลง จึงพิจารณาให้มะม่วงไม่มีการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริก โครงสร้างของมะม่วงเทียมที่ได้จากการสแกน 3 มิติ แสดงดังรูปที่ 38

ตารางที่ 10 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของมะม่วงเทียมแบบต่างๆ

ชนิดของมะม่วงเทียม	ε_r
แบบที่ 1 (พาราฟิน)	2.15
แบบที่ 2 (ปูนปลาสเตอร์)	4.25



รูปที่ 38 โครงสร้างของมะม่วงเทียมที่ได้จากการสแกน 3 มิติ

14. ความคิดเห็นของคณะวิจัย

งานวิจัยที่ได้ดำเนินการไปแล้ว ซึ่งจากการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของวัสดุที่สนใจ ตัวอย่างเช่น อิฐมวลเบาแบบแห้งและแบบเปียก มะม่วง เป็นต้น เพื่อนำมาใช้ในการศึกษาถึงผลกระทบของคุณลักษณะของแท็กเมื่อติดตั้งบนวัสดุที่สนใจนั้น ทำให้สามารถออกแบบแท็กที่มีความเหมาะสมในการใช้งานร่วมกับวัสดุที่สนใจนั้นๆ ได้ และจากการทดสอบเพื่อหาระยะทางการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุดระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กในกรณีต่างๆ ตัวอย่างเช่น กรณีที่แท็กติดบนอิฐมวลเบาแบบแห้งและแบบเปียก เป็นต้น ซึ่งสามารถนำมาคำนวนหาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุที่สนใจเพื่อทำนายคุณลักษณะทางกายภาพของวัสดุที่สนใจได้ ดังนั้นจากงานวิจัยที่ได้ดำเนินการไปแล้วจึงเป็นประโยชน์อย่างมากที่จะนำหลักการของ RFID Sensor ไปใช้เพื่อการทำนายคุณลักษณะทางกายภาพของวัสดุอื่นๆ ที่สนใจ นอกจากนั้นยังสามารถนำทฤษฎีของ RFID Sensor แบบใหม่ที่นำเสนอนี้ไปประยุกต์ใช้กับผลิตผลทางการเกษตรที่สนใจต่อไปได้

15. แนวทางในการวิจัยต่อไป

1. ออกแบบแท็กที่ใช้งานร่วมกับมะม่วงเทียม
2. ศึกษาและทดสอบคุณลักษณะของแท็กเมื่อติดบนมะม่วงเทียม
3. ออกแบบแท็กที่ใช้ร่วมกับผลิตผลทางการเกษตรที่สนใจ เช่น มะม่วงจริง
4. ศึกษาและทดสอบคุณลักษณะของแท็กเมื่อติดบนผลิตผลทางการเกษตรที่สนใจ เช่น มะม่วงจริง
5. คำนวณหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของผลิตผลทางการเกษตรที่สนใจจากการเปลี่ยนแปลงของระยะทางการอ่านสูงสุดที่ได้จากการทดสอบในสภาวะที่สนใจต่างๆ เพื่อนำไปใช้หาคุณภาพของผลิตผลทางการเกษตรที่สนใจ

16 ผลงานที่ได้จากงานวิจัย

1. บทความ (Conference) 2 ฉบับ คือ
   1.1. P. Wongsiritorn, C. Phongcharoenpanich, D. Torrungrueng, and M. Krairiksh, "UHF-RFID Tag Antenna Design Using Dipole with Parasitic Lines," *Proceeding of ECTI-CON*, pp. 794-797, May 2009.
   1.2. P. Wongsiritorn and C. Phongcharoenpanich, "Meander-Line UHF RFID Tag Antenna with Semi-Circular Structure," *Proceeding of ISAP*, pp. 859-862, Oct. 2009.
2. บทความในหนังสือ (Book Chapter) 1 บท เรื่อง เซ็นเซอร์ RFID แบบใหม่ (Novel RFID Sensor)
3. บทความนานาชาติ (International Journal Paper) 1 ฉบับ เรื่อง Determination of Electrical Property of Light Weight Concrete (LWC) Using a Novel RFID Sensor ส่งไปเพื่อตีพิมพ์ใน IEEE Sensors Journal
4. ต้นแบบสายอากาศแท็ก 2 ตัว คือแท็กแบบแห้งและแบบเปียกสำหรับใช้งานร่วมกับอิฐมวลเบา

เอกสารอ้างอิง

[1] CST-Microwave Studio, User's manual, 2006.

[2] NXP, Ultrahigh frequency smart label ICs [online]. Available: http://www.nxp.com/acrobat_download/literature/9397/75016225.pdf

[3] K. Finkenzeller, RFID Handbook: Radio-Frequency Identification Fundamentals and Applications. New York: Wiley, 1999.

[4] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, S. F. Lam, V. Pillai, R. Martinez, and H. Heinrich, "Power reflection coefficient analysis for complex impedances in RFID tag design," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 9, pp. 2715 – 2721, Sep. 2005.

[5] P. R. Foster and R. A. Burberry, "Antenna problems in RFID systems," IEE Colloq. RFID Technol., pp. 31–35, Oct. 1999.

[6] P. Raumonen et al., "Folded dipole antenna near metal plate," in Proc. IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp., vol. 1, pp. 848–851, June 2003.

[7] D. M. Dobkin and S. M. Weigand, "Environmental effects on RFID tag antennas," in Proc. IEEE Int. Microw. Symp., pp. 135 – 138, June. 2005.

[8] J. D. Griffin, G. D. Durgin, A. Haldi and B. Kippelen, "RF tag antenna performance on various materials using radio link budgets", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 5, pp. 247 – 250, Dec 2006.

[9] J. D. Griffin, "A Radio Assay for the Study of Radio Frequency Tag Antenna Performance," Master's Thesis, Georgia Institute of Technology, Atlanta, 2005.

[10] C.-H. Loo, K. Elmahgoub, F. Yang, A. Elsherbeni, D. Kajfez, A. Kishk, and T. Elsherbeni, "Chip impedance matching for UHF RFID tag antenna design," Progress In Electromagnetics Research, PIER 81, pp. 359-370, 2008.

[11] G. Marrocco, "RFID antennas for the UHF remote monitoring of human subjects," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55, no. 6, pp. 1862 – 1870, June 2007.

[12] A.H.Systems, Dipole antenna [online]. Available: http://www.ahsystems.com/catalog/dipole.php

[13] PTEC [Online]. Available: http://www.ptec.or.th/

[14] ie Technology [Online]. Available: http://www.iet.co.th/Product.aspx

[15] นางสาวฝนทิพย์ อภิบาลเกียรติกุลและนางสาวธนาพร ศิรินาวี, การใช้เทคนิคไมโครเวฟตรวจวัดความอ่อนแก่ของมะม่วงพันธุ์น้ำดอกไม้, ปริญญานิพนธ์วิทยาศาสตร์, ภาควิชาอุตสาหกรรมเกษตร คณะอุตสาหกรรมเกษตร สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2550.

[16] A. M. Neville, Properties of Concrete, 4th ed. Pearson prentice hall, 1995.

2.6 การออกแบบไมโครชิพสำหรับไมโครเวฟเซ็นเซอร์

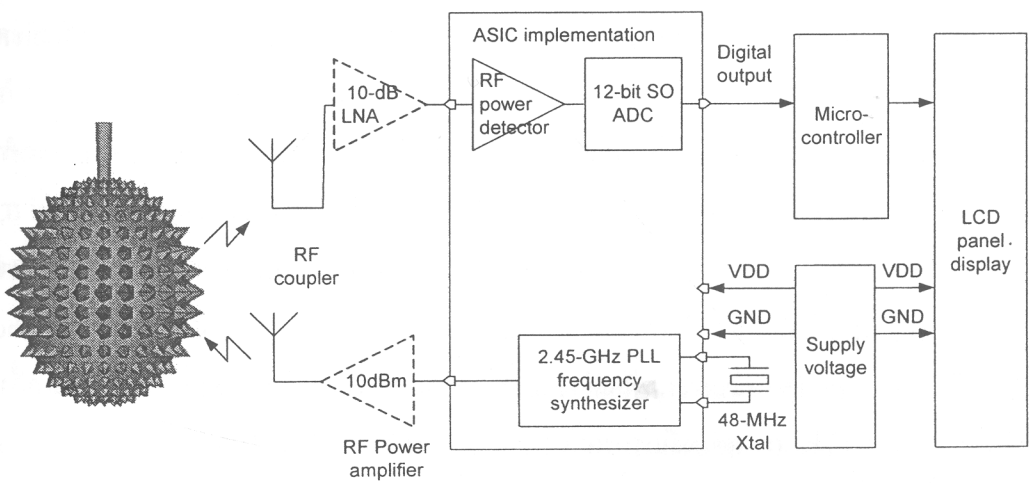
รศ.ดร.อภินันท์ ธนชยานนท์ และ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

1. บทนำ

ไมโครเวฟเซ็นเซอร์ที่ใช้วัดความอ่อนแก่ของผลไม้ มีโครงสร้างวงจรดังแสดงในรูปที่ 1.1 ประกอบด้วยวงจรภาครับและส่งสัญญาณคลื่นความถี่ 2.45 GHz โดยบทนี้จะกล่าวถึงการศึกษาวิเคราะห์และออกแบบวงจรรวม (Integrated Circuits) หรือไมโครชิพ (Microchip) สำหรับไมโครเวฟเซ็นเซอร์โดยมีวัตถุประสงค์ให้ไมโครเวฟเซ็นเซอร์มีขนาดเล็กลงและใช้กำลังงานน้อยลง เพื่อให้สามารถใช้งานได้อย่างสะดวกและมีราคาถูก

วงจรภาคส่งสัญญาณประกอบด้วยวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูป (Phase-locked loop frequency synthesizer: PLL-FS) และวงจรขยายกำลังสัญญาณ (Power amplifier: PA) วงจรภาครับสัญญาณประกอบด้วยวงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ (Radio-frequency power detector: RF-PD) และวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล (Analog-to-digital converter: ADC) ความละเอียด 12 บิต โดยสัญญาณดิจิตอลเอาท์พุตถูกส่งไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อประมวลสัญญาณและส่งไปยังจอแสดงผล ไมโครชิพที่ออกแบบมีข้อกำหนดทางเทคนิค (specifications) ดังนี้

- ใช้ความถี่ย่าน 2.45 GHz โดยต้องการให้ปรับค่าความถี่ได้เพื่อทดสอบหาความสัมพันธ์ของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกกับการสะท้อนของคลื่นสัญญาณในย่านความถี่ต่างๆ
- กำลังส่งสัญญาณ 0-10 dBm และความไวในการรับสัญญาณ < -50 dBm
- สามารถตรวจวัดขนาดกำลังงานและเฟสของคลื่นสัญญาณที่สะท้อนกลับมาจากวัตถุให้สัญญาณเอาท์พุตเป็นดิจิตอลที่มีความละเอียด 8-12 บิต



รูปที่ 1.1 โครงสร้างวงจรไมโครเวฟเซ็นเซอร์สำหรับตรวจวัดความอ่อนแก่ของทุเรียน

2. วงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ (RF power detector)

2.1 บทนำ

การตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความวิทยุมีความสำคัญและจำเป็นมากในการประยุกต์ใช้งานหลายๆเรื่อง ตั้งแต่ในระบบการสื่อสารไร้สาย[1], 0 ไปจนถึงการวัดและทดสอบวงจรรวม 0, 0 ในระบบการสื่อสารไร้สาย วงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุจะใช้ในลูปควบคุมเพื่อปรับการใช้กำลังงานให้เหมาะสม เพิ่มความเป็นเชิงเส้นของวงจรขยายกำลัง หรือควบคุมอัตราขยายของส่วนภาครับและส่งสัญญาณ

ระดับกำลังงานของสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุสามารถคำนวณได้โดยการใช้ค่าสูงสุด (peak) หรือค่ารากของกำลังสองเฉลี่ย (root-mean-square: rms) การตรวจวัดค่าสูงสุดเหมาะกับสัญญาณที่มีขนาดคงที่หรือสัญญาณมอดูเลตที่มีอัตราค่าสูงสุดต่อค่าเฉลี่ยต่ำ และการตรวจวัดค่า rms เหมาะสมสำหรับสัญญาณมอดูเลตที่มีอัตราค่าสูงสุดต่อค่าเฉลี่ยที่สูงเพื่อให้ได้ความแม่นยำที่สูงขึ้น การตรวจวัดค่า rms ของสัญญาณนั้นสามารถทำได้หลายวิธี เช่น การใช้อุปกรณ์ไฟฟ้าอุณหะ (Thermoelectric) 0 การใช้ความไม่เชิงเส้นของไดโอด 0 หรือทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ 0 หรือ มอสเฟต 0, 0, 0 หรือการใช้วงจรคำนวณโหมดกระแส 0, 0, 0

การตรวจวัดโดยใช้หลักการไฟฟ้าอุณหะเหมาะสมกับการใช้ในอุปกรณ์เครื่องมือวัดเนื่องจากมีแบนด์วิดท์การทำงานที่กว้างและความแม่นยำสูง อย่างไรก็ตามการสร้างเซนเซอร์ไฟฟ้าอุณหะในเทคโนโลยีซีมอสนั้นต้องใช้กระบวนการสร้างเพิ่มเติมซึ่งซับซ้อนและมีต้นทุนสูง 0

วงจรตรวจวัดกำลังงานที่ใช้ไดโอด อาศัยความไม่เป็นเชิงเส้นของไดโอดในการเรียงกระแสสัญญาณอินพุตและสร้างแรงดันไฟตรงเอาท์พุตที่มีขนาดแปรผันกับขนาดสัญญาณอินพุต โดยที่ชอตต์กีไดโอด 0 และทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ 0 สามารถนำมาใช้ในการสร้างวงจรตรวจวัดกำลังงานของสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ อย่างไรก็ตามที่ชอตต์กีไดโอดและทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ไม่เหมาะสมในการสร้างในเทคโนโลยีซีมอสแบบทั่วไปได้ จึงไม่เหมาะสมกับการสร้างที่ต้องการต้นทุนต่ำ

วงจรตรวจวัดค่า rms สามารถสร้างได้โดยใช้วงจรคำนวณโหมดกระแส เช่นวงจรยกกำลังสอง วงจรหาร และวงจรกรอง โดยวงจรเหล่านี้สามารถสร้างได้โดยใช้วงจร ทรานส์คอนดักเตอร์ 0, 0 หรือวงจรทรานส์ลิเนียร์ 0 วงจรตรวจวัดกำลังงานที่ใช้หลักการ ทรานส์ลิเนียร์อาศัยคุณสมบัติเอกซ์โพเนนเชียลของทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ หรือมอสเฟตในย่านต่ำกว่าขีดเริ่มเปลี่ยน (Subthreshold) เพื่อสร้างฟังก์ชั่นคณิตศาสตร์สำหรับการแปลงค่า rms 0 วงจรตรวจวัดกำลังงานสำหรับสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ มีการนำเสนอไว้ใน 0 แต่ยังมีแบนด์วิดท์การทำงานที่ค่อนข้างจำกัดเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการตรวจวัดกำลังงานวิธีอื่น

วงจรตรวจวัดกำลังงานยังสามารถสร้างได้โดยอาศัยคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของมอสเฟต 0, 0, 0 โดยใช้ความไม่เป็นเชิงเส้นของความต้านทานช่องของมอสเฟตที่ทำงานในย่านไตรโอดลึก 0

สร้างกระแสไฟตรงที่มีขนาดแปรผันกับขนาดของแรงดันอินพุตที่ขาเดรนของมอสเฟต อย่างไรก็ตาม เทคนิคที่นำเสนอใน 0 ต้องอาศัยโพรงเรโซแนนท์ในการสร้างการเปลี่ยนแปลงแรงดันขาเดรน จึงไม่เหมาะสมในการสร้างในเทคโนโลยีวงจรรวม เราสามารถหลีกเลี่ยงการใช้โพรงเรโซแนนท์โดยป้อนสัญญาณอินพุตความถี่วิทยุที่ขาเดรนของมอสเฟตในย่านไตรโอดได้โดยตรง และใช้วงจรขยายทรานส์อิมพีแดนซ์ในการแปลงกระแสเอาท์พุตเป็นแรงดันดังที่นำเสนอใน 0, 0 โดยวงจรที่นำเสนอใน 0 มีพิสัยพลวัตอินพุต 20 dB และมีแบนด์วิดท์ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และใช้กำลังงาน 10.8 mW จากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 1.8 V

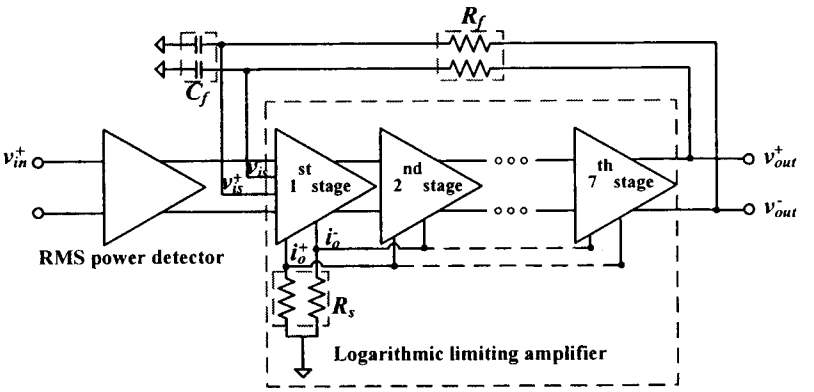
วงจรตรวจวัดกำลังงาน rms ยังสามารถสร้างได้โดยอาศัยคุณสมบัติกำลังสองของมอสเฟตที่ทำงานในย่านอิ่มตัว 0 โดยหลักการพื้นฐานได้ถูกนำเสนอเป็นครั้งแรกใน 0 อาศัยกระแสเอาท์พุตผลต่างของวงจรขยายสัญญาณผลต่างมอสเฟตที่มีค่าแปรผันกับค่ากำลังสองของแรงดันอินพุตที่ขาเกต ผลการทดลองของวงจรที่นำเสนอใน 0 มีแบนด์วิดท์การทำงานกว้างมาก แต่มีพิสัยพลวัตขาเข้า 20 dB และกำลังงานอินพุตต่ำสุดที่ตรวจวัดได้ -35 dBm ซึ่งถูกจำกัดโดยการใช้มอสเฟตในย่านต่ำกว่าขีดเริ่มเปลี่ยนในการสร้างกระแสเอาท์พุตเอกซ์โพเนนเชียล ซึ่งมีช่วงการทำงานถูกต้องประมาณ 2-3 กำลังของสิบ ทำให้จำกัดพิสัยพลวัตของวงจรตรวจวัด

งานวิจัยนี้ปรับปรุงวงจรตรวจวัดกำลังงาน rms ที่นำเสนอใน 0 ให้มีอัตราขยายเปลี่ยนแปลงและพิสัยพลวัตสูงขึ้นโดยเพิ่มความต้านทานเอาท์พุตของวงจรในการเพิ่มอัตราขยายเปลี่ยนแปลงและใช้วงจรขยายล็อกการิทึมแบบประมาณต่อเนื่อง (successive-approximation logarithmic amplifier) ในการเพิ่มพิสัยพลวัต วงจรตรวจวัดกำลังงาน rms นี้จะนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบตรวจวัดความอ่อนแก่ของผลไม้โดยใช้คลื่นไมโครเวฟ 0 ซึ่งอาศัยหลักการสะท้อนสัญญาณคลื่นไมโครเวฟเพื่อหาค่าสภาพยอม (permittivity) ของผลไม้และประมาณหาความอ่อนแก่ของผลไม้ ระบบนี้จะนำไปใช้กับระบบเครือข่ายเซนเซอร์ไร้สายสำหรับสวนผลไม้ และอุปกรณ์ตรวจวัดต้องมีอายุการใช้งานที่นานหลายเดือนโดยไม่ต้องเปลี่ยนแบตเตอรี่ ค่าสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุที่สะท้อนกลับมาจากผลไม้นั้นมีขนาดเล็กและมีกำลังงานประมาณ -50 dBm ถึง -60 dBm ดังนั้นต้องใช้วงจรตรวจวัดกำลังงานที่มีความไวสูงและมีพิสัยพลวัตกว้าง วงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุออกแบบและจำลองการทำงานโดยใช้พารามิเตอร์จากเทคโนโลซีมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร หัวข้อต่อไปนี้จะกล่าวถึงการออกแบบ และผลจำลองการทำงานของวงจร

2.2 โครงสร้างวงจร

รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของวงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ ประกอบด้วยวงจรตรวจวัดกำลังงาน rms และวงจรขยายล็อกการิทึมแบบประมาณต่อเนื่อง แรงดันอินพุตความถี่วิทยุถูกแปลงเป็นแรงดันเอาท์พุตไฟตรงซึ่งแสดงค่า rms ของกำลังงานอินพุตโดยอาศัยความไม่เป็นเชิงเส้นของมอสเฟต ซึ่งถูกส่งต่อไปยังวงจรขยายล็อกการิทึมแบบประมาณต่อเนื่องเพื่อขยายสัญญาณและสร้างคุณสมบัติเอาท์พุตแบบเชิงเส้นในเดซิเบล (linear-in-dB) โดยการประมาณแบบเชิงเส้นเป็นช่วง

(piecewise linear) วงจรขยายจำกัดทั้ง 7 ภาคเหมือนกันทั้งหมดยกเว้นในภาคแรกที่มีคู่มอสเฟตอินพุตเพิ่มขึ้นเพื่อการหักล้างแรงดันออฟเซตไฟตรง วงจรขยายจำกัดแต่ละภาคกำเนิดแรงดันเอาท์พุตผลต่างและกระแสเอาท์พุตผลต่าง โดยแรงดันเอาท์พุตผลต่างถูกส่งไปยังอินพุตของภาคขยายถัดไป และกระแสเอาท์พุตผลต่างของทุกภาคขยายถูกนำมารวมกันและป้อนเข้าตัวต้านทานโหลดเพื่อสร้างแรงดันเอาท์พุตของวงจรตรวจวัดกำลังงาน เนื่องจากแรงดันอินพุตของวงจรขยายล็อกการิทึมแบบประมาณต่อเนื่องเป็นสัญญาณไฟตรง ดังนั้นจึงไม่ต้องใช้วงจรเรียงกระแสหรือวงจรตรวจวัดขอบสัญญาณ ทำให้ประหยัดพื้นที่ชิปและการใช้กำลังงานได้ ตัวต้านทาน R_F และตัวเก็บประจุ C_F สร้างวงจรกรองต่ำผ่านทำหน้าที่ป้อนกลับเพื่อหักล้างแรงดันออฟเซตไฟตรง ตัวต้านทาน R_F ถูกสร้างโดยใช้มอสเฟตในย่านการทำงานต่ำกว่าขีดเริ่มเปลี่ยนเพื่อให้ได้ค่าความต้านทานสูงโดยใช้พื้นที่ชิปน้อยที่สุด ค่าพิสัยพลวัตและความเป็นเชิงเส้นของวงจรตรวจวัดกำลังงานถูกกำหนดโดยจำนวนภาคขยายสัญญาณ การเพิ่มจำนวนภาคขยายจะทำให้ค่าความไวและพิสัยพลวัตของวงจรสูงขึ้น แต่วงจรจะใช้กำลังงานสูงขึ้นด้วย งานวิจัยนี้ใช้ภาคขยายจำนวน 7 ภาค ซึ่งเป็นจำนวนที่เหมาะสมเมื่อคำนึงถึงการใช้กำลังงาน พิสัยพลวัต และความไวของวงจรตรวจวัด

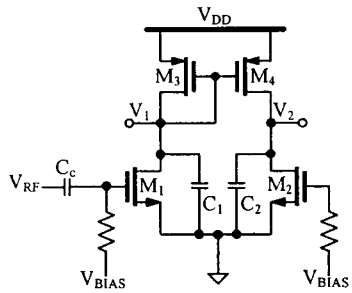


รูปที่ 2.1 โครงสร้างของวงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ

2.3 การออกแบบวงจร

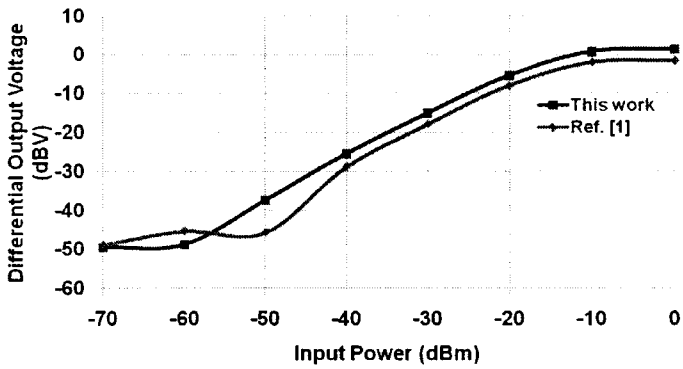
(1) วงจรตรวจวัดกำลังงาน rms

รูปที่ 2.2 แสดงวงจรตรวจวัดกำลังงาน rms ซึ่งอาศัยคุณสมบัติกำลังสองของมอสเฟตในย่านการทำงานอิ่มตัว วงจรนี้เป็นวงจรที่ปรับปรุงจากวงจรที่นำเสนอใน 0 ให้มีอัตราขยายเปลี่ยนแปลงและค่าความไวสูงขึ้น วงจรมีหลักการทำงานดังนี้ สัญญาณอินพุตคลื่นความถี่วิทยุป้อนผ่านตัวเก็บประจุ C_C เข้าที่ขาเกตของ M_1 มอสเฟต M1 และ M2 เหมือนกันทุกประการและทำงานในย่านอิ่มตัวและมีแรงดันไบอัสขาเกตเท่ากัน มอสเฟต M2 ทำหน้าที่ลดแรงดันออฟเซตที่เกิดการผันแปรของกระบวนการสร้างอุณหภูมิ และแรงดันไฟเลี้ยง เราสามารถแสดงได้ว่าแรงดันเอาท์พุตผลต่าง (V_2-V_1) มีขนาดแปรผันกับค่ากำลังสองของแรงดันอินพุต



รูปที่ 2.2 วงจรตรวจวัดกำลังงาน rms

รูปที่ 2.3 แสดงผลการจำลองคุณสมบัติอินพุตเอาท์พุตของวงจรตรวจวัดกำลัง rms ที่ความถี่ 5 GHz โดยเปรียบเทียบกับผลการจำลองวงจรใน 0 ภายใต้พารามิเตอร์วงจรและเงื่อนไขการทำงานเดียวกัน ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 2.1 มีอัตราขยายแปลงที่สูงกว่าเนื่องจากความต้านทานเอาท์พุตที่สูงขึ้น ซึ่งจะทำให้ความไวอินพุตของวงจรสูงขึ้นและทำให้การออกแบบวงจรขยายล็อกการิทึมแบบประมาณต่อเนื่องง่ายขึ้น นอกจากนี้วงจรในรูปที่ 2.1 ยังมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีกว่าและช่วงการตรวจวัดอินพุตที่กว้างกว่า (ประมาณ -60 dBm to -10 dBm)



รูปที่ 2.3 คุณสมบัติอินพุตเอาท์พุตของวงจรตรวจวัดกำลัง rms ที่ความถี่ 5 GHz

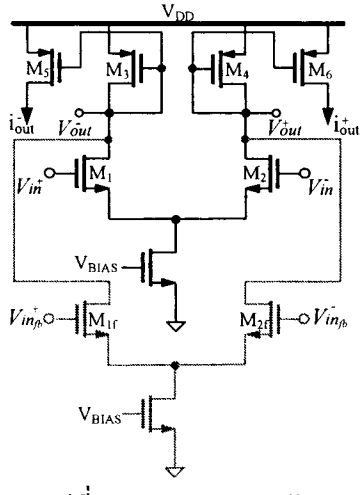
(2) วงจรขยายล็อกการิทึม

แรงดันเอาท์พุตของวงจรตรวจวัดกำลัง rms ถูกส่งต่อไปยังวงจรขยายล็อกการิทึมที่มี 7 ภาคขยายดังแสดงในรูปที่ 2.1 วงจรขยายล็อกการิทึมสร้างด้วยวงจรขยายจำกัดในรูปที่ 2.4 โดยใช้วงจรขยายสัญญาณผลต่างที่มีวงจรสะท้อนกระแสเป็นโหลด (แสดงด้วยสีดำ) วงจรขยายจำกัดทุกภาคเหมือนกันหมด ยกเว้นภาคแรกที่มีมอสเฟตอินพุตเพิ่ม 1 คู่ (แสดงด้วยสีเทา) ใช้ในการป้อนกลับเพื่อหักล้างแรงดันออฟเซตไฟตรง วงจรขยายแต่ละภาคสร้างแรงดันเอาท์พุตผลต่างและกระแสเอาท์พุตผลต่าง แรงดันเอาท์พุตผลต่างถูกส่งไปยังอินพุตของภาคขยายถัดไป และเนื่องจากแรงดันอินพุตของวงจรเป็นแรงดันไฟตรง เราจึงใช้กระแสเอาท์พุตผลต่างของทุกภาคขยายซึ่งมีคุณลักษณะจำกัดกระแสนำมารวมกันและป้อนเข้าตัวต้านทานโหลดเพื่อสร้างแรงดันเอาท์พุตของวงจรตรวจวัดกำลังงาน ทำให้

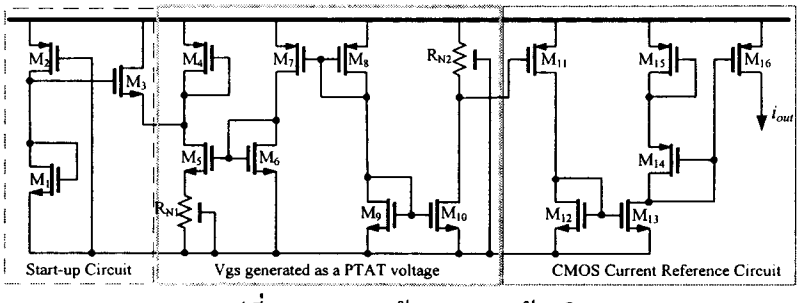
ไม่ต้องใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองเหมือนในวงจรขยายล็อกการิทึมตามปกติ นอกจากนี้วงจรขยายสามารถมีแบนด์วิดท์ต่ำได้ ทำให้เราสามารถออกแบบวงจรขยายให้มีความไวอินพุตและพิสัยพลวัตสูงได้โดยใช้กำลังงานน้อยที่สุด แหล่งจ่ายกระแสไบอัสของวงจรขยายสร้างจากวงจรสร้างกระแสอ้างอิงที่ไม่ไวกับการผันแปรของกระบวนการสร้าง แรงดันไฟเลี้ยงและอุณหภูมิ 0 ดังแสดงในรูปที่ 2.5

2.4 ผลจำลองการทำงานวงจร

วงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุถูกออกแบบและจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Cadence และพารามิเตอร์จากเทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร วงจรทำงานกับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 1.8 V และใช้กำลังงาน 0.9 mW สำหรับวงจรในรูปที่ 8.2.2 มีค่าตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เท่ากับ 100 fF ค่าตัวเก็บประจุ C_C เท่ากับ 1 pF และค่าตัวต้านทาน R_G เท่ากับ 1 kΩ.



รูปที่ 2.4วงจรขยายจำกัด

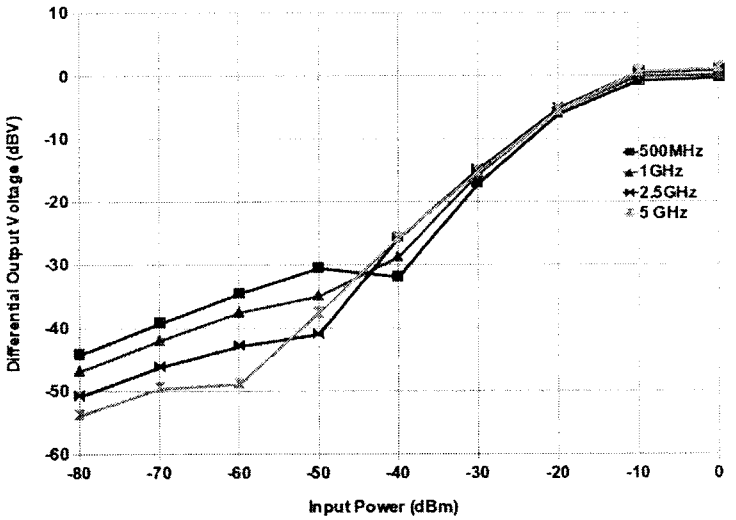


รูปที่ 2.5 วงจรสร้างกระแสอ้างอิง

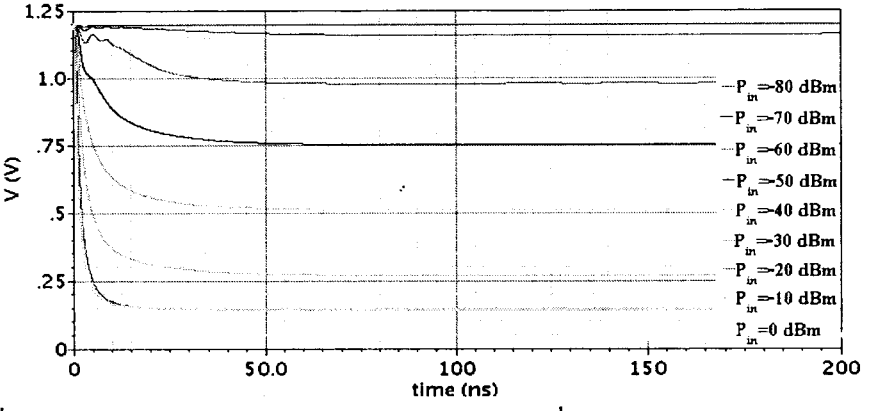
รูปที่ 2.6 แสดงแรงดันเอาท์พุตผลต่างของวงจรตรวจวัดกำลัง rms ในรูปที่ 2.2 ที่ความถี่สัญญาณอินพุตต่างๆ โดยกำลังงานอินพุตขนาด -65 dBm สร้างแรงดันเอาท์พุตขนาด 10 μV (-50 dBV) และกำลังงานอินพุตขนาด -10 dBm สร้างแรงดันเอาท์พุตขนาด 1 V (0 dBV) ดังนั้นพิสัยพลวัตอินพุต

ของวงจรมีค่าประมาณ -65 dBm ถึง -10 dBm ผลการจำลองการทำงานแสดงว่าวงจรสามารถทำงานได้ถูกต้องถึงความถี่อินพุตประมาณ 5 GHz รูปที่ 2.7 แสดงผลจำลองแรงดันเอาท์พุตของวงจรตรวจวัดกำลังงานเมื่อป้อนสัญญาณอินพุต 2.5 GHz ที่ค่ากำลังงานอินพุตจาก -80 dBm ถึง 0 dBm และรูปที่ 2.8 แสดงคุณลักษณะแรงดันเอาท์พุตกับกำลังงานอินพุต ซึ่งแสดงให้เห็นว่าช่วงกำลังอินพุตที่ตรวจวัดได้อยู่ที่ประมาณ -70 dBm ถึง -20 dBm โดยมีค่าแรงดันเอาท์พุตประมาณ 0.4 V ถึง 1.2 V ตามลำดับ

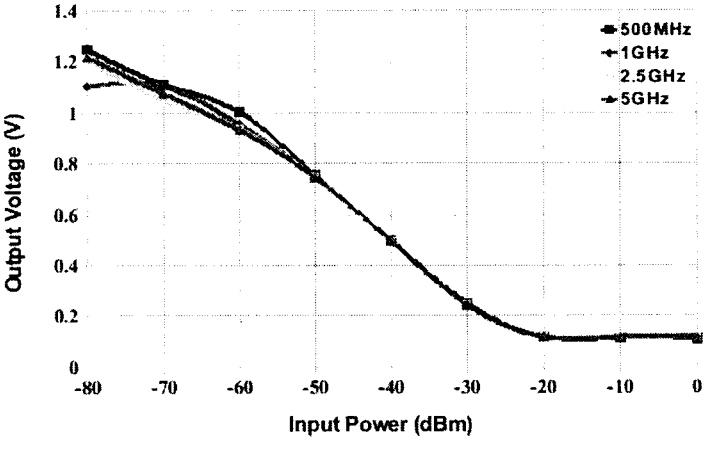
รูปที่ 2.9 แสดงแรงดันเอาท์พุตเมื่อทดสอบการทำงานของลูปป้อนกลับเพื่อหักล้างแรงดันออฟเซตไฟตรง โดยป้อนแหล่งจ่ายแรงดันออฟเซตไฟตรงถูกเพิ่มเข้าไปกับแรงดันอินพุต 2.5 GHz ของวงจรขยายภาคแรก และปรับขนาดแรงดันออฟเซตตั้งแต่ 0 ถึง 100 mV ซึ่งผลจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าแรงดันออฟเซตเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเอาท์พุตเล็กน้อยและวงจรยังสามารถทำงานได้ถูกต้อง รูปที่ 2.9(b) แสดงการผันแปรของแรงดันเอาท์พุตเมื่อแรงดันออฟเซตเปลี่ยนแปลงไปโดยที่กำลังงานอินพุตมีค่าคงที่ที่ -50 dBm รูปที่ 2.10 แสดงผังภูมิของวงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุที่ได้ออกแบบขึ้น โดยใช้พื้นที่ชิป 60x130 μm^2 รูปที่ 2.11(a)-(c) แสดงผลจำลองการทำงานวงจรที่ได้จากผังภูมิวงจรและรวมตัวเก็บประจุและตัวต้านทานปรสิตภายใต้การผันแปรของกระบวนการสร้าง แรงดันไฟเลี้ยงและอุณหภูมิ ตารางที่ 8.1 สรุปผลจำลองการทำงานวงจรโดยเปรียบเทียบกับวงจรอื่น



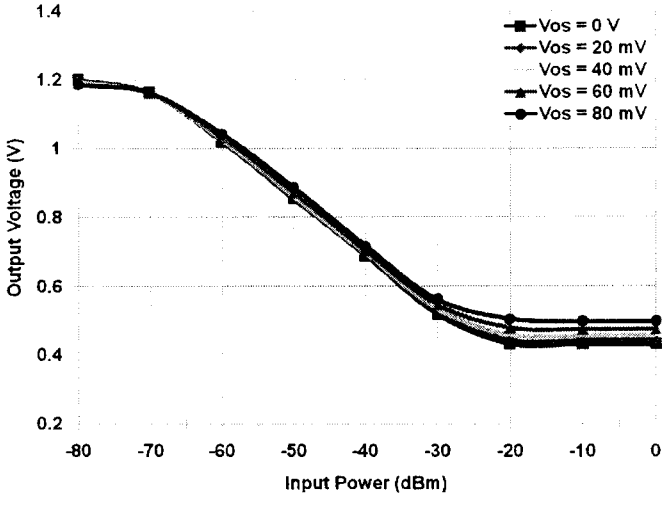
รูปที่ 2.6 แรงดันเอาท์พุตผลต่างของวงจรตรวจวัดกำลัง rms ที่ความถี่อินพุตต่างๆ



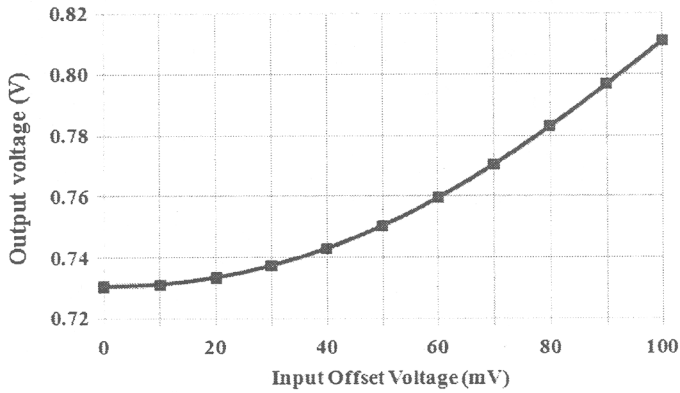
รูปที่ 2.7 แรงดันเอาท์พุตของวงจรตรวจวัดกำลังงานเมื่อป้อนสัญญาณอินพุต 2.5 GHz



รูปที่ 2.8 คุณลักษณะแรงดันเอาท์พุตกับกำลังงานอินพุต

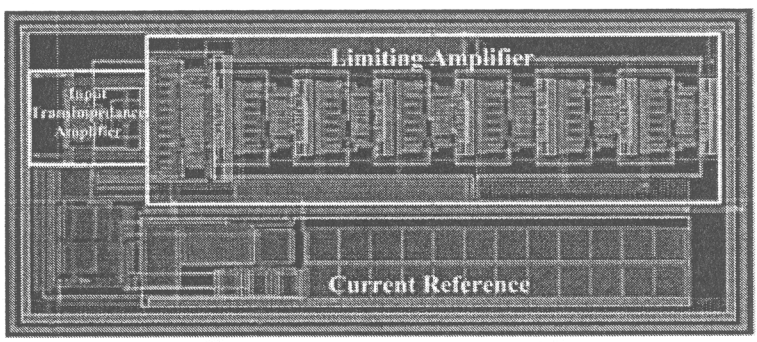


(a)

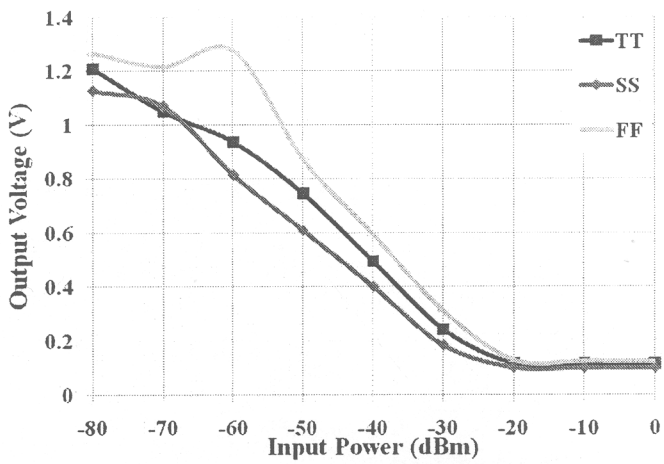


(b)

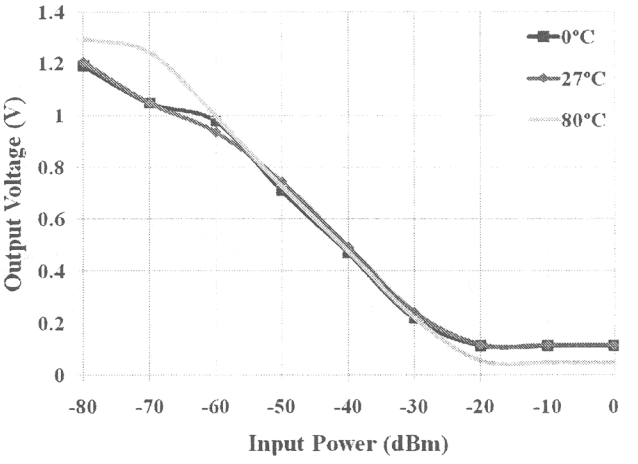
รูปที่ 2.9 ผลของแรงดันออฟเซตอินพุต



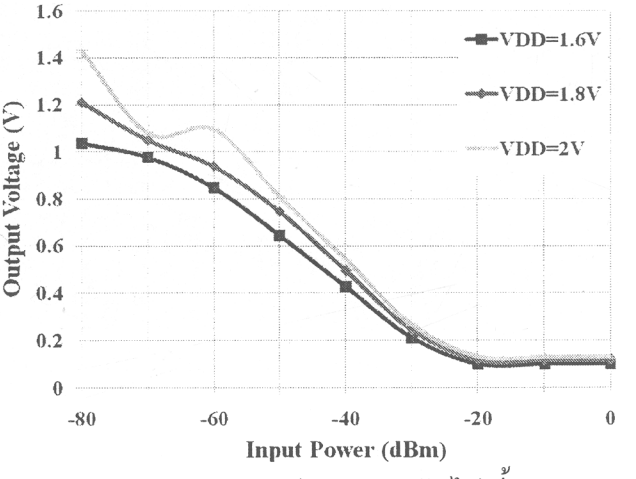
รูปที่ 2.10 ผังภูมิของวงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ



(a) การผันแปรของพารามิเตอร์กระบวนการสร้าง

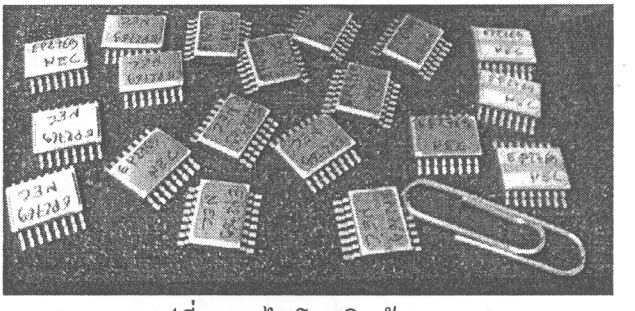


(b) การผันแปรของอุณหภูมิ



(c) การผันแปรของแรงดันไฟเลี้ยง

รูปที่ 2.11 ผลจำลองการทำงานวงจรที่ได้จากผังภูมิวงจร



รูปที่ 2.12 ไมโครชิพต้นแบบ

ตารางที่ 1 สรุปผลจำลองการทำงานวงจร

พารามิเตอร์	This work	0	0	0
เทคโนโลยีซีมอส	0.18μm	0.13μm	0.18μm	0.35μm
พื้นที่ชิป (mm^2)	0.0078	0.0126	0.36	0.031
อัตราขยาย (mV/dB)	17	6	6	50
พิสัยพลวัต (dB)	50	20	20	30
ความไวอินพุต (dBm)	-70	-35	-40	-25
แบนด์วิดท์ (GHz)	0.5 - 40	0.125-8.5	3.1-10.6	0.9-2.4
แรงดันไฟเลี้ยง (V)	1.8	1.2	1.8	3.3
กำลังงาน (mW)	0.9	0.18	10.8	8.6

2.5 สรุป

หัวข้อนี้ได้อธิบายถึงการออกแบบวงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุที่ใช้กำลังงานต่ำและมีพิสัยพลวัตสูง วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรตรวจวัดกำลังงาน rms และวงจรขยายล็อกการิทึม วงจรตรวจวัดกำลังงาน rms อาศัยคุณลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นของมอสเฟตในย่านอิ่มตัวและโหลดแอกทีฟเพื่อเพิ่มอัตราขยายแปลงที่กำลังงานต่ำสุด ทำให้ไม่ต้องใช้แบนด์วิดท์สูงและไม่ต้องใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรอง ผลจำลองการทำงานที่ได้จากผังภูมิวงจรในเทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถตรวจวัดกำลังงานอินพุตได้ตั้งแต่ -70 dBm ถึง -20 dBm ในย่านความถี่ 500 MHz ถึง 5 GHz และใช้กำลังงาน 0.9 mW ดังนั้นวงจรจึงเหมาะสมในการใช้งานสำหรับระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย

3 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล (Analog-to-digital converter: ADC)

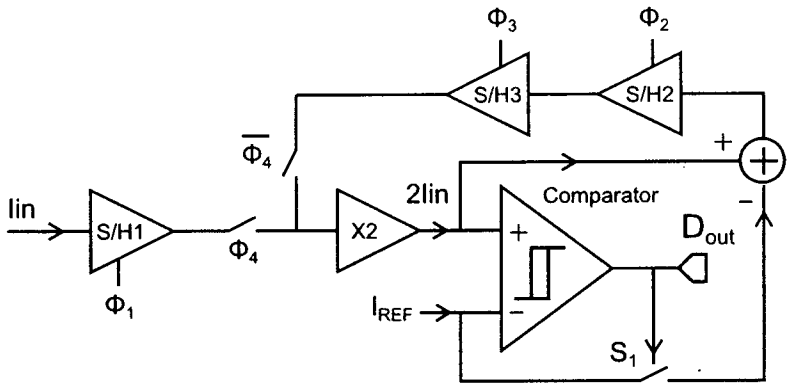
3.1 บทนำ

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล (Analog-to-digital converter: ADC) สำหรับวงจรไมโครเวฟเซ็นเซอร์ในรูปที่ 1.1 ซึ่งต้องการ ADC ที่มีความละเอียดในการแปลงสัญญาณ 8-12 บิต โดยสัญญาณขาเข้าของวงจร ADC มาจากสัญญาณขาออกของวงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ ซึ่งเป็นกระแสไฟตรงที่มีขนาดระหว่าง 1-100 μA ดังนั้นเราจึงสามารถใช้โครงสร้างวงจร ADC ในโหมดกระแสได้ ที่สามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงและใช้กำลังไฟฟ้าต่ำ ซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานสำหรับไมโครเวฟเซ็นเซอร์ โดยวงจร ADC ที่ได้ออกแบบมีความละเอียด 8 บิต ให้สัญญาณดิจิตอลเอาท์พุตแบบอนุกรม (serial-out) โดยมีอัตราการแปลงข้อมูล 1 Kbps หรืออัตราการสุ่มสัญญาณ 125 bps และสัญญาณดิจิตอลเอาท์พุตของ ADC จะส่งไปยัง

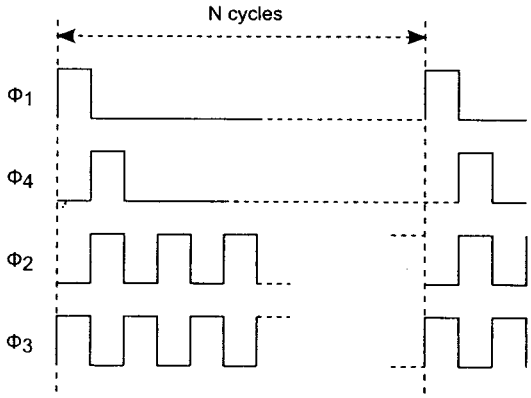
ไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อทำการประมวลสัญญาณและส่งไปยังจอแสดงผลต่อไป โดยเราเลือกใช้โครงสร้างวงจร ADC แบบอัลกอรึทึมมิก (Algorithmic Structure) เนื่องจากเป็นโครงสร้างที่ง่าย มีขนาดเล็กและใช้กำลังงานต่ำ เหมาะสมสำหรับการใช้งานกับสัญญาณอินพุตความถี่ต่ำ

3.2 โครงสร้างวงจร ADC แบบอัลกอริทึมมิกโหมดกระแส (Current-mode algorithmic ADC)

รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างวงจร ADC แบบอัลกอริทึมมิกโหมดกระแส 0 ซึ่งมีหลักการทำงานดังนี้ การแปลงสัญญาณจะเริ่มจากเมื่อ ϕ_1 มีค่าลอจิกเป็น "1" วงจรสุ่มและคงค่ากระแส S/H1 (Sample-and-hold: S/H) จะสุ่มค่ากระแสอินพุต และเมื่อ ϕ_1 มีค่าลอจิกเป็น "1" และ ϕ_4 มีค่าลอจิกเป็น "1" ค่ากระแสอินพุตที่สุ่มได้และคงค่าไว้จะถูกส่งต่อให้วงจรคูณสอง (X2) กระแส $2i_{IN}$ จะป้อนเข้าวงจรเปรียบเทียบกระแสเพื่อเปรียบเทียบกับกระแสไฟตรงอ้างอิง I_{REF} โดยถ้า $2i_{IN} < I_{REF}$ สัญญาณดิจิตอลเอาท์พุต (D_{out}) จะมีค่าเป็นลอจิก "0" และสวิทซ์ S1 จะปิดการทำงาน (OFF) และค่ากระแส $2i_{IN}$ จะถูกส่งกลับไปเพื่อทำการแปลงสัญญาณดิจิตอลเอาท์พุตบิตต่อไป ถ้า $2i_{IN} > I_{REF}$ สัญญาณดิจิตอลเอาท์พุตจะมีค่าเป็นลอจิก "1" และสวิทซ์ S1 จะเปิดการทำงาน (ON) ทำให้กระแส $2i_{IN}$ จะถูกลบด้วย I_{REF} และผลลัพธ์ (i_{IN}-I_{REF}) จะถูกป้อนกลับไปเป็นสัญญาณอินพุตเพื่อเปรียบเทียบและแปลงสัญญาณดิจิตอลเอาท์พุตบิตถัดไป โดยวงจรจะป้อนกลับกระแสเป็นจำนวน (N-1) ครั้งก่อนที่จะมีการสุ่มกระแส i_{IN} ค่าใหม่ โดยที่ N คือจำนวนบิตของสัญญาณดิจิตอลเอาท์พุตของวงจร ADC และการป้อนกลับกระแสจะผ่านวงจร S/H2 และ S/H3 เพื่อหน่วงเวลาวงจรทำงานถูกต้อง และ I_{REF} มีค่าเป็นค่าสูงสุดของกระแสอินพุตที่ต้องการแปลง รูปที่ 3.2 แสดงสัญญาณเวลาที่สำคัญของวงจร ADC



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลแบบ Algorithmic



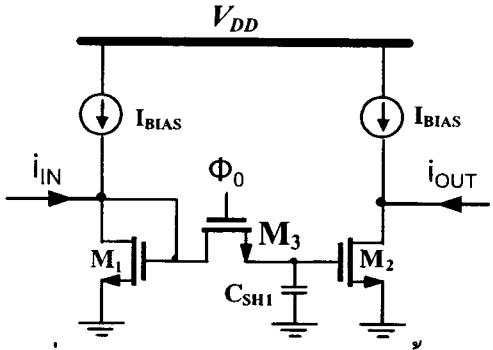
รูปที่ 3.2 สัญญาณเวลาที่สำคัญของวงจร ADC

3.3 การออกแบบวงจร ADC

วงจรอัลกอริทึมมิก ADC ประกอบด้วยวงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณ (Sampling and hold: S/H) วงจรคูณสองซึ่งสร้างโดยวงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) และวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) ความละเอียดของวงจร ADC จะขึ้นอยู่กับความแม่นยำของการสุ่มและคงค่าสัญญาณ การสะท้อนและการเปรียบเทียบกระแส ซึ่งจะได้กล่าวถึงสิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบวงจรต่างๆนี้ให้มีความแม่นยำสูง

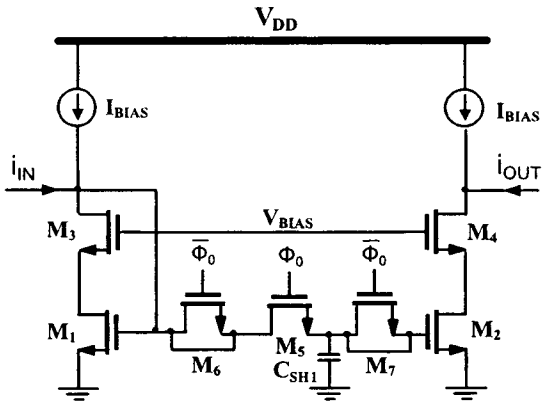
(1) วงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณ (Sample-and-hold: SAH)

รูปที่ 3.3 แสดงวงจรสุ่มและคงค่ากระแสพื้นฐานที่ใช้วงจรสะท้อนกระแส (M1 และ M2) สวิทซ์ (S1) และตัวเก็บประจุ (C_{SH1}) โดยวงจรจะสุ่มค่ากระแสอินพุตเมื่อ M3 ทำงานเป็นสวิทซ์ปิด (Closed) หรือเมื่อแรงดันขาเกตของ M3 เท่ากับ V_{DD} หรือ ϕ_0 มีค่าลอจิก '1' และวงจรทำการคงค่ากระแสที่สุ่มได้ที่เอาท์พุตเมื่อ M3 ทำงานเป็นสวิทซ์เปิด (Open) หรือเมื่อแรงดันขาเกตของ M3 เท่ากับ 0 V หรือ ϕ_0 มีค่าลอจิก '0' ซึ่งวงจรจะมีความแม่นยำของการสุ่มและคงค่ากระแสสูง จะต้องมีความต้านทานอินพุตต่ำ ความต้านทานเอาท์พุตสูง และความผิดพลาดจากการอัดฉีดประจุต่ำ (Small charge-injection error) โดยทั่วไปวงจรในรูปที่ 3.3 มีค่าความผิดพลาดของการสุ่มและคงค่ากระแสที่สูงเกินไปที่จะนำมาใช้งานในวงจร ADC ที่ต้องการความละเอียดสูง



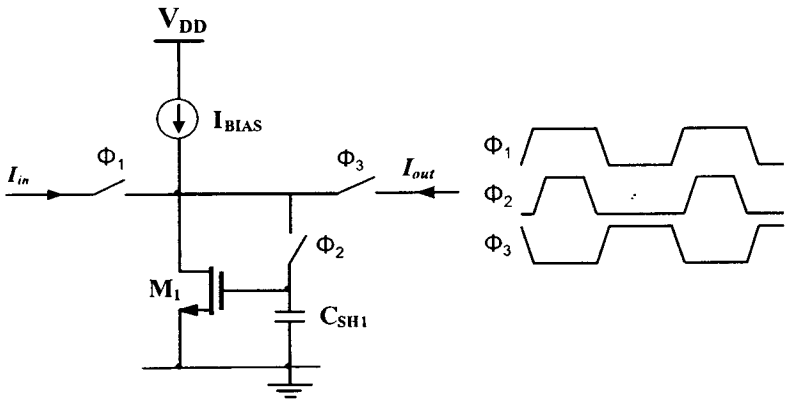
รูปที่ 3.3 วงจรสุ่มและคงค่ากระแสพื้นฐาน

เราสามารถลดความต้านทานอินพุตและเพิ่มความต้านทานเอาท์พุตของวงจรสุ่มและคงค่ากระแสได้โดยใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบลบหรือเทคนิคคาสโคด และเราสามารถลดความผิดพลาดจากการอัดฉีดประจุได้โดยใช้โครงสร้างวงจรแบบสัญญาณผลต่าง หรือใช้สวิทซ์หลอก (Dummy switch) 0 รูปที่ 3.4 แสดงวงจรสุ่มและคงค่ากระแสที่ใช้วงจรสะท้อนกระแสคาสโคดแบบแกว่งสัญญาณกว้าง (Wide swing cascode current mirror) ทำให้วงจรมีความต้านทานเอาท์พุตสูงขึ้น โดยที่ M3 และ M4 เป็นทรานซิสเตอร์คาสโคดเพื่อเพิ่มความต้านทานเอาท์พุตของวงจร และวงจรยังใช้เทคนิคสวิทซ์หลอกเพื่อลดความผิดพลาดที่เกิดจากการอัดฉีดประจุ โดยมี M5 ทำหน้าที่เป็นสวิทซ์ที่ควบคุมด้วยสัญญาณ Φ_0 และมี M6 และ M7 ทำหน้าที่เป็นสวิทซ์หลอกที่ควบคุมด้วยสัญญาณ $\overline{\Phi_0}$ และมีขนาด (W/L) เป็นครึ่งหนึ่งของ M5



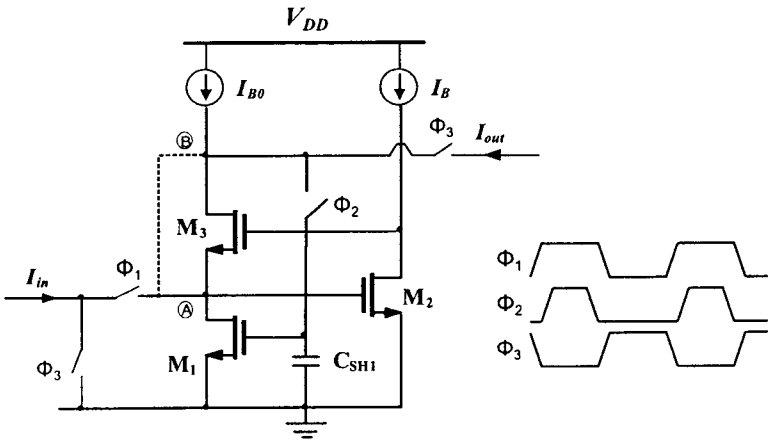
รูปที่ 3.4 วงจรสุ่มและคงค่ากระแสคาสโคดแบบแกว่งสัญญาณกว้าง

วงจรสุ่มและคงค่ากระแสในรูปที่ 3.3 และ 3.4 ใช้วงจรสะท้อนกระแสซึ่งใช้มอสเฟตที่สุ่มกระแสอินพุต (M_1) และคงค่ากระแสเอาท์พุต (M_2) เป็นคนละตัวกัน วงจรจึงต้องมีความสมพงศ์ของมอสเฟตสูงเพื่อให้ค่าความผิดพลาดของกระแสน้อยที่สุด ซึ่งต้องคำนึงถึงความสมพงศ์ของมอสเฟต ดังนั้นวงจรสุ่มและคงค่ากระแสที่ใช้มอสเฟตตัวเดียวกันในการสุ่มและคงค่ากระแสจึงมีความแม่นยำสูงกว่าเนื่องจากไม่มีข้อผิดพลาดที่เกิดจากความไม่สมพงศ์ของมอสเฟต วงจรสุ่มและคงค่ากระแสประเภทนี้ใช้โครงสร้างของวงจรหน่วยความจำสุ่มกระแส (Switched-current memory cell) ดังในรูปที่ 2.4 โดยวงจรจะสุ่มกระแสอินพุตเมื่อ ϕ_1 และϕ_2 มีค่าลอจิก '1' ทำให้ขาเกตและเดรนของ M1 ต่อเข้าด้วยกัน และตัวเก็บประจุ C_{SH1}จะถูกอัดประจุด้วยกระแส Iin + I_{BIAS} จากนั้น ϕ_1 และϕ_2 จะมีค่าลอจิก '0' และ ϕ_3 มีค่าลอจิก '1' ตัวเก็บประจุ C_{SH1} ซึ่งคงค่าประจุไว้จะทำให้ M_1 จ่ายกระแสเอาท์พุตมีค่าเท่ากับ Iin วงจรนี้จะมีความแม่นยำของการสุ่มและคงค่ากระแสสูง จะต้องมีความต้านทานอินพุตต่ำ ความต้านทานเอาท์พุตสูง และความผิดพลาดจากการอัดฉีดประจุต่ำเช่นกัน

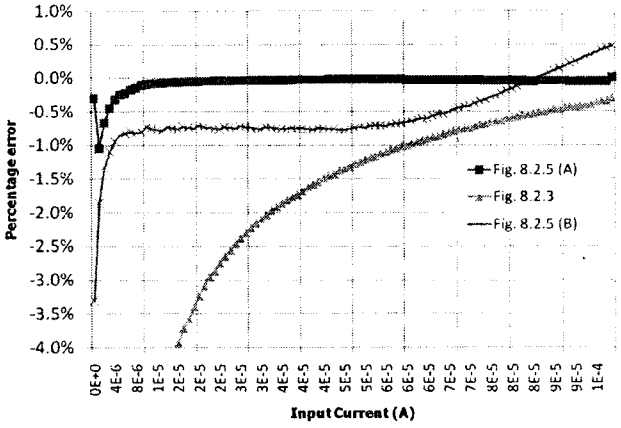


รูปที่ 3.5 วงจรสุ่มและคงค่ากระแสโดยใช้วงจรหน่วยความจำสุ่มกระแส

รูปที่ 3.6 แสดงวงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณที่ใช้โครงสร้างของวงจรสวิทซ์ความจำกระแสคาสโคดแบบคงค่า (Regulated cascode switched-current memory cell) 0 โดยวงจรมีหลักการทำงานเหมือนกับวงจรในรูปที่ 3.5 แต่ใช้โครงสร้างคาสโคดแบบคงค่าทำให้ความต้านทานเอาท์พุตของวงจรสูง ซึ่งทำให้ความแม่นยำของการสุ่มและคงค่ากระแสสูงขึ้น ในวงจรนี้เราสามารถป้อนกระแส Iin ได้ที่จุด A หรือ B โดยการป้อนที่จุด A จะให้ความแม่นยำในการสุ่มและคงค่ากระแสสูงกว่าการป้อนที่จุด B เนื่องจากที่จุด A มีความต้านทานอินพุตต่ำกว่าที่จุด B 0 รูปที่ 3.7 เปรียบเทียบผลการจำลองค่าความผิดพลาดการสุ่มและคงค่ากระแสของวงจรในรูปที่ 3.4 และ 3.6 สำหรับช่วงกระแสอินพุต 0 – 100 μA โดยใช้กระแสไบอัสและตัวเก็บประจุเท่ากัน ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรในรูปที่ 3.6 มีค่าความผิดพลาดกระแสน้อยกว่า 1% ซึ่งทำให้เหมาะสมในการใช้งานสำหรับวงจร ADC ที่มีความละเอียด 8-10 บิต



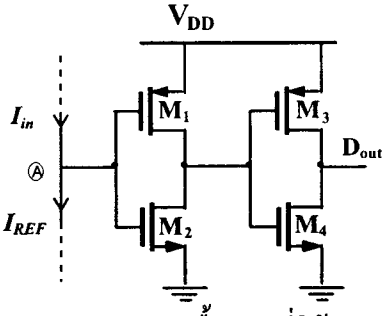
รูปที่ 3.6 วงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณที่ใช้วงจรสวิทซ์ความจำกระแสคาสโคดแบบคงค่า



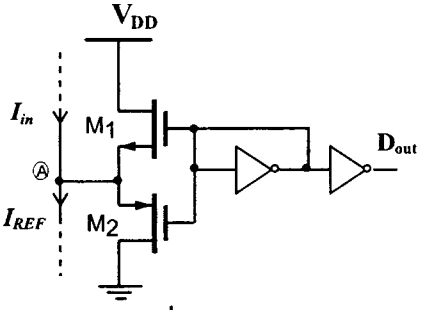
รูปที่ 3.7 ผลจำลองค่าความผิดพลาดการสุ่มและคงค่ากระแสของวงจรในรูปที่ 3.4 และ 3.6

(2) วงจรเปรียบเทียบกระแส

รูปที่ 3.8 แสดงวงจรเปรียบเทียบกระแสแบบพื้นฐานที่ใช้วงจรซีมอสอินเวอร์เตอร์ 0 โดยถ้า Iin > I_{REF} จุด A จะมีแรงดันสูงขึ้นและถูกขยายด้วยวงจรซีมอสอินเวอร์เตอร์ ทำให้แรงดันเอาท์พุตของวงจรเท่ากับ V_{DD} หรือลอจิก '1' ถ้า Iin < I_{REF} จุด A จะมีแรงดันต่ำลงและถูกขยายด้วยวงจรซีมอสอินเวอร์เตอร์ ทำให้แรงดันเอาท์พุตของวงจรเท่ากับ V_{DD} หรือลอจิก '0' วงจรมีข้อจำกัดเรื่องความละเอียดของการเปรียบเทียบกระแส ซึ่งทำให้ได้ค่าแรงดันเอาท์พุตที่ผิดพลาดได้หาก Iin มีค่าใกล้เคียงกับ I_{REF} โดยเราสามารถปรับปรุงค่าความละเอียดในการเปรียบเทียบกระแสได้โดยใช้โครงสร้างแบบสวิทซ์กระแสป้อนกลับ 0 ดังแสดงในรูปที่ 3.9 ซึ่งมีค่าความละเอียดในการเปรียบเทียบกระแสในระดับ 1 pA



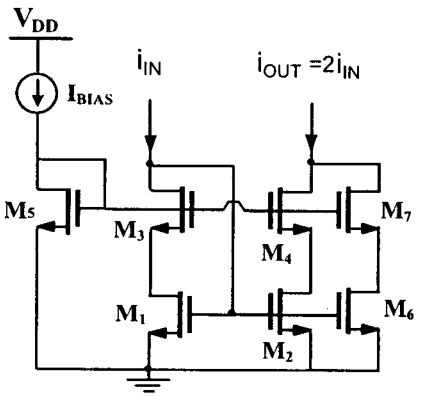
รูปที่ 3.8 วงจรเปรียบเทียบกระแสแบบพื้นฐานที่ใช้วงจรซีมอสอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.9 วงจรเปรียบเทียบกระแสที่ใช้โครงสร้างแบบสวิทซ์กระแสป้อนกลับ

(3) วงจรคูณสองและวงจรสะท้อนกระแส

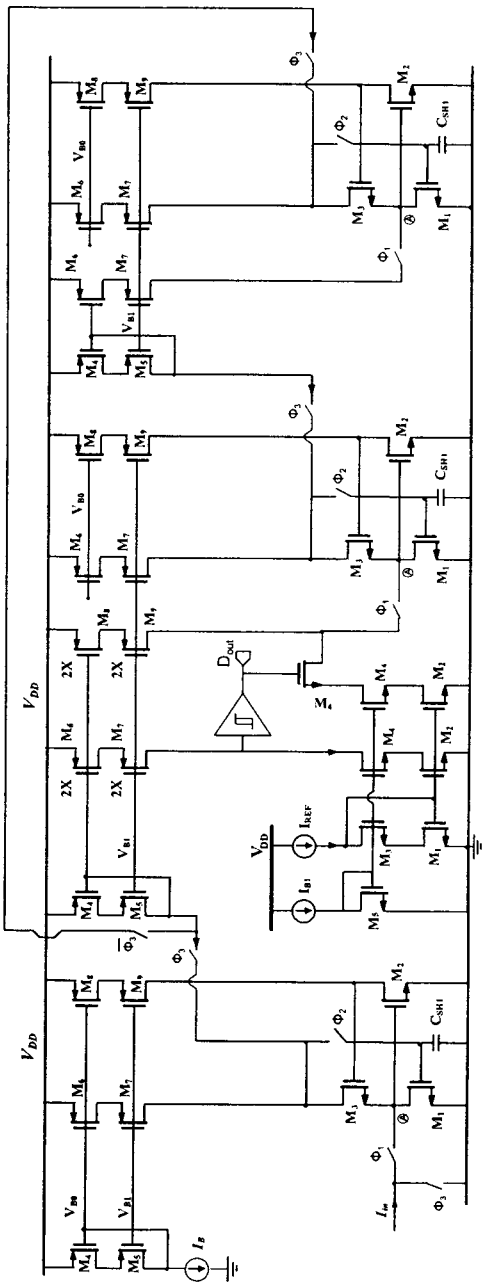
วงจรคูณสองกระแสและวงจรสะท้อนกระแสที่เหมาะสมในการใช้งานสำหรับวงจร ADC ต้องมีความสมพงษ์ของการสะท้อนกระแสที่สูงมาก ซึ่งต้องมีความต้านทานเอาท์พุตสูงและมีคุณลักษณะความสมพงษ์ของทรานซิสเตอร์ที่ดีมาก ดังนั้นเราจึงต้องใช้ขนาดความยาวและความกว้างช่องทางของมอสเฟตที่มากกว่าค่าต่ำสุดของเทคโนโลยี เพื่อให้ได้ความสมพงษ์ของมอสเฟตที่ดี และใช้เทคนิคคาสโคดเพื่อเพิ่มความต้านทานเอาท์พุตของวงจร รูปที่ 3.10 แสดงวงจรคูณสองกระแสและวงจรสะท้อนกระแสคาสโคดแบบแกว่งสัญญาณกว้าง (Wide-swing cascade current mirror) ที่ใช้ในวงจร ADC



รูปที่ 3.9 วงจรคูณสองกระแสและวงจรสะท้อนกระแสคาสโคดแบบแกว่งสัญญาณกว้าง

(4) วงจร ADC

รูปที่ 3.10 แสดงรายละเอียดวงจร ADC โดยประกอบด้วยวงจรสุ่มและคงค่ากระแสในรูปที่ 3.5 (ต่ออินพุตที่จุด A) วงจรเปรียบเทียบกระแสในรูปที่ 3.8 วงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 3.9 และเทคนิคสวิทซ์หลอกในการลดค่าความผิดพลาดที่เกิดจากการอัดฉีดประจุ

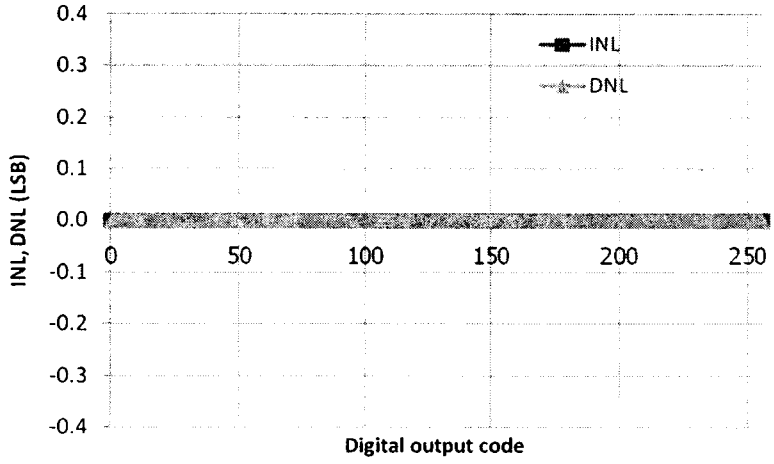


รูปที่ 8.3.10 วงจรอัลกอริทึมมิก ADC

3.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร ADC

วงจรอัลกอริทึมมิก ADC โหมดกระแสถูกออกแบบและจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Cadence และพารามิเตอร์จากเทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร วงจรทำงานกับแหล่งจ่าย

ไฟเลี้ยง 1.8 V ใช้สัญญาณนาฬิกาในการแปลงข้อมูล 1 KHz และใช้กำลังงานเฉลี่ย 0.67 mW วงจร S/H ใช้ตัวเก็บประจุ C_{SH} เท่ากับ 5 pF ในการคงค่ากระแส รูปที่ 3.11 แสดงผลการจำลองความไม่เป็นเชิงเส้นแบบรวม (Integral non-linearity: INL) และแบบผลต่าง (Differential non-linearity: DNL) ของวงจรเมื่อป้อนกระแสอินพุตที่เพิ่มขึ้นจาก 0 – 100 μA ภายในเวลา 2.048 วินาที โดยใช้อัตราการแปลงข้อมูล 1 KHz วงจรมีค่าความเป็นเชิงเส้น INL และ DNL เป็นศูนย์



รูปที่ 3.11 ผลจำลองความไม่เป็นเชิงเส้น INL และ DNL ของวงจร ADC

3.5 สรุป

หัวข้อนี้ได้อธิบายถึงการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลแบบอัลกอริทึมมิกที่ใช้กำลังงานต่ำ วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรสุ่มและคงค่ากระแส วงจรคูณสองและสะท้อนกระแส และวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ผลจำลองการทำงานในเทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำงานกับกระแสอินพุตที่ในช่วง 0 – 100 μA ภายใต้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 1.8 V และใช้กำลังงานเฉลี่ย 0.67 mW โดยใช้อัตราการแปลงข้อมูล 1 KHz วงจรมีค่าความเป็นเชิงเส้น INL และ DNL เป็นศูนย์ ดังนั้นวงจรจึงเหมาะสมในการใช้งานสำหรับระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย

4 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูป

4.1 บทนำ

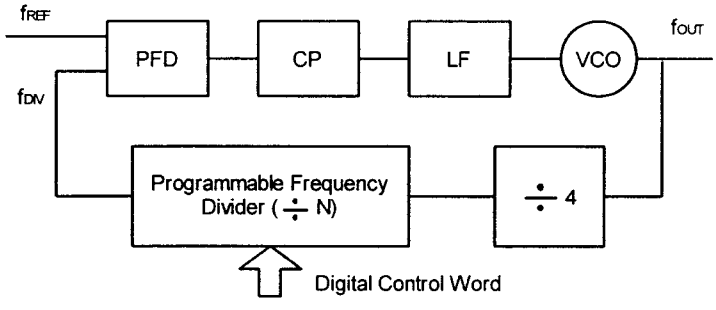
ระบบเซ็นเซอร์และการตรวจวัดแบบไร้สายเช่น Zigbee ต้องการใช้วงจรรับส่งสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุที่ใช้กำลังงานต่ำและต้นทุนต่ำ เพื่อให้ได้อายุการใช้งานที่นานที่สุด ดังนั้นข้อกำหนดทางเทคนิคต่างๆ เช่น สัญญาณรบกวนทางเฟส และช่องว่างความถี่ระหว่างช่องสัญญาณ สำหรับระบบการสื่อสารไร้สายระยะใกล้และอัตราการส่งข้อมูลต่ำจึงไม่สูงมากนัก เพื่อให้ได้การใช้กำลังไฟฟ้าต่ำที่สุด

วงจรสังเคราะห์ความถี่ เป็นหนึ่งในวงจรที่สำคัญและใช้กำลังไฟฟ้ามากที่สุดในวงจรรับส่งสัญญาณไร้สาย ดังนั้นการออกแบบและพัฒนาวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้กำลังไฟต่ำจึงมีความสำคัญและได้รับความสนใจอย่างมาก 0, 0, 0, 0 เนื่องจากช่องว่างความถี่ระหว่างช่องสัญญาณที่กว้าง และความต้องการด้านสัญญาณรบกวนทางเฟสไม่สูง ทำให้เราสามารถใช้โครงสร้างวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูปแบบจำนวนเต็ม (integer-N) ได้ ซึ่งไม่ซับซ้อนและทำให้สามารถใช้กำลังงานต่ำได้

ในส่วนนี้เราจะกล่าวถึงการออกแบบและสร้างวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูปแบบจำนวนเต็ม (integer-N) สำหรับระบบสื่อสารไร้สายระยะใกล้และอัตราการข้อมูลต่ำ วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวงแหวนที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบอคกระแส (Current-starved inverters) ที่ได้รับการปรับปรุงได้ถูกนำมาใช้เพื่อลดสัญญาณรบกวนเฟสโดยไม่เพิ่มการใช้กำลังไฟฟ้า โดยในหัวข้อต่อไปนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรส่วนต่างๆ และผลจำลองการทำงานของวงจรเฟสล็อกลูป

4.2 การออกแบบวงจร

รูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูปแบบจำนวนเต็ม ประกอบด้วยวงจรตรวจจับเฟสและความถี่ (Phase-frequency detector: PFD) วงจรอัดประจุ (Charge pump: CP) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter: LP) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage-controlled oscillators: VCO) และวงจรหารความถี่แบบคงที่ (หารด้วย 4) และแบบโปรแกรมได้ (Fixed and Programmable frequency divider) โดยวงจรหารความถี่ 4 เท่าใช้การต่อเรียงกันของวงจรหารความถี่ 2 เท่า 2 วงจรเพื่อใช้ลดความถี่ขาเข้าของวงจรหารความถี่แบบโปรแกรมค่าได้ โดยภายใต้สภาวะล็อก ความถี่ขาออก (fout) จะเป็นจำนวนเท่าของ 4N คูณกับความถี่อ้างอิง (fref) หรือ ความละเอียดของการปรับค่าความถี่เท่ากับ 4N*fref ยกตัวอย่างเช่น ในระบบ Zigbee มีระยะห่างความถี่ระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ 5 MHz ดังนั้น fref ควรมีค่าเท่ากับ 1.25 MHz

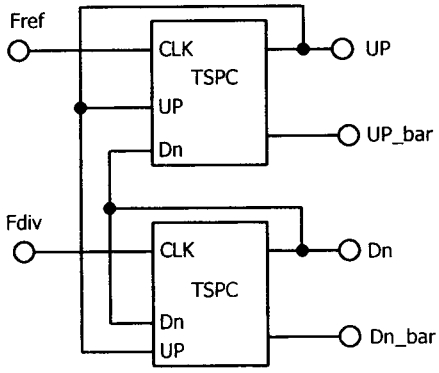


รูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างพื้นฐานวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูป

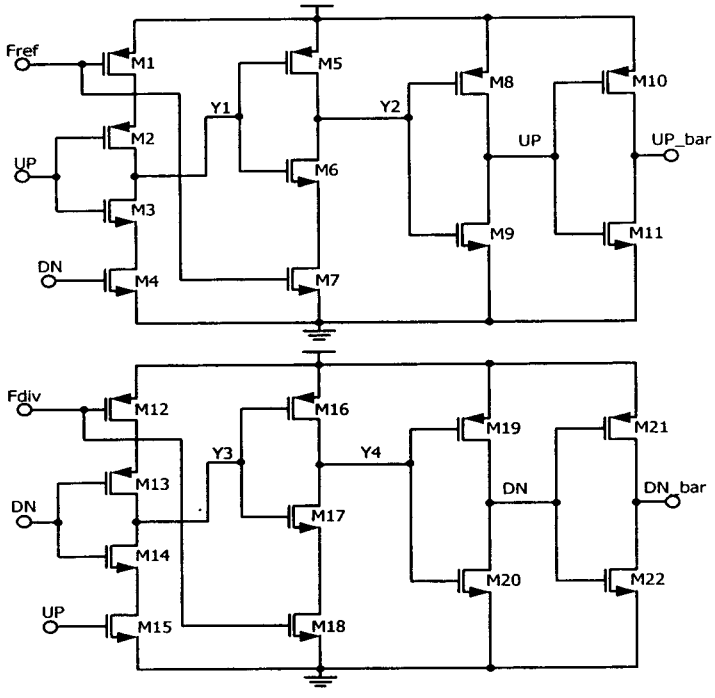
(1) วงจรตรวจจับเฟสและความถี่ (PFD)

วงจรตรวจจับเฟสและความถี่ 0 ทำหน้าที่ตรวจสอบหาความต่างเฟสของสัญญาณความถี่อินพุตอ้างอิง (fref) กับสัญญาณความถี่จากวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันโดยผ่านวงจรหารความถี่

(fdiv) รูปที่ 4.2 แสดงวงจรตรวจจับเฟสและความถี่แบบตรรกะพลวัต (Dynamic logic phase-frequency detector) ซึ่งประกอบด้วยวงจรฟลิปฟล็อป (D Flip Flop) 2 วงจร โดยสัญญาณขาออกของวงจร PFD จะใช้ตั้งค่าใหม่ของวงจรโดยไม่ผ่านตรรกะอื่นใด ซึ่งการตั้งค่าใหม่จะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณ UP และ DOWN มีตรรกะเป็น 1 พร้อมกันทั้งคู่ ข้อดีของวงจรตรวจจับเฟสและความถี่แบบตรรกะพลวัตคือสามารถกำจัดปัญหาช่วงสัญญาณขาเข้าที่ใช้งานไม่ได้ (Dead zone) วงจรฟลิปฟล็อปถูกออกแบบโดยใช้เทคนิคแบบตรรกะเฟสเดียวจริง (True single phase logic) เพื่อให้ได้ความเร็วการทำงานสูงสุด รูปที่ 4.2(ข) แสดงรายละเอียดวงจร PFD



(ก) โครงสร้างวงจร

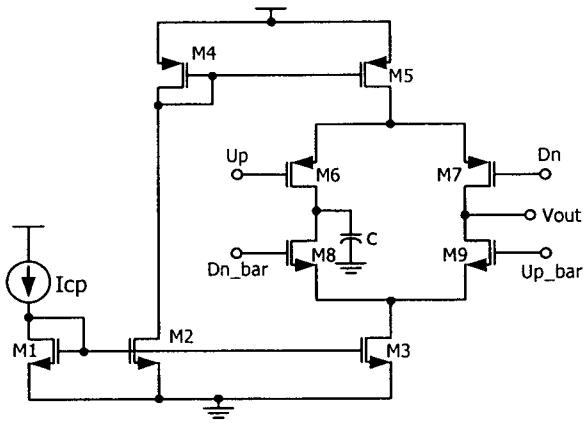


(ข) รายละเอียดวงจร

รูปที่ 4.2 วงจร PFD แบบตรรกะพลวัต

(2) วงจรอัดประจุ (Charge pump)

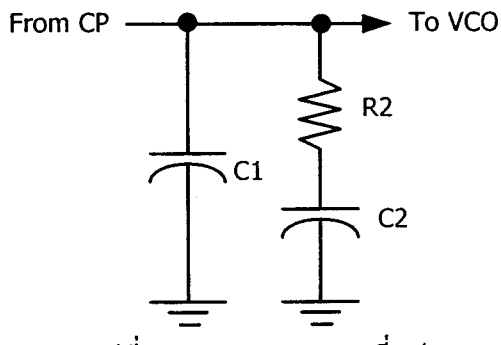
รูปที่ 4.3 แสดงวงจรอัดประจุแบบขับกระแสแบบสัญญาณผลต่าง โดยสัญญาณขาออกของวงจร PFD จะควบคุมสวิทช์สัญญาณผลต่าง (M_6-M_9) เพื่อผ่านกระแสอัดประจุ (I_{CP}) ไปยังเอาท์พุตของวงจรที่ต่อกับวงจรกรองความถี่ลูป โดยใช้สัญญาณ UP, UP_Bar, DN และ DN_Bar จากวงจรตรวจจับเฟสความถี่ในการควบคุมการอัดหรือคายประจุ ในกรณีการอัดประจุ สัญญาณ UP จะมีตรรกะเป็น 1 และ DN จะมีตรรกะเป็น 0 ซึ่งจะทำให้ M7 ทำงานและเกิดการอัดประจุทำให้แรงดันทางด้านออกเพิ่มขึ้น ในกรณีเกิดการคายประจุสัญญาณ DN มีตรรกะเป็น 1 และ UP มีตรรกะเป็น 0 ซึ่งจะทำให้ M9 ทำงานและเกิดการคายประจุทำให้แรงดันทางด้านออกลดลง การใช้โครงสร้างวงจรแบบสัญญาณผลต่างช่วยลดความไม่สมพงษ์ของกระแสในการอัดและคายประจุ และลดความไวต่อสัญญาณรบกวนที่ผ่านฐานรอง (Substrate noise)



รูปที่ 4.3 วงจรอัดประจุแบบขับกระแส

(3) วงจรกรองความถี่ลูป (Loop filter)

วงจรกรองความถี่ลูปใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบนำ-ตาม (lead-lag) ดังแสดงในรูปที่ 4.4 โดยออกแบบให้วงจรมีแบนด์วิท 200 kHz และใช้ค่าตัวเก็บประจุและตัวต้านทานดังนี้ C_1 = 5.78 pF, C_2 = 57.8 pF, R_2 = 57.8 kΩ



รูปที่ 4.4 วงจรกรองความถี่ลูป

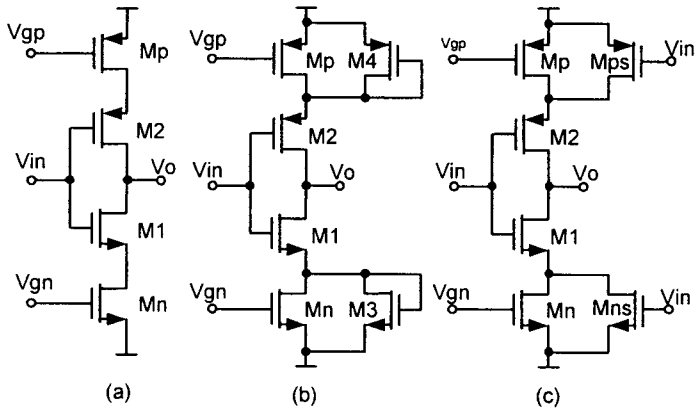
(4) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage-controlled oscillator: VCO)

วงจร VCO เป็นวงจรที่สำคัญมากในวงจรเฟสล็อกลูปที่ทำงานที่ความถี่สูงสำหรับในระบบการสื่อสารต่างๆ วงจร VCO สามารถสร้างได้โดยการใช้วงจรเรโซแนนซ์แบบ LC วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวงแหวน หรือแบบผ่อนคลาย (Relaxation oscillator) โดยเมื่อเปรียบเทียบโครงสร้างวงจรทั้ง 3 แบบแล้ว วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเรโซแนนซ์มีสัญญาณรบกวนเฟสน้อยที่สุดเนื่องจากคุณภาพของวงจรเรโซแนนซ์แบบ LC อย่างไรก็ตาม การสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเรโซแนนซ์ในเทคโนโลยีวงจรรวมนั้นมีต้นทุนสูงและค่อนข้างยากเนื่องจากความซับซ้อนในการสร้างตัวเหนี่ยวนำบนชิปและช่วงการจูนความถี่ค่อนข้างแคบ ในขณะที่วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวงแหวนสามารถมีช่วงการจูนความถี่ที่กว้างกว่าและใช้พื้นที่ชิปน้อยกว่า แต่มีสัญญาณรบกวนเฟสสูงกว่า ดังนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์จึงเหมาะในการใช้งานที่ความต้องการสัญญาณรบกวนเฟสไม่สูงมากนักอย่างเช่นในระบบสื่อสารเซ็นเซอร์ไร้สายระยะใกล้

สัญญาณรบกวนเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบวงแหวนสามารถลดทอนได้โดยการทำให้ขอบสัญญาณขาขึ้นและลงมีความสมมาตรกัน 0 และ/หรือโดยการเพิ่มขนาดการแกว่งสัญญาณให้มากขึ้น วิธีหนึ่งในทางปฏิบัติที่ทำให้ขอบสัญญาณขาขึ้นและลงมีความสมมาตรกันนั้น สามารถทำได้โดยใช้โหลดที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงเช่น โหลดแบบเฉื่อยงาน (passive) หรือ ตัวต้านทานมอสที่มีความเป็นเชิงเส้น 0 นอกจากนี้วงจรออสซิลเลเตอร์วงแหวนแบบผลต่างมีสัญญาณรบกวนเฟสสูงกว่าแบบเดี่ยวภายใต้จำนวนภาคขยาย การใช้กำลังไฟ และความถี่การออสซิลเลตที่เท่ากัน วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวงแหวนด้านออกเดี่ยวนั้นไม่จำเป็นต้องมีคุณสมบัติด้านการกำจัดสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงหรือฐานรองแย่กว่าวงจรแบบผลต่างเสมอไป 0 ดังนั้นเราจึงเลือกใช้โครงสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์วงแหวนแบบด้านออกเดี่ยว โดยใช้โครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์แบบอคกระแสที่มีการแกว่งแรงดันเอาท์พุตสูงเต็มแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเพื่อลดสัญญาณรบกวนเฟสของวงจร

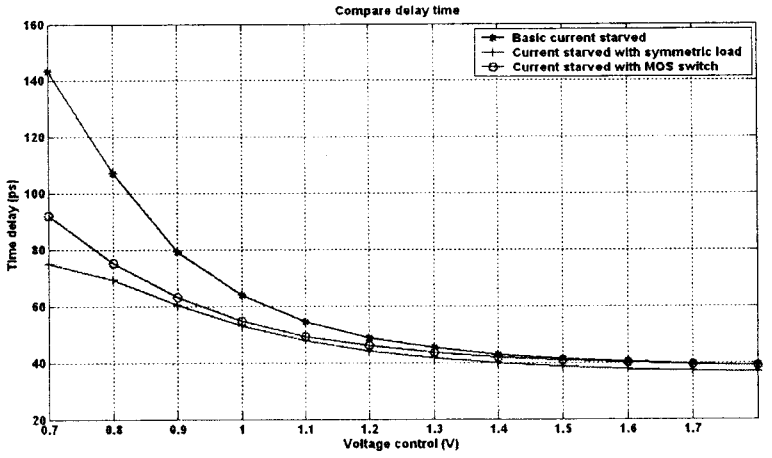
รูปที่ 4.5 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบอคกระแส โดยที่ทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 ทำหน้าที่อินเวอร์เตอร์ และทรานซิสเตอร์ Mn และ Mp ทำหน้าที่จำกัดกระแส ซึ่งสามารถถูกออกแบบให้ทำงานในย่านอิ่มตัวหรือย่านไตรโอด หาก Mn และ Mp ทำงานในย่านอิ่มตัว ก็จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่จำกัดกระแสที่ไปอัดหรือคายประจุตัวเก็บประจุด้านออก และถ้า Mn และ Mp ทำงานในย่านไตรโอด ก็จะหน้าที่เป็นตัวต้านทานที่ควบคุมด้วยแรงดัน ทำให้ค่ากระแสที่ไปอัดหรือคายประจุขึ้นกับแรงดันเกตและขนาดของทรานซิสเตอร์ ในกรณีนี้การแกว่งสัญญาณขาออกจะถูกจำกัดโดยแรงดันเกตขับเกินซึ่งอาจมีค่าน้อยที่ความถี่สูง ดังนั้นการไบอัส Mn และ Mp ให้ทำงานในย่านอิ่มตัวจะสามารถให้การแกว่งแรงดันขาออกสูงขึ้นและทำให้สัญญาณรบกวนเฟสน้อยลงได้ โดยในการไบอัสทั้ง 2 กรณีนั้น การแกว่งแรงดันขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบอคกระแสนั้น จะถูกจำกัดโดยแรงดันเกตขับเกินของทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่จำกัดกระแส ในสภาวะที่กระแสไบอัสและความถี่การออสซิลเลตเท่ากัน

สัญญาณรบกวนเฟสนั้นสามารถลดทอนได้โดยการเพิ่มประสิทธิภาพการสวิทช์ ซึ่งทำได้โดยการเพิ่มการแกว่งสัญญาณเท่านั้น 0



รูปที่ 4.5 วงจรอินเวอร์เตอร์อคกระแส (a) แบบพื้นฐาน (b) แบบโหลดสมมาตร และ (c) แบบเพิ่มการแกว่งสัญญาณขาออกที่นำเสนอ

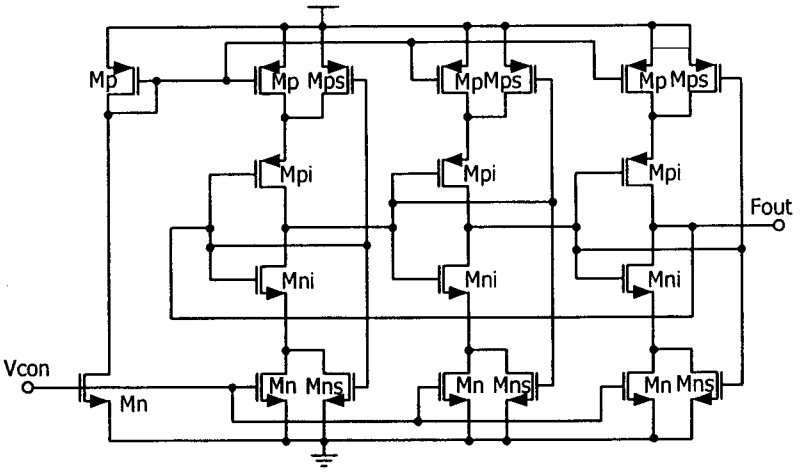
งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์อคกระแสใหม่ 0 ในรูปที่ 4.5(c) ที่มีการเพิ่มการแกว่งสัญญาณ ขาออกเพื่อลดสัญญาณรบกวนเฟสของวงจรออสซิลเตอร์วงแหวน วงจรอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์อคกระแสแบบพื้นฐานที่เพิ่มทรานซิสเตอร์ดึงขึ้นและดึงลงอีก 2 ตัว (Mps และ Mns) ซึ่งมีขาเกตต่อกับอินพุตของอินเวอร์เตอร์ เมื่อแรงดันอินพุตมีค่าสูง แรงดันเอาท์พุตจะถูกดึงลงโดย M1 และ Mns จะทำงานและต่อขาซอสของ M1 ลงกราวด์ ทำให้กำจัดแรงดันตกคร่อมส่วนเกิน Mn ต้องการ และการทำงานในช่วงแรงดันอินพุตนั้นสามารถอธิบายได้ในลักษณะเดียวกัน ดังนั้นการแกว่งแรงดันเอาท์พุตจึงเพิ่มขึ้นและมีลักษณะแบบเต็มแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง เหมือนกับวงจรอินเวอร์เตอร์พื้นฐาน รูปที่ 4.5(b) แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์อคกระแสแบบโหลดสมมาตร ทรานซิสเตอร์ M3 และ M4 สร้างโหลดเชิงเส้นทำให้รูปสัญญาณขาขึ้นและขาลงมีความสมมาตรมากขึ้น อย่างไรก็ตามการแกว่งแรงดันของวงจรในรูปที่ 4.5(b) ถูกจำกัดโดยแรงดันตกคร่อมที่ M3 และ M4 ต้องการ รูปที่ 4.6 แสดงผลการจำลองค่าหน่วงเวลากับแรงดันควบคุมของวงจรในรูปที่ 4.5 ซึ่งเห็นได้ว่าการจูนเวลาหน่วงของวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.5(c) นั้นมีความเป็นเชิงเส้นมากกว่าวงจรอื่น อย่างไรก็ตามวงจรในรูปที่ 4.5(a) มีช่วงการจูนเวลาหน่วงที่กว้างที่สุด



รูปที่ 4.6 ผลการจำลองค่าหน่วงเวลากับแรงดันควบคุมของวงจรในรูปที่ 4.5

รูปที่ 4.7 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดันแบบ 3 ภาค โดยที่แต่ละภาคหน่วงถูกสร้างด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์อคกระแสในรูปที่ 4.5(c) ความถี่การออสซิลเลต สามารถจูนได้โดยการจูนเวลาหน่วงของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำได้โดยการปรับกระแสไบอัสของอินเวอร์เตอร์ โดยปรับแรงดันควบคุม Vcon

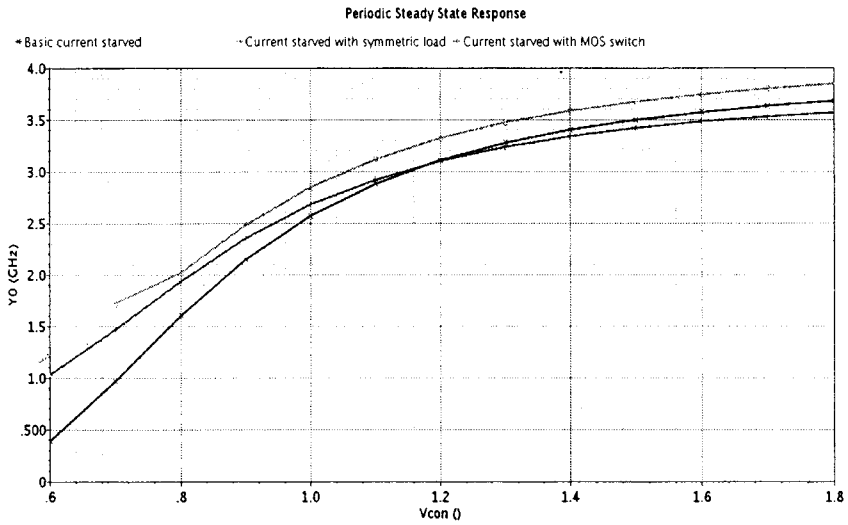
วงจรออสซิลเลเตอร์ ถูกออกแบบให้มีความถี่ออสซิลเลเตอร์ซิลเลตกลางที่ 2.5 GHz และใช้กำลังไฟเท่ากัน วงจรทั้งหมดทำงานกับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 1.8 V และผลการจำลองการทำงานทั้งหมดใช้โปรแกรม Cadence และพารามิเตอร์จากเทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร



รูปที่ 4.7 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดันแบบ 3 ภาค

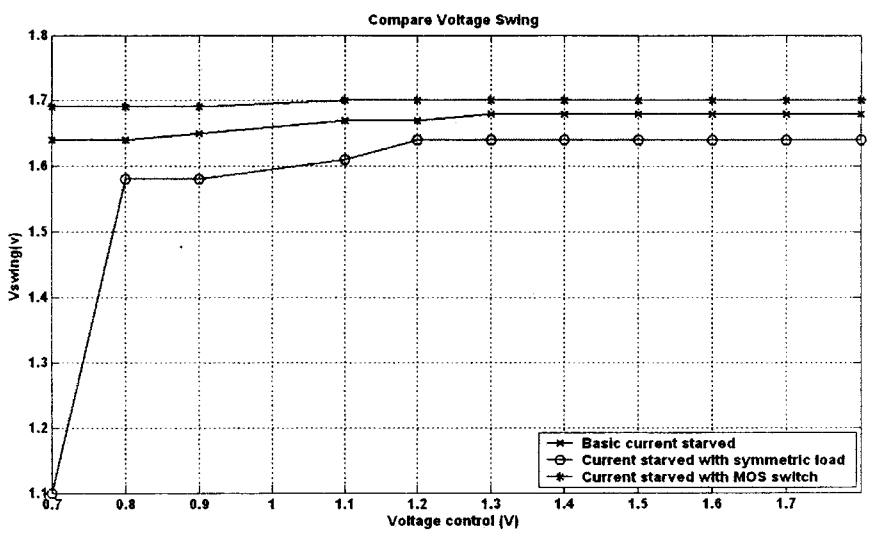
รูปที่ 4.8 แสดงคุณสมบัติการจูนความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้ง 3 วงจรภายใต้การใช้กำลังไฟที่เท่ากัน วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อินเวอร์เตอร์อคกระแสแบบพื้นฐาน (รูปที่ 4.5(a)) มีช่วงการจูนความถี่จาก 391 MHz ถึง 3.29 GHz เมื่อแรงดันควบคุมเปลี่ยนจาก 0.6 V เป็น 1.8 V วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อินเวอร์เตอร์อคกระแสแบบโหลดสมมาตร (รูปที่ 4.5(b)) มีช่วงการจูนความถี่จาก 1.72 GHz ถึง

3.85 GHz เมื่อแรงดันควบคุมเปลี่ยนจาก 0.7 V เป็น 1.8 V วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อินเวอร์เตอร์อดกระแสแบบการแกว่งแรงดันสูง (รูปที่ 4.5(c)) มีช่วงการจูนความถี่จาก 1 GHz ถึง 3.6 GHz เมื่อแรงดันควบคุมเปลี่ยนจาก 0.6 V เป็น 1.8 V

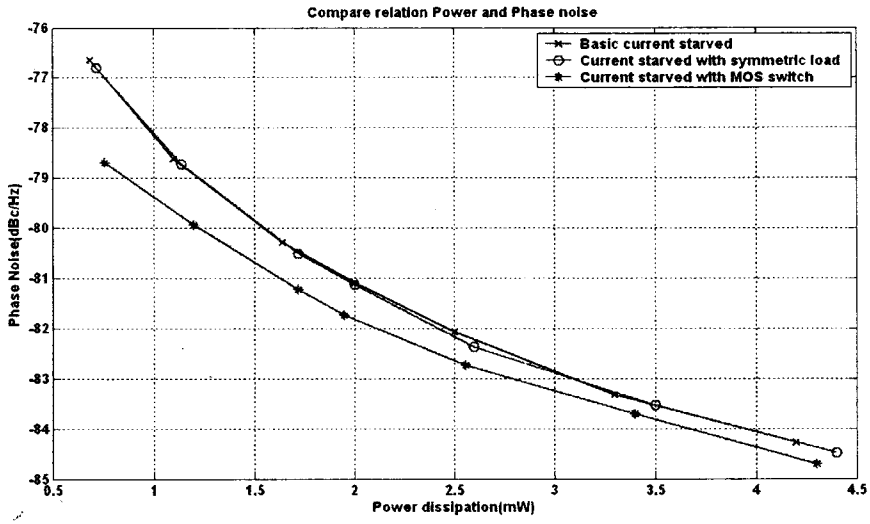


รูปที่ 4.8 คุณสมบัติการจูนความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้ง 3 วงจร

รูปที่ 4.9 แสดงการแกว่งแรงดันของวงจรออสซิลเลเตอร์ เมื่อแรงดันควบคุมเปลี่ยนจาก 0.7 V เป็น 1.8 V ซึ่งจะเห็นได้ว่าการแกว่งแรงดันของวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่ใช้อินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.5(c) มีค่าคงที่ประมาณ 1.7 V ในขณะที่วงจรออสซิลเลเตอร์อื่นมีขนาดการแกว่งแรงดันที่เปลี่ยนไป รูปที่ 4.10 แสดงผลการจำลองสัญญาณรบกวนเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่ความถี่ออฟเซต 1 MHz จากความถี่ออสซิลเลต 2.5 GHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณรบกวนเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่ใช้อินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอนั้นมีค่าน้อยกว่าประมาณ 2-3 dB เมื่อเทียบกับวงจรอื่นที่การใช้กำลังไฟเท่ากัน



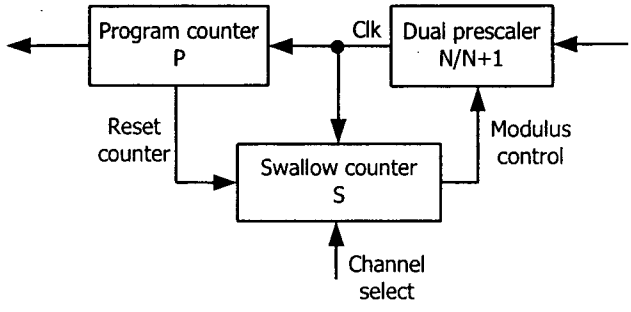
รูปที่ 4.9 การแกว่งแรงดันของวงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.10 ผลการจำลองสัญญาณรบกวนเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์

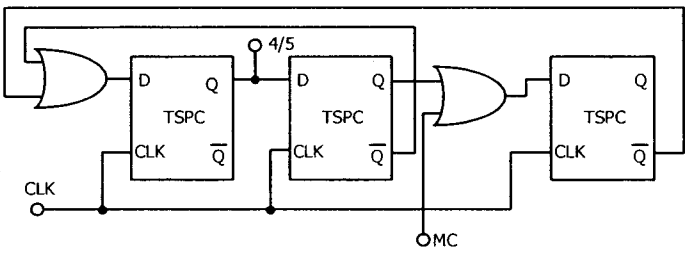
(5) วงจรหารความถี่ที่โปรแกรมค่าได้

รูปที่ 4.11 แสดงวงจรหารความถี่ที่โปรแกรมค่าได้โดยใช้พรีสเกลเลอร์แบบโมดูลัสคู่ (Dual modulus prescaler) ประกอบด้วยวงจรนับโปรแกรม (Program counter: P) วงจรพรีสเกลเลอร์แบบโมดูลัสคู่ (หาร N หรือ N+1) และวงจรนับกลืน (Swallow counter: S) วงจรพรีสเกลเลอร์แบบโมดูลัสคู่เป็นวงจรนับที่อัตราการหารสามารถเปลี่ยนค่าได้โดยการควบคุมจากสัญญาณภายนอก ซึ่งจะหารความถี่อินพุตด้วยอัตรา N หรือ N+1 ขึ้นอยู่กับสัญญาณควบคุมโมดูลัส วงจรนับโปรแกรมและวงจรนับกลืนจะหารความถี่อินพุตด้วยอัตราหาร P และ S ตามลำดับ ค่าควบคุมดิจิตอลของวงจรนับกลืนจะเลือกความถี่เอาท์พุตที่ต้องการและควรตั้งให้ S มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่า P เสมอ โดยในงานนี้วงจรนับกลืนถูกตั้งค่าให้นับขึ้นจาก 0 ถึง 50 และวงจรนับโปรแกรมถูกออกแบบให้นับลงจาก 150 ถึง 0 ดังนั้นวงจรพรีสเกลเลอร์จะหารความถี่อินพุตด้วย N+1 จนกระทั่งวงจรนับกลืนนับครบรอบจนล้น (overflow) และสัญญาณแสดงการล้นจะตั้งค่าพรีสเกลเลอร์ให้หารด้วย N จนกระทั่งวงจรนับโปรแกรมนับครบจนล้น ดังนั้นค่าอัตราการหารมีค่าเท่ากับ NP+S

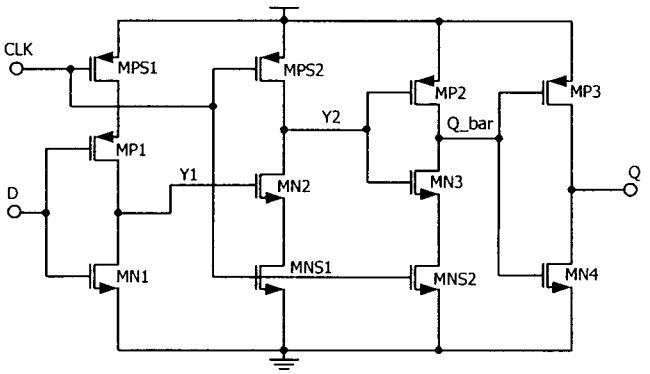


รูปที่ 4.11 วงจรหารความถี่ที่โปรแกรมค่าได้โดยใช้พรีสเกลเลอร์แบบโมดูลัสคู่

วงจรพรีสเกลเลอร์แบบโมดูลัสคู่ถูกสร้างด้วยวงจรหาร 4/5 0 ดังแสดงในรูปที่ 4.12 ประกอบด้วยวงจรฟลิปฟลอปแบบสัญญาณนาฬิกาเฟสเดียวจริง (True single phase clock flip-flop) 3 วงจรและวงจรเกตออร์ (OR gates) 2 วงจร โดยวงจรจะมีอัตราการหารความถี่เป็น 4 หรือ 5 ขึ้นกับค่าควบคุมโมดูลัส (MC) เท่ากับ "สูง" และ "ต่ำ" ตามลำดับ รูปที่ 4.13 แสดงวงจรฟลิปฟลอปแบบสัญญาณนาฬิกาเฟสเดียวจริง ที่ใช้เพื่อการทำงานที่ความเร็วสูง 0



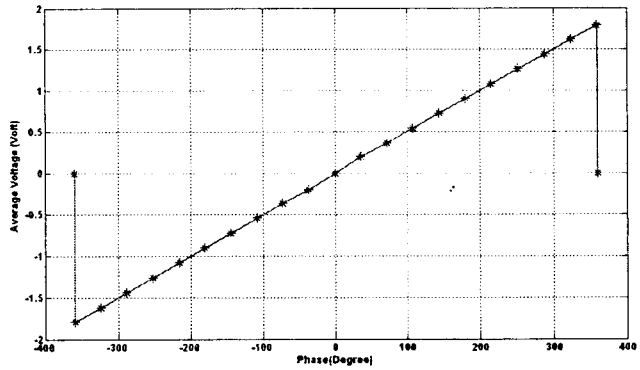
รูปที่ 4.12 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบโมดูลัสคู่ถูกสร้างด้วยวงจรหาร 4/5



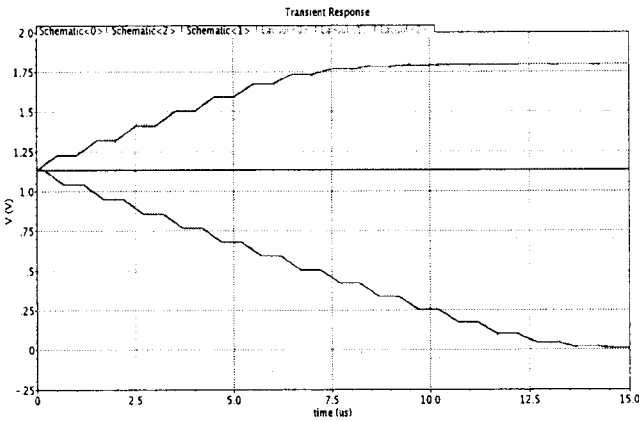
รูปที่ 4.13 แสดงวงจรฟลิปฟลอปแบบสัญญาณนาฬิกาเฟสเดียวจริง

4.3 ผลการจำลองการทำงาน

วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูปถูกออกแบบและจำลองการทำงานด้วยเทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร วงจรถูกออกแบบให้ทำงานกับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 1.8 V และใช้กำลังงาน 2 mW รูปที่ 4.14 แสดงคุณสมบัติของวงจรตรวจจับเฟสและความถี่ ซึ่งแสดงถึงความเป็นเชิงเส้นของวงจร โดยวงจรใช้กำลังงาน 164 μW รูปที่ 4.15 แสดงคุณสมบัติของวงจรอัดและคายประจุ

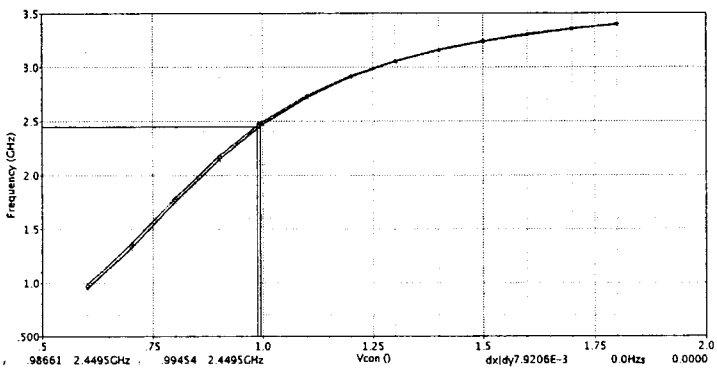


รูปที่ 4.14 คุณสมบัติของวงจรตรวจจับเฟสและความถี่

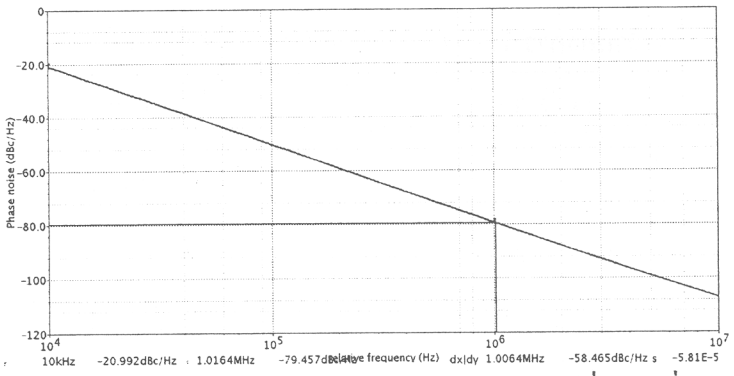


รูปที่ 4.15 ผลการจำลองการทำงานวงจรอัดและคายประจุ

รูปที่ 4.16 แสดงผลการจำลองคุณสมบัติการจูนความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน วงจรสามารถจูนความถี่ได้ตั้งแต่ 998 MHz ถึง 3.39 GHz เมื่อแรงดันควบคุมเปลี่ยนจาก 0.6 V เป็น 1.8 V ตามลำดับ รูปที่ 4.17 แสดงผลการจำลองสัญญาณรบกวนเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.45 GHz โดยมีค่าสัญญาณรบกวนเฟส -80 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 1 MHz

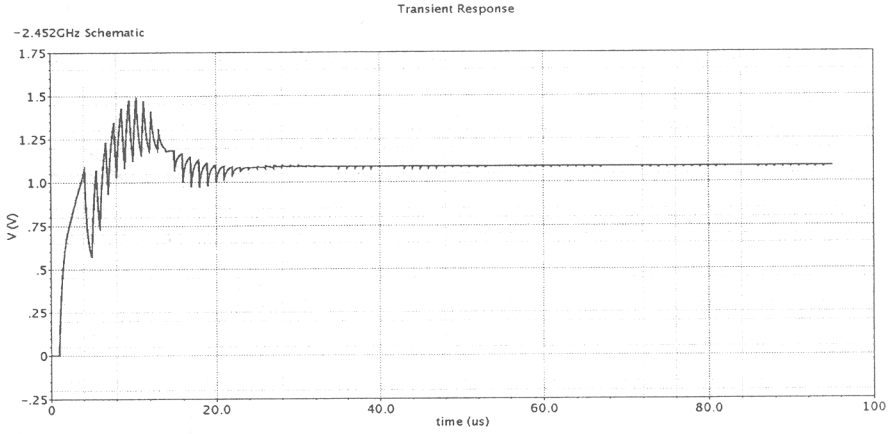


รูปที่ 4.16 คุณสมบัติการจูนความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์

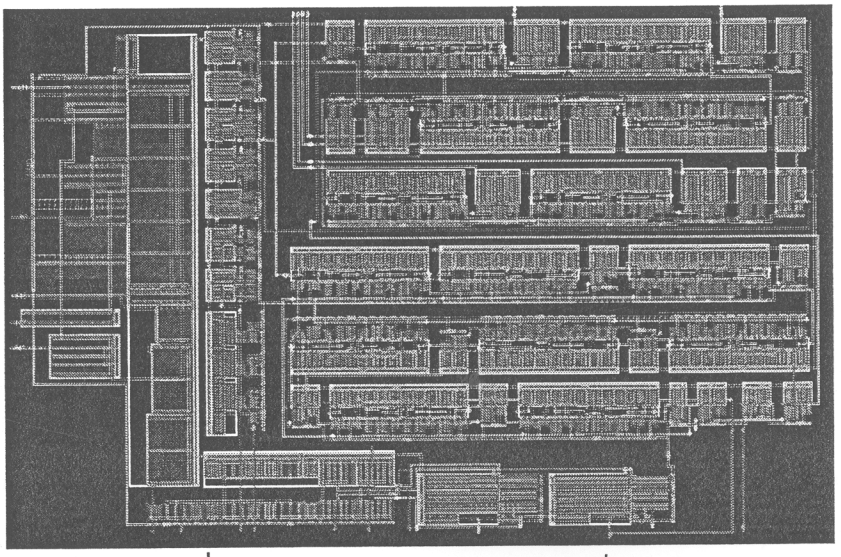


รูปที่ 4.17 สัญญาณรบกวนเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.45 GHz

รูปที่ 4.18 แสดงผลการจำลองการเข้าสู่สภาวะล็อกของวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูปที่ความที่ 2.452 GHz ที่อุณหภูมิ 27 ^{o}C โดยแสดงว่าแรงดันควบคุมความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถเข้าสู่ค่าคงที่ได้ภายในเวลาประมาณ 30 μS



รูปที่ 4.18 แรงดันควบคุมวงจรกำเนิดความถี่ที่ความที่ 2.452GHz



รูปที่ 4.18 ผังภูมิกายภาพของวงจรเฟสล็อกลูป

ตารางที่ 2 สรุปผลการจำลองการทำงานของวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูป

พารามิเตอร์	This work	0	0
เทคโนโลยีซีมอส (μm)	0.18	0.18	0.18
แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง (V)	1.8	1.8	1.8
การใช้กำลังงาน (mW)	2	4.86	3.2
ช่วงการจูนความถี่ (GHz)	2.4-2.6	2.4-2.48	2.4-2.48
ความละเอียดการจูนความถี่ (MHz)	5	1	5
สัญญาณรบกวนเฟสที่ความถี่ออฟเซต 1 MHz (dBc/Hz)	-80.4	-119	-113
เวลาเข้าสู่สภาะล็อก (μs)	45	35	27

5. สรุป

วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูปสำหรับการสื่อสารไร้สายระยะใกล้และอัตราการส่งข้อมูลต่ำได้ถูกออกแบบขึ้น โดยประกอบด้วยวงจรออสซิลเลเตอร์แบบวงแหวน 3 ภาค ซึ่งสร้างด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์อดกระแสที่มีการแกว่งแรงดันเต็มแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง วงจรตรวจจับเฟสและความถี่แบบตรรกะพลวัตและวงจรฟลิปฟลอปแบบสัญญาณนาฬิกาเดี่ยวจริงถูกนำมาใช้เพื่อให้ได้การทำงานที่ความเร็วสูงโดยใช้กำลังงานต่ำที่สุด ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูปใช้กำลังงาน 2 mW และมีศักยภาพที่จะใช้งานในกับระบบเซ็นเซอร์ไร้สายได้

เอกสารอ้างอิง

[1] Y. Zhou and M. Y. Chia, "A Low-Power Ultra-Wideband CMOS True RMS Power Detector," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, 2008, pp. 1052-1058.

[2] K. A. Townsend and J. W. Haslett, "A Wideband Power Detection System *Optimized* for the UWB Spectrum," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, 2009, pp. 371-381.

[3] A. Valdes-garcia, R. Venkatasubramanian, J. Silva-martinez, and E. Sánchez-sinencio, "A Broadband CMOS Amplitude Detector for On-Chip RF *Measurements*," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 57, 2008, pp. 1470-1477.

[4] W. Eisenstadt and R. Fox, "A *novel* 5GHz RF power detector," *2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. I, 2004, pp. 897-900.

[5] V. Milanovic, M. Gaitan, E. Bowen, N. Tea, and M. Zaghloul, "*Thermoelectric* power sensor for microwave applications by commercial CMOS fabrication," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 18, 1997, pp. 450-452.

[6] V. Milanovic, M. Gaitan, J. C. Marshall, and M. E. Zaghloul, "CMOS Foundry *implementation* of Schottky diodes for RF detection," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 43, 1996, pp. 2210-2214.

[7] T. Zhang, W. Eisenstadt, R. Fox, and Q. Yin, "Bipolar Microwave RMS Power *Detectors*," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, 2006, pp. 2188-2192.

[8] R. A. Barrett, "Broadband RF power detector using FET," *U.S. Patent 4647848*, 1987.

[9] G. Ferrari, L. Fu, M.. Sampietro, E. Prati, and M. Fanciulli, "CMOS fully compatible microwave detector based on MOSFET operating in resistive regime," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, 2005, pp. 445-447.

[10] J. Mulder, A. C. Woerd, W. A. Serdijn, and A. H. Roermund, "An RMS-DC Converter Based on the Dynamic Translinear Principle," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, 1997, pp. 1146-1150.

[11] Q. Yin, W. R. Eisenstadt, R. M. Fox, and T. Zhang, "A Translinear RMS Detector for Embedded Test Of RF ICs," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 54, 2005, pp. 1708-1714.

[12] M. Krairiksh, J. Varith, A. Kanchanavapasatit, C. Phongcharoenpanich, A. Thanachayanont, M. Chongcheawchamnan, and P. Sirisuk, "Microwave sensor for durian inspection," *2009 IEEE*

International Conference on Antennas, *Propagation and Systems (INAS 2009)*, 2009, pp. 221-224.

[13] S. Sengupta, K. Saurabh, and P. E. Allen, "Compensated CMOS constant current reference," *2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2004, pp. 325-328.

[14] D. G. Nairn and C. A. T. Salama, "Current-mode algorithmic analog-to-digital converters," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 25, no. 4, pp. 997-1004, 1990.

[15] C. Eichenberger and W. Guggenbuhl, "On charge injection in analog MOS switches and dummy switch compensation techniques," IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 37, no. 2, pp. 256-264, 1990.

[16] C. Toumazou, J. B. Hughes, and D. M. Pattullo, "Regulated cascode switched-current memory cell," Electronics Letters, vol. 26, no. 5, pp. 303-305, 1990.

[17] A. Rodriguez-Vazquez, R. Dominguez-Castro, F. Medeiro, and M. Delgado-Restituto, "High resolution CMOS current comparators: design and applications to current-mode function generation," Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 7, no. 2, pp. 149-165, Mar. 1995.

[18] D. Mandal and T. Bhattacharyya, "7.95mW 2.4GHz Fully-Integrated CMOS Integer N Frequency Synthesizer," 20th International Conference on VLSI Design & 6th International Conference on Embedded Systems (VLSID'07), 2007, pp. 156-164.

[19] M. V. Krishna, J. Xie, W. M. Lim, M. A. Do, K. S. Yeo, and C. C. Boon, "A Low Power Fully Programmable 1MHz Resolution 2.4 GHz CMOS PLL Frequency Synthesizer," 2007 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BIOCAS 2007), 2007, pp. 187-190.

[20] N. Mahmoud, H. Ismail, and M. Othman, "Low Power Phase Locked Loop Frequency Synthesizer for 2.4 GHz Band Zigbee," American J. Engineering and Applied Sciences, vol. 2, 2009, pp. 337-343.

[21] A. Timar, A. Vamos, and G. Bognar, "Comprehensive design of a high frequency PLL synthesizer for ZigBee application," 2006 IEEE Design and Diagnostics of Electronic Circuits and systems, 2006, pp. 37-41.

[22] T. Johnson, A. Fard, and D. Aberg, "An Improved Low Voltage Phase-Frequency Detector with Extended Frequency Capability", 47th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2004, pp. 181-184.

[23] J. Budboonchu and A. Thanachayanont, "Phase noise reduction of CMOS ring oscillator using rail-to-rail current starved delay cell", Proc. of 2010 International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2010), pp. 807-810, July 2010.

[24] H. Yong, Z. Jianping, X. Haiqing, and Y. Min, "The Design of High Performance Dual Modulus Divider-by Prescaler," 2006 IET International Conference on Wireless, Mobile and Multimedia Networks, 2006, pp. 1-3.

[25] Q. Huang and R. Rogenmoser, "Speed Optimization of Edge-Triggered CMOS Circuits for Gigahertz Single-Phase Clocks", IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 31, No. 3, March 1996.

[26] A. Hajimiri and T. Lee, "A general theory of phase noise in electrical oscillators," *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 33, 1998, p. 179–194.

[27] A. Hajimiri, S. Limotyrakis, and T. Lee, "Jitter and phase noise in ring oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, 1999, p. 790–804.

[28] L. Dai and R. Harjani, "Comparison and analysis of phase noise in ring oscillators," *Circuits and Systems, 2000. Proceedings. ISCAS 2000 Geneva. The 2000 IEEE International Symposium on*, 2000, pp. 3-6.

บทที่ 3
สายอากาศ

3.1 สายอากาศแถวลำดับปรับตัวโดยใช้อัลกอริทึม CMA

ดร. เอกรัฐ บุญภูงา ผศ.ดร เผ่าภัค ศิริสุข และ ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาระบบสายอากาศแถวลำดับปรับตัว
2. เพื่อศึกษาหาอัลกอริทึมที่เหมาะสำหรับสายอากาศแถวลำดับปรับตัวที่เพิ่มอัตราการลู่เข้าได้
3. เพื่อศึกษาผลกระทบทางด้านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เช่น mutual coupling ต่อผลของการปรับตัวของสายอากาศแถวลำดับปรับตัว
4. เพื่อประยุกต์ใช้สายอากาศแถวลำดับปรับตัวในอุตสาหกรรมการเกษตร โดยเฉพาะอย่างยิ่งการคัดแยกทุเรียนด้วยการใช้ระบบ RFID สำหรับการส่งออก

1. ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ทุเรียนเป็นผลไม้ส่งออกที่สำคัญเป็นอันดับต้นๆ ของประเทศไทย จากการศึกษาพบว่าปัญหาสำคัญของการส่งออกทุเรียนเกิดจากการไม่สามารถแยกความสุกของทุเรียนได้อย่างแม่นยำ การแยกระดับความสุกของทุเรียนเป็นสิ่งสำคัญในกระบวนการคัดเลือกทุเรียนเพื่อส่งออก ปัจจุบันการคัดเลือกทุเรียนจะใช้คนผู้มีความชำนาญในการแยก แต่อย่างไรก็ตามก็ประสบปัญหาที่สำคัญคือ ผู้ชำนาญดังกล่าวมีจำนวนน้อย และความผิดพลาดอาจจะเกิดขึ้นได้ตลอดเวลา

นักวิจัยได้มีความพยายามอย่างต่อเนื่องเพื่อคิดค้นวิธีการคัดแยกความสุกของทุเรียน โดย [1]-[2] ได้นำเสนอนิคการคัดแยกและควบคุมคุณภาพทุเรียนด้วยการใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นเครื่องเซนเซอร์ไร้สายที่ส่งผ่านระบบเครือข่ายไร้สาย ระบบนี้สามารถตรวจสอบความอ่อนแก่ของทุเรียนได้ แต่อย่างไรก็ตามในกระบวนการผลิตที่ต้องการการทำงานสำหรับการคัดแยกพร้อมๆกัน จึงมีการสื่อสารไร้สายของเครื่องเซนเซอร์หลายๆ ตัวพร้อมๆ กัน จึงเกิดปัญหาการกวนกันในระบบได้

เป็นที่ทราบกันดีว่าสายอากาศแถวลำดับปรับตัวสามารถใช้ในการปรับปรุงคุณภาพการสื่อสารโดยสามารถลดสัญญาณแทรกสอดในระบบการสื่อสารได้ เมื่อประมาณยี่สิบปีที่ผ่านมา อัลกอริทึมการมอดูลัสคงที่ (Constant Modulus Algorithm หรือ CMA) ได้ถูกนำเสนอ [3] และถัดมาก็ได้รับความนิยมใช้ในสายอากาศปรับลำคลื่น เนื่องจากว่าเป็นอัลกอริทึมที่ไม่ต้องใช้สัญญาณอ้างอิง (reference signal หรือ training signal) อัลกอริทึมนี้ถูกใช้เพื่อลดสัญญาณแทรกสอดได้โดยมีเงื่อนไขว่าสัญญาณส่งใน

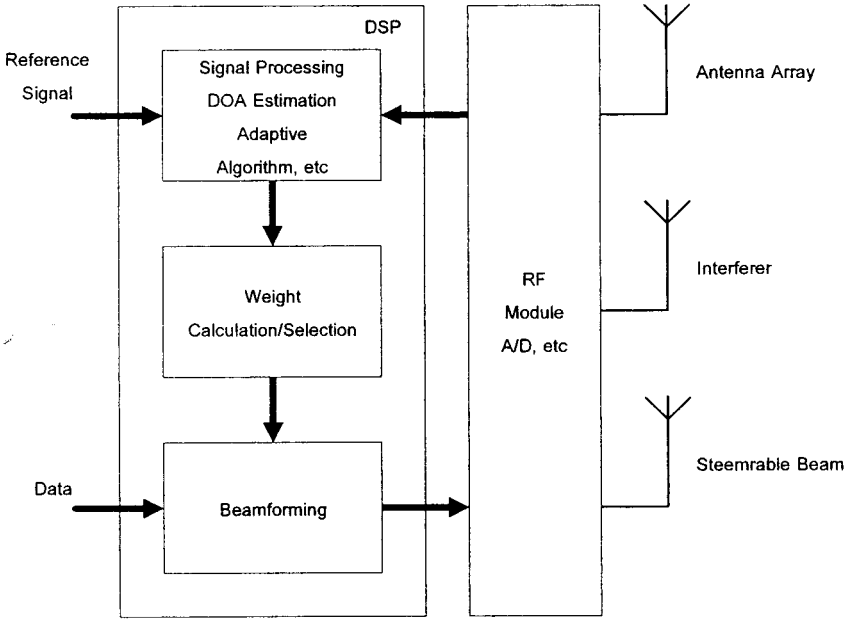
ระบบต้องมีขนาดคงที่ เช่น ระบบที่ใช้การมอดุเลทแบบความถี่หรือเฟส อัลกอริทึม CMA จะช่วยลดสัญญาณแทรกสอดที่ทำให้ขนาดของสัญญาณรับเปลี่ยนไป ด้วยประโยชน์เหล่านี้เองผู้วิจัยจึงได้เลือกอัลกอริทึม CMA เพื่อใช้ในระบบสายอากาศปรับตัว แต่อย่างไรก็ตาม CMA ก็มีข้อเสียของการนำไปประยุกต์ใช้คืออัตราการลู่เข้าที่ช้า ในงานวิจัยที่ผ่านมา [4] ได้นำเสนอการเริ่มต้นด้วยฮาร์ดแวร์สำหรับอัลกอริทึม CMA เพื่อปรับปรุงอัตราการลู่เข้า ในระบบที่นำเสนอจะใช้การปรับลำคลื่นเบื้องต้นให้ชี้ไปในทิศทางที่ใกล้เคียงกับสัญญาณพึ่งประสงค์ (desired signal) การปรับลำคลื่นเบื้องต้นนี้ใช้วงจรปรับเฟส 1 บิต เพื่อปรับลำคลื่นไปใน 4 ทิศทาง และเลือกทิศทางที่ได้รับสัญญาณรับมีกำลังงานมากที่สุดด้วยวงจรตรวจกำลังงาน (power detector) เทคนิคนี้สามารถเพิ่มอัตราการลู่เข้าได้เป็นอย่างดี ถึงแม้เทคนิคนี้จะใช้วงจรฮาร์ดแวร์ที่ง่ายแต่ก็มีราคาค่อนข้างแพงและขนาดค่อนข้างใหญ่ จากที่กล่าวในข้างต้นสายอากาศแถวลำดับปรับตัวนี้ได้ถูกเสนอในระบบการสื่อสารสมัยใหม่ ยังไม่ได้ถูกเสนอสำหรับอุตสาหกรรมการเกษตรโดยเฉพาะอย่างยิ่งอุตสาหกรรมการผลิตและคัดแยกทุเรียน

งานวิจัยนี้จึงศึกษาการประยุกต์ใช้สายอากาศแถวลำดับปรับตัวที่ใช้อักกอรทึม CMA ในอุตสหกรรมการผลิตและคัดแยกทุเรียน เรานำเสนอเทคนิคการแก้ปัญหาการประยุกต์ใช้อัลกอริทึม 2 เทคนิคได้แก่ 1. การสังเคราะห์ลำคลื่นดิจิตอล และ 2. การใช้การหาทิศเพื่อเริ่มต้นกระบวนการของ CMA เราประเมิณประสิทธิภาพของเทคนิคที่นำเสนอด้วยการจำลอง ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเทคนิคทั้ง 2 เทคนิคนี้สามารถปรับปรุงคุณสมบัติการลู่เข้าของ CMA ได้ นอกจากนี้ในการนำเสนอการแก้ปัญหาการลู่เข้าของ CMA ด้วยการประเมิณหาทิศนั้น เรายังได้ศึกษาผลกระทบที่เกิดจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าต่อเทคนิคที่นำเสนอ โดยได้ศึกษาทั้งกรณีที่เกิดจาก mutual coupling ที่เกิดระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ และผลกระทบที่เกิดจากตัวกระจายคลื่น (scatterer) นอกจากนี้ยังนำสายอากาศปรับตัวซึ่งใช้อัลกอริทึม CMA ร่วมกับอัลกอริทึม on-off ไปประยุกต์ใช้ในการคัดแยกทุเรียนสำหรับการส่งออก โดยการคัดแยกนั้นได้ใช้ระบบของ RFID เข้ามาช่วย เราได้กำหนดจำลองและทดสอบให้ตรงกับเงื่อนไขการใช้งานจริงเพื่อยืนยันว่าสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอมีประสิทธิภาพสูงและสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้จริง

2. ระบบสายอากาศปรับตัวโดยใช้อัลกอริทึม CMA

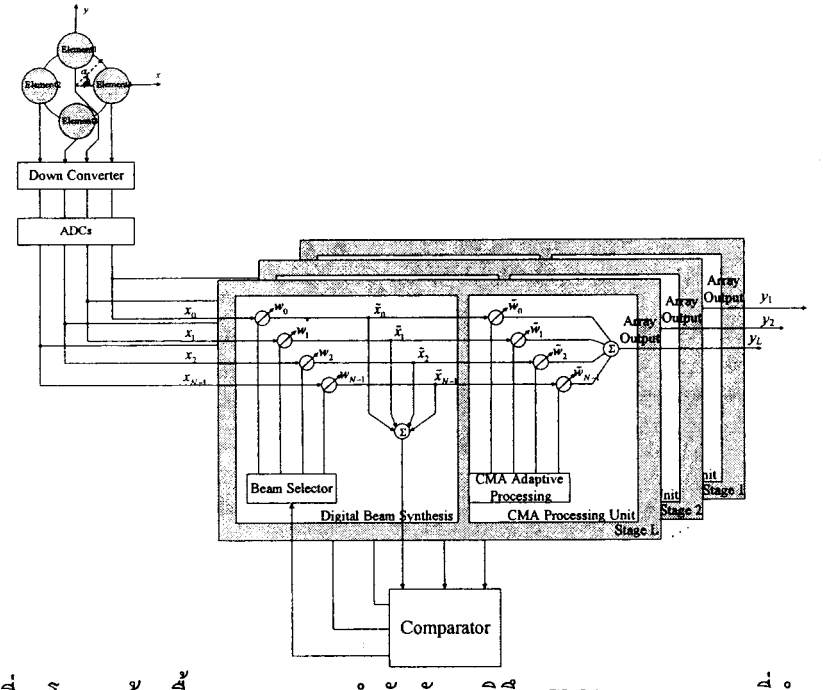
สายอากาศปรับตัว จะประกอบด้วยสายอากาศแถวลำดับ (array antenna) และส่วนประมวลผลสัญญาณที่สามารถใช้ปรับลำคลื่นของสายอากาศได้อย่างอัตโนมัติ รูปที่ 1 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของระบบสายอากาศปรับตัวทั่วๆไป จากรูปจะเห็นว่าในส่วนของการประมวลผลสัญญาณจะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วนได้แก่ 1. ส่วนคำนวณหาทิศทางของสัญญาณ (DOA Estimation) 2. ส่วนการเลือกหรือคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนัก (weight calculation/ selection) 3. ส่วนของการปรับลำคลื่น (beam former) ค่าถ่วงน้ำหนักของการปรับลำคลื่นสามารถหาโดยการใช้ข้อมูลที่ได้จากการคำนวณหาทิศทาง

ของสัญญาณของผู้ใช้งาน ลำคลื่นหลัก (main beam) จะชี้ไปในทิศทางของผู้ใช้ที่กำหนด ขณะที่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เป็นศูนย์จะอยู่ในทิศทางเดียวกับสัญญาณแทรกสอด



รูปที่ 1 โครงสร้างพื้นฐานของระบบสายอากาศปรับตัว

2.1 สายอากาศแถวลำดับปรับตัวอัลกอริทึม CMA หลายสเตทแบบขนานด้วยการเริ่มต้นการสังเคราะห์ลำคลื่นเชิงดิจิตอล



รูปที่ 2 โครงสร้างพื้นฐานของแถวลำดับอัลกอริทึม CMA หลาย stage ที่นำเสนอ

ในหัวข้อดีได้นำเอาอัลกอริทึม CMA ประยุกต์ใช้ในสายอากาศแถวลำดับสำหรับการคำนวณแบบหลายสเตทแบบขนาน ซึ่งจะสามารถรับสัญญาณส่งได้หลายตัวพร้อมๆ กัน โดยได้นำการสั่งเคราะห์ลำคลื่นเชิงดิจิตอลเข้ามาช่วยให้การประมวลผลของ CMA ถูกต้องและรวดเร็วมากขึ้น เวอร์ชั่นแบบขนานของแถวลำดับอัลกอริทึม CMA จะใช้สัญญาณรับเดียวกันแต่จะทำงานแยกกันอิสระ โดยที่ไม่มีความผิดพลาดสะสมที่เกิดจากสเตท (stage) ถึงอีกสเตทเหมือนเช่นระบบที่เคสเคส (cascade) กัน แต่อย่างไรก็ตามระบบนี้ก็ต้องใช้การเริ่มต้นที่เหมาะสมเพื่อให้ได้สัญญาณที่ถูกต้องของแต่ละสเตท และคำตอบของแต่ละสเตทไม่ใช่คำตอบเดียวกัน

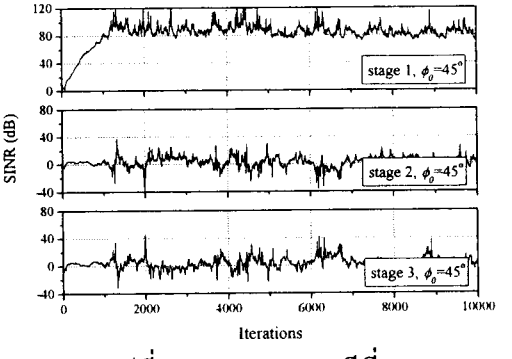
รูปที่ 2 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของแถวลำดับอัลกอริทึม CMA ที่นำเสนอ ระบบประกอบด้วยสายอากาศแถวลำดับ ตัวแปลงความถี่ (down-converter) ตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล (analog-to-digital converters หรือ ADCs) และแถวลำดับของตัวประมวลผลสัญญาณ จากรูปสัญญาณรับที่ได้จากสายอากาศจะถูกแปลงจากความถี่สูงเป็นความถี่ต่ำด้วย ADC เวกเตอร์ของสัญญาณรับ $\mathbf{x}(k)$ จะถูกคูณด้วยเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก w(k) สำหรับการสังเคราะห์ลำคลื่นเริ่มต้นสำหรับการเริ่มต้นอัลกอริทึม CMA ในแต่ละ stage จะมีค่าถ่วงน้ำหนักไม่เหมือนกันซึ่งผลที่ได้จะทำให้ได้สัญญาณในแต่ละ stage แตกต่างกันไป นั่นคือได้สัญญาณของผู้ใช้หลายผู้ใช้

นักวิจัยได้ใช้การจำลองเพื่อวิเคราะห์ระบบแถวลำดับอัลกอริทึม CMA หลายสเตทที่นำเสนอ ในการจำลองจะมีสัญญาณส่ง 3 สัญญาณในทิศทางแตกต่างกันได้แก่ $\phi_1 = 30^\circ$, $\phi_2 = 150^\circ$ และ $\phi_3 = 300^\circ$ สัญญาณเหล่านี้จะแพร่กระจ่ายผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนแบบ additive white Gaussian noise (AWGN) ซึ่งมีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio) เป็น 30 dB ในแต่ละสเตทการสังเคราะห์ลำคลื่นเชิงดิจิตอลจะถูกใช้เพื่อสังเคราห์ลำคลื่นเริ่มต้นให้อัลกอริทึม CMA ในงานวิจัยนี้ได้เลือกลำคลื่น 4 ลำคลื่นโดยอาศัยทฤษฎีของแถวลำดับปรับเฟสของสายอากาศวงกลม [5] มาใช้ในการสังเคราะห์ลำคลื่น โดยมีทิศทางของลำคลื่นหลักเป็น $\phi_0 = 45^\circ$, 135°, 225°, และ 315° จากทิศทางเหล่านี้จะใช้ค่าถ่วงน้ำหนักในการสังเคราะห์เป็น [0.6726 - 0.7400i, 0.6726 + 0.7400i, 0.6726 + 0.7400i, 0.6726 - 0.7400i], [0.6726 - 0.7400i, 0.6726 - 0.7400i, 0.6726 + 0.7400i, 0.6726 + 0.7400i], [0.6726 + 0.7400i, 0.6726 - 0.7400i, 0.6726 - 0.7400i, 0.6726 + 0.7400i] และ [0.6726 + 0.7400i, 0.6726 + 0.7400i, 0.6726 - 0.7400i, 0.6726 - 0.7400i] ตามลำดับ เราได้แบ่งการจำลองเป็น 2 กรณีเพื่อศึกษาพฤติกรรมการลู่เข้าของอัลกอริทึม คือ 1. กรณีที่ใช้ลำคลื่นหลักในการเริ่มต้นสำหรับทุกๆ stage มีทิศทางเป็น ϕ_0=45° 2. กรณีที่ใช้ลำคลื่นเริ่มต้นที่มีทิศทางหลักของลำคลื่นใน stage ที่ 1 2 และ 3 เป็น 45°, 135° และ 225° ตามลำดับ ในที่นี้เพื่อให้ได้สัญญาณที่รับในทิศทาง $\phi_1 = 30^\circ$, $\phi_2 = 150^\circ$ และ $\phi_3 = 300^\circ$ จาก 3 stage นี้

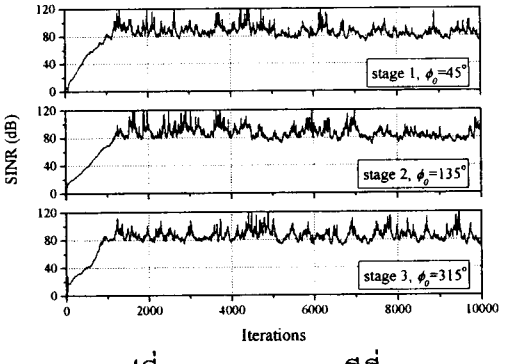
รูปที่ 3 แสดงการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวน (signal-to-interference plus noise ratio หรือ SINR) ของกรณีที่ 1 จากรูปจะเห็นได้ว่า ใน stage

ที่ 1 อัลกอริทึมจะลู่เข้าโดยสามารถรับสัญญาณที่ตกกระทบที่มุม $\phi_1 = 30^\circ$ ได้ ในขณะที่ stage ที่ 2 และ 3 ไม่สามารถคืนสัญญาณที่เกิดจากมุมตกกระทบ $\phi_2 = 150^\circ$ และ $\phi_3 = 300^\circ$ ได้

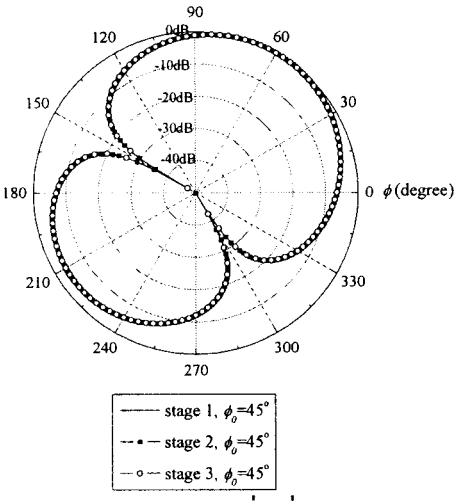
จากนั้นได้ลองเปลี่ยนเวกเตอร์ค่าถ่วงน้ำหนักของการสังเคราะห์ลำคลื่นให้มีทิศทางของลำคลื่นหลักเป็น 45°, 135°, and 225° ใน stage ที่ 1 2 และ 3 ตามลำดับ รูปที่ 4 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ SINR กรณีที่ 2 ซึ่งจะสังเกตุได้ว่าทุกๆ stage จะมี SINR เป็นบวก อธิบายได้ว่าเราจะได้สัญญาณที่มาจากทั้ง 3 ทิศทางจากแต่ละ stage นอกจากนี้เพื่อยืนยันเทคนิคที่นำเสนอด้วยแบบรูปกระจายคลื่นของทั้ง 2 กรณีในรูปที่ 5 และ 6 ในรูปที่ 5 เป็นกรณีที่ 1 โดยในแต่ละstage จะได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เหมือนกันเนื่องจากสัญญาณรับเป็นสัญญาณเดียวกันและค่าถ่วงน้ำหนักที่ใช้สังเคราะห์ลำคลื่นเริ่มต้นก็ยังเป็นค่าเดียวกันทุกๆ stage รูปที่ 6 แทนกรณีที่ 2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในแต่ละ stage จะไม่เหมือนกันโดย แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จะเป็นศูนย์ในทิศทางของสัญญาณรับที่ไม่ต้องการ โดยสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณที่ไม่เหมือนกันใจแต่ละ stage



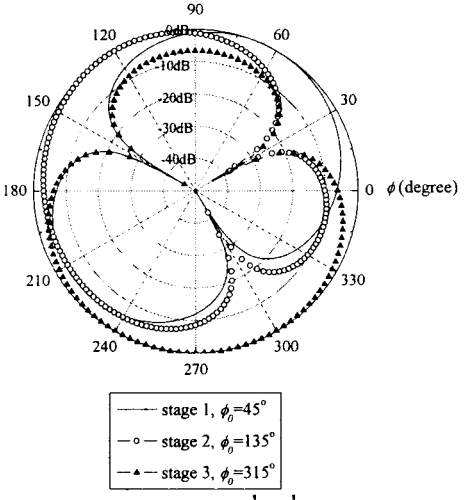
รูปที่ 3 SINR ของกรณีที่ 1



รูปที่ 4 SINR ของกรณีที่ 2

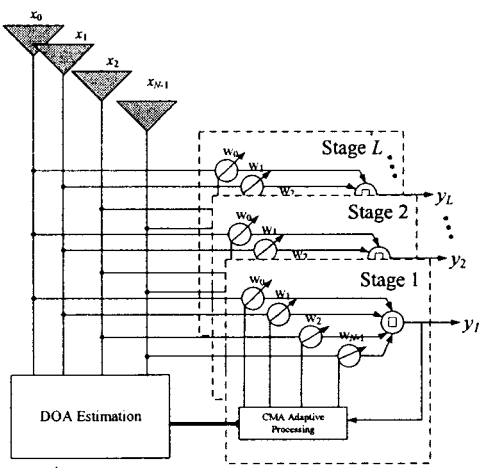


รูปที่ 5 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้หลัง CMA ในกรณีที่ 1



รูปที่ 6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้หลัง CMA ในกรณีที่ 2

2.2 สายอากาศปรับตัวอัลกอริทึม CMA หลายขั้นด้วยการประมาณทิศทาง



รูปที่ 7 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศแถวลำดับปรับตัว CMA หลายขั้น

หัวข้อนี้จะสายอากาศปรับตัวที่ใช้อัลกอริทึม CMA หลายขั้น เมื่อเริ่มต้นกระบวนการด้วยการคำนวณหาทิศทางของสัญญาณตกกระทบก่อน โดยหัวข้อนี้จะพิจารณาเบื้องต้นในเพื่อศึกษาผลกระทบของการเริ่มต้นโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบอุดมคติ พิจารณาสายอากาศแถวลำดับซึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบสายอากาศ N ตัว ซึ่งรับสัญญาณแถบแคบ ดังแสดงในรูปที่ 7 สัญญาณเชิงซ้อน $\mathbf{x}(k) = [x_0(k), x_1(k),\ldots, x_{N-1}(k)]^T \in \mathfrak{I}^N$ ซึ่งรับได้จากสายอากาศแต่ละตัวสามารถแทนด้วยสมการ

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(k) &= \sum_{m=1}^{M} a(\phi_m)s_m(k) + \eta(k) \\ &= \mathbf{A}(\phi)\mathbf{s}(k) + \eta(k)\end{aligned} \tag{1}$$

เมื่อ $\mathbf{A}(\phi)=[\mathbf{a}(\phi_1)\ \mathbf{a}(\phi_2)\ldots\ \mathbf{a}(\phi_M)] \in \mathfrak{I}^{N\times M}$ คือเมกตริกซ์ผลตอบสนองของแถวลำดับ (array response matrix) $\mathbf{s}(k) = [s_0(k), s_1(k),\ldots, s_{M-1}(k)] \in \mathfrak{I}^{M\times 1}$ คือเวกเตอร์ของสัญญาณส่ง $\eta(k) = [\eta_0(k), \eta_1(k),\ldots, \eta_{N-1}(k)]^T \in \mathfrak{I}^{N\times 1}$ คือสัญญาณรบกวน และ k คือดัชนีเวลา กำหนดให้เวกเตอร์ $\mathbf{a}(\phi_m)$ เป็นเวกเตอร์เสตียรริ่งจริง (true steering vector) ซึ่งอธิบายคุณลักษณะของสัญญาณส่ง $s_m(k)$ ที่ตกกระทบสายอากาศในทิศทาง ϕ_m

เราจะอธิบายวิธีที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ด้วยแถวลำดับเชิงเส้นสม่ำเสมอ (uniform linear array) ซึ่งประกอบด้วยแหล่งกำเนิดจุดแบบรอบทิศทางในระนาบเดี่ยว (omnidirectional point sources) ระยะห่างระหว่างแต่ละองค์ประกอบเท่ากับ d ดังนั้นสามารถเขียนสมการแทน เวกเตอร์เสตียรริ่ง ได้ดังนี้

$$\mathbf{a}(\phi_m) = \left[1\ e^{jk_d d\cos\phi_m}\ldots e^{j(N-1)k_d d\cos\phi_m}\right]^T \tag{2}$$

เมื่อ k_d คือเลขคลื่น (wave number) ϕ_m เป็นทิศทางมุมที่ได้จากการประมาณทิศทางของสัญญาณลำดับที่ m

จากรูปที่ 7 สัญญาณเชิงซ้อนที่รับจากสายอากาศแต่ละองค์ประกอบจะถูกคูณด้วยค่าถ่วงน้ำหนักที่ปรับตัวได้ในแต่ละขั้นแบบขนาน โดยเอาต์พุต $y_l(k)$ ของขั้น (stage) l ที่ได้จากสายอากาศปรับตัวจะเป็นผลรวมของผลคูณดังกล่าว ดังแสดงด้วยสมการ

$$y_l(k)=\mathbf{w}_l^H(k)\mathbf{x}_l(k) \tag{3}$$

สมการที่ใช้ปรับค่าถ่วงน้ำหนักสามารถหาได้จากฟังก์ชันจุดประสงค์ (cost function) ของมอดุลัสคงที่ ซึ่งทำให้น้อยที่สุดโดยใช้อัลกอริทึมลาดชันที่สุด (steepest descent algorithm) ตามสมการ [6]

$$\mathbf{W}_l(k+1) = \mathbf{w}_l(k) - \mu\mathbf{x}(k)\varepsilon_l^*(k) \tag{4}$$

เมื่อกำหนดให้ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นเป็น

$$\varepsilon_l(k) = (y_l(k)/\|y_l(k)\|) - y_l(k) \tag{5}$$

งานวิจัยนี้เราจะนำเสนอเทคนิคที่ใช้สำหรับการเริ่มต้นกระบวนการของอัลกอริทึม CMA หลายขั้น และวิเคราะห์สมรรถนะของเทคนิคดังกล่าวด้วยการทำการจำลองเพื่อชี้ให้เห็นว่าเทคนิคที่นำเสนอสามารถเลือกสัญญาณที่จะกู้คืนได้ เพื่อวิเคราะห์พฤติกรรมของการกู้คืนสัญญาณ เราจะพิจารณาผลตอบสนองของระบบรวม (total system response) ซึ่งกำหนดด้วยสมการ

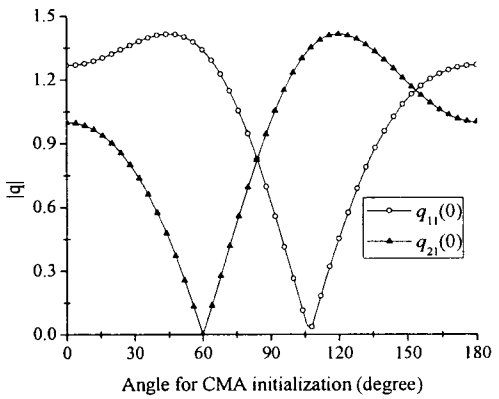
$$\mathbf{q}_l = \mathbf{w}_l^H \mathbf{A}(\phi) \tag{6}$$

ในบริบทที่เราพิจารณา $\mathbf{q}_l = [B_l e^{j\theta_l}\ 0\ 0\ \ldots\ 0]^T$ ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขที่ว่าสายอากาศจะจับสัญญาณผู้ใช้ที่มีตัวประกอบมาตราส่วน (scale factor) มีค่าเป็น B_l และการเลื่อนเฟสมีค่าเป็น θ_l

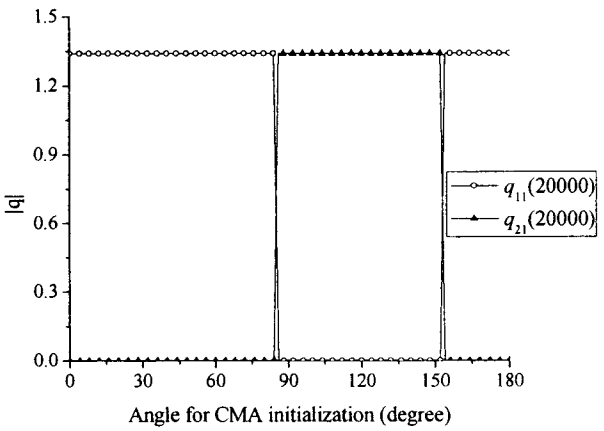
สำหรับวิธีการเริ่มต้นดั้งเดิมของ CMA ค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มต้นที่ใช้จะเป็น $\mathbf{w}_l(0) = [1\ 0\ 0\ \ldots\ 0]^T$ เมื่อแทนค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มต้นดังกล่าวในสมการ (7) จะได้ผลตอบสนองของระบบรวมเป็น $\mathbf{q}_l(0) = [1\ 1\ \ldots\ 1]^T$ สังเกตได้ว่าอัตราขยายอะเรย์ (array gain) ในช่วงเริ่มต้นกระบวนการ CMA มีค่าเท่ากันทุกๆ ทิศทางที่สัญญาณส่งตกกระทบสายอากาศ นอกจากขนาดขององค์ประกอบในผลตอบสนองจะเท่ากันทุกตัวแล้ว การเลื่อนของเฟสก็มีค่าเป็นศูนย์ สิ่งเหล่านี้มีนัยยะว่า ถ้ากำลังงานของสัญญาณส่งทุกตัวมีค่าเท่ากัน กำลังงานที่รับได้จากองค์ประกอบแต่ละตัวที่ถูกคูณด้วยค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มต้นด้วยวิธีดั้งเดิมนั้นจะมีค่าเท่ากันเช่นเดียวกัน ดังนั้นจึงเป็นเรื่องยากที่จะคาดเดาพฤติกรรมการลู่เข้า (convergence property) ของอัลกอริทึม CMA ในบทความ [3] กล่าวว่าอัลกอริทึม CMA จะเลือกรับสัญญาณที่มีกำลังงานสูงในขณะที่จะกำจัดสัญญาณที่มีกำลังงานต่ำ ดังนั้นถ้าเราสามารถควบคุมเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักเริ่มต้นซึ่งทำให้เปรียบเสมือนว่าลำคลื่นหลัก (main beam) ชี้ไปในทิศทางของสัญญาณพึงประสงค์ได้ (desired signal) ก็สามารถควบคุมการลู่เข้าของอัลกอริทึมได้ การควบคุมลำคลื่นหลักให้ชี้ไปในทิศทางที่สัญญาณเข้ามานั้น แสดงได้ว่ากำลังงานของสัญญาณในทิศทางนั้นจะมีค่าสูงที่สุด

เพื่อจะประเมินสมรรถนะของระบบสายอากาศที่นำเสนอเราจึงทำการประเมิณด้วยการจำลอง โดยในการจำลอง สัญญาณส่ง ตัวมีการมอดุลัสเป็นแบบ 2π-4/QPSK และแพร่กระจายผ่านช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวน กำหนดให้กำลังงานของสัญญาณส่งทั้งคู่เท่ากัน และสัญญาณส่งตกกระทบสายอากาศที่มุม องศา ตามลำดับ สายอากาศที่ใช้ในการจำลองนี้เป็นสายอากาศแถว 120 และ 45 องค์ประกอบ โดยแต่ละองค์ประกอบมีรูปแบบการแ 2 ลำดับเชิงเส้นสม่ำเสมอพร่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดี่ยว และระยะห่างระหว่างองค์ประกอบเป็น $\lambda/2$ ในการจำลองได้เพิ่มค่ามุมของสัญญาณที่ประมาณได้จาก 180 ถึง $0 0^\circ \le \phi_0 \le 180^\circ$ องศา มุมของสัญญาณที่ประมาณนี้จะสัมพันธ์กับเวกเตอร์เสตียรริ่ง $\hat{\mathbf{a}}(\phi_0)$ ของสัญญาณในทิศทางนั้น โดย เวกเตอร์เสตียรริ่งนี้จะถูกใช้เป็นค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มต้น โดยทั่วไปแล้วเวกเตอร์เสตียรริ่งนี้เป็นสิ่งที่ไม่ทราบค่า อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติเราสามารถใช้เวกเตอร์เสตียรริ่งซึ่งได้จากการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในสภาพแวดล้อมที่ใช้งานจริง [7] ซึ่งสอดคล้องกับทิศทางของสัญญาณที่ได้จากการประมาณ ในการจำลองนี้เรากำหนดให้

$$\hat{\mathbf{a}}(\phi_0) = \left[\mathbf{1}\, e^{jk_d d\cos\phi_0} \ldots e^{j(N-1)k_d d\cos\phi_0}\right]^T \tag{7}$$



รูปที่ 8 ผลตอบสนองของระบบเริ่มต้นที่ $k = 0$ เมื่อใช้ เวกเตอร์เสตียรริ่งที่มุมต่างๆเป็นค่าถ่วงน้ำหนัก

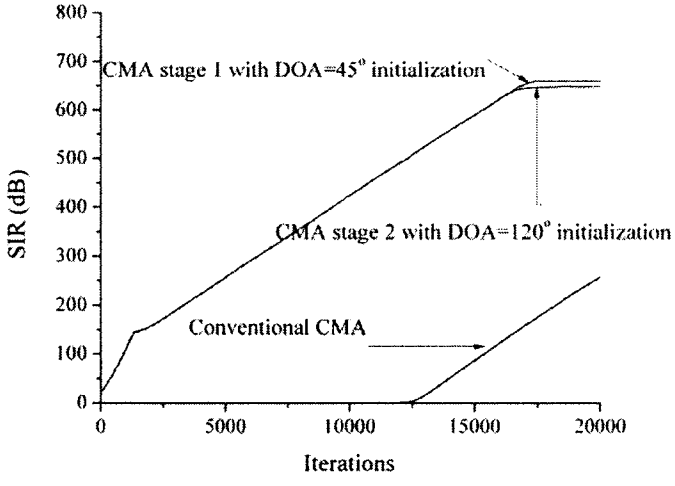


รูปที่ 9 ผลตอบสนองของระบบเริ่มต้นที่ k= 20,000 เมื่อใช้ เวกเตอร์เสตียรริ่งที่มุมต่างๆเป็นค่าถ่วงน้ำหนัก

รูปที่ 8 แสดงขนาดของผลตอบสนองของระบบเริ่มต้น (k=0) ที่ได้จากสายอากาศปรับตัว CMA ในหนึ่งขั้น ซึ่งใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มต้นที่ได้จาก เวกเตอร์เสตียรริ่ง $\hat{\mathbf{a}}(\phi_0)$ ที่มุม ϕ_0 ต่างๆ จากรูป ขนาดขององค์ประกอบเวกเตอร์ตัวที่ 1 $q_{11}(0)$ จะน้อยกว่าองค์ประกอบเวกเตอร์ตัวที่ 2 $q_{21}(0)$ เมื่อ $84^\circ < \phi_0 < 152^\circ$ ในขณะที่ ขนาดขององค์ประกอบเวกเตอร์ตัวที่ 1 $q_{11}(0)$ ในมุม ϕ_0 ที่เหลือ จะมากกว่าองค์ประกอบเวกเตอร์ตัวที่ 2 $q_{21}(0)$

รูปที่ 9 แสดงขนาดของผลตอบสนองของระบบของสายอากาศที่นำเสนอในหนึ่งขั้น ที่ได้จากกระบวนการ CMA ที่ k = 20,000 จากรูปจะเห็นว่า ขนาดขององค์ประกอบเวกเตอร์ตัวที่ 2 $q_{21}(20{,}000)$ จะมากกว่า ขนาดขององค์ประกอบเวกเตอร์ตัวที่ 1 $q_{11}(0)$ เมื่อ $84^\circ < \phi_0 < 152^\circ$ ซึ่งสอดคล้องกับขนาดของผลตอบสนองเริ่มต้นในรูปที่ 2 จากรูปที่ 2 และ 3 สามารถอธิบายได้ว่าอัลกอริทึม CMA จะเลือกรับสัญญาณที่มีกำลังงานมากกว่าในช่วงเริ่มกระบวนการ CMA ขณะเดียวกันจะกำจัดสัญญาณที่มีกำลังงานน้อยกว่า ดังนั้นเราสามารถเลือกการรับสัญญาณได้ด้วยการเลือกใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มที่ได้จากการประมาณทิศทางจะทำให้อัลกอริทึม CMA เลือกรับสัญญาณตัวนั้น

เนื่องจากในการจำลองกำหนดให้สัญญาณตกกระทบทำมุมกับสายอากาศ 45 และ 120 องศา เราสามารถรับสัญญาณที่ตกกระทบทำมุม 120 องศาโดยการเลือกค่าถ่วงน้ำหนักที่ เวกเตอร์เสตียรริ่ง $\hat{\mathbf{a}}(\phi_0)$ ในมุม $84^\circ < \phi_0 < 152^\circ$ ในขณะเดียวกันถ้าต้องการรับสัญญาณที่ตกกระทบทำมุม 45 องศาก็เลือกค่าถ่วงน้ำหนักที่เวกเตอร์เสตียรริ่ง $\hat{\mathbf{a}}(\phi_0)$ มุมที่เหลือได้ นอกจากนี้ยังแสดงให้เห็นว่าในการประมาณทิศทางของสัญญาณไม่จำเป็นต้องมีความละเอียดมาก ขึ้นอยู่กับความแตกต่างกันเชิงมุมของสัญญาณที่ตกกระทบ



รูปที่ 10 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด

รูปที่ 10 แสดงอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด (signal-to-interference ratio หรือ SIR) เมื่ออัลกอริทึม CMA ในขั้น (stage) 1 ใช้ เวกเตอร์เสตียรริ่งของมุมที่ได้จากการประมาณ $\phi_0 = 45^\circ$

เป็นค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มต้น และอัลกอริทึม CMA ในขั้นที่ 2 ซึ่งต่อขนานกับขั้นที่ 1 ใช้ เวกเตอร์เสตียรริ่ง ของมุมที่ได้จากการประมาณ $\phi_0 = 120^\circ$ เป็นค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มต้น สังเกตได้ว่าอัตราการลู่เข้าของการใช้เวกเตอร์เสตียรริ่งที่ได้จากการประมาณทิศทางของสัญญาณจะเร็วกว่าเทคนิคดั้งเดิมที่ไม่ใช้ นอกจากนี้จะสามารถกล่าวได้ว่า การใช้เทคนิคที่นำเสนอนี้จะช่วยให้สามารถเลือกสัญญาณที่เข้ามาได้ ดังแสดงในรูปที่ 10 จะเห็นว่า SIR หลังการลู่เข้าของอัลกอริทึมขั้นที่ 1 จะมีค่าเป็นบวก ซึ่งหมายความว่าสายอากาศปรับตัวอัลกอริทึมขั้นที่ 1 สามารถเลือกรับสัญญาณในทิศทางที่ตกกระทบที่มุม 45 องศาได้ ในขณะเดียวกันก็ตัดสัญญาณในทิศทางที่ตกกระทบทำมุม 120 องศาซึ่งถือว่าเป็นสัญญาณแทรกสอดของขั้นนี้ ในทำนองเดียวกัน SIR หลังการลู่ของอัลกอริทึมขั้นที่ 2 จะมีค่าเป็นเช่นเดียวกัน ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่า สายอากาศปรับตัวอัลกอริทึมขั้นที่ 1 สามารถเลือกที่จะรับสัญญาณในมุม 120 องศาและตัดสัญญาณที่มุม 45 องศาซึ่งถือว่าเป็นสัญญาณแทรกสอดของขั้นนี้

จากข้อดีของการนำไปสร้างการประมวลผลได้ง่าย และไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิงของอัลกอริทึม CMA ซึ่งกล่าวข้างต้นแล้วนั้น และในหัวข้อนี้ก็ได้แสดงให้เห็นแล้วว่าการประมาณหาทิศทางเพื่อใช้ในการเริ่มต้นอัลกอริทึม CMA ไม่จำเป็นต้องมีความละเอียดสูง ดังนั้นในการเลือกใช้เทคนิคในการประมาณหาทิศทางของสัญญาณจึงเน้นเรื่องความสามารถในการสร้างตัวประมวลผลในเวลาจริง ความซับซ้อนน้อย และไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิง ในหัวข้อถัดไปเราจะแสดงให้สมรรถนะของอัลกอริทึม CMA หลายขั้นเมื่อใช้การประมาณหาทิศทางด้วย เทคนิคที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ซึ่งตรงกับความต้องการที่กล่าวมา

2.3 สายอากาศแถวลำดับปรับตัว CMA ด้วยการเริ่มต้นด้วยการหาทิศทางด้วย nonconventional least squares optimization

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการเริ่มต้นกระบวนการของอัลกอริทึม CMA ด้วยการประเมินทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาด้วย nonconventional least squares optimization [8] ซึ่งในขั้นตอนแรกจะใช้การหาทิศทางของสัญญาณด้วย nonconventional least squares optimization ด้วยแอมปลิจูดของสัญญาณเชิงซ้อนที่รับได้หาได้จากสมการ

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{ncls}} = \tilde{\mathbf{A}}^{\dagger}(\theta_c)\mathbf{x} \tag{8}$$

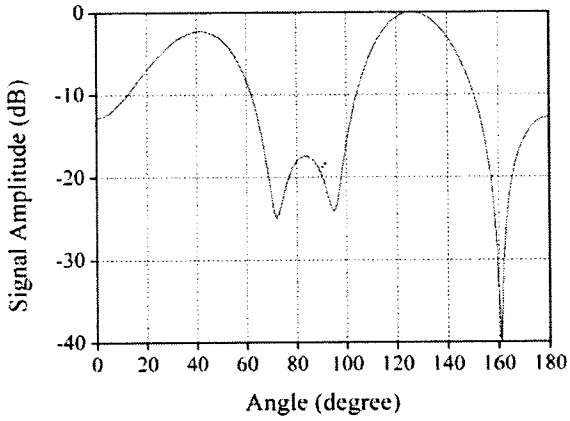
เมื่อ $\tilde{\mathbf{A}}^{\dagger}(\theta_c)$ เป็น pseudoinverse ของ $\tilde{\mathbf{A}}(\theta_c)$ โดย $\tilde{\mathbf{A}}(\theta_c)$ เป็น true steering vector และ $\mathbf{x}$ เป็นสัญญาณรับ มุมที่ใช้ในการ calibrate θ_c อาจจะเลือกได้จาก 0° ถึง 180° ซึ่งเพิ่มขึ้นทีละ 2° สามารถคำนวณหาการอินเวอร์สได้จากสมการ

$$[\tilde{\mathbf{A}}(\theta_c)\tilde{\mathbf{A}}^{H}(\theta_c)]^{-1} = \tilde{\mathbf{V}}\tilde{\mathbf{\Sigma}}^{-1}\tilde{\mathbf{U}}^{H} \tag{9}$$

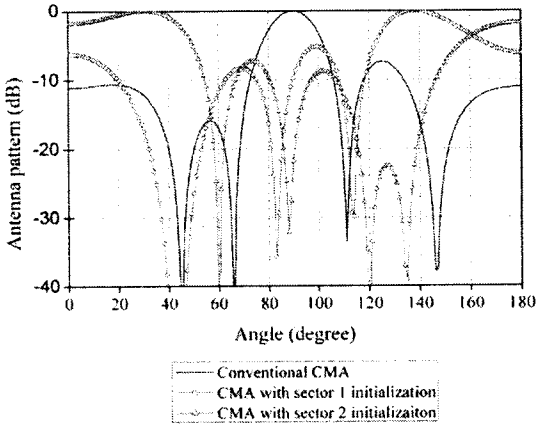
เมื่อ $\tilde{\mathbf{V}}$ และ $\tilde{\mathbf{U}}$ เป็นคอลัมแรกของ เมตริกซ์ $\mathbf{V}$ และ $\mathbf{U}$ ตามลำดับ $\tilde{\Sigma}$ เป็นค่าซิงกูลาร์ค่ามากที่สุด (Dominant singular value) ของเมตริกซ์ $\mathbf{\Sigma}$ และเมื่อ $\mathbf{V}$ และ $\mathbf{U}$ เป็นเมตริกซ์เมกตริกซ์หน่วย (unitary matrix) ซึ่งเวกเตอร์คอลัมที่มีเวกเตอร์ซิงกูล่าซ้ายและขวาตามลำดับของ $\tilde{\mathbf{A}}(\theta_c)\tilde{\mathbf{A}}^H(\theta_c)$ ตามลำดับ และ $\mathbf{\Sigma}$ เป็น diagonal matrix ซึ่งมีองค์ประกอบของเมตริกซ์เป็น singular value

เพื่อศึกษาประสิทธิภาพของระบบสายอากาศที่นำเสนอ ได้ทำการศึกษาด้วยการจำลองระบบดังกล่าว โดยในการจำลองจะมีสัญญาณส่ง 2 สัญญาณในทิศทางแตกต่างกันได้แก่ $\phi_1 = 45^\circ$ และ $\phi_2 = 120^\circ$ สัญญาณเหล่านี้จะแพร่กระจ่ายผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ซึ่งมี SNR เป็น 20 dB สายอากาศที่ใช้เป็นสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศเป็นครึ่งลำคลื่น โดยในการศึกษาจะแบ่งการศึกษาเป็น 3 แบบ โดยแบบแรกจะศึกษาในกรณีวิเคราะห์ในเชิงอุดมคติ คือใช้สายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นรอบทิศทางในระนาบเดี่ยวไอโซทรอบิกอุดมคติ โดยในระบบที่จำลองไม่ได้รวมผลของคลื่นแม่เหล็กต่างๆ เช่น ปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (mutual coupling effect) ระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ เป็นต้น แบบที่สองจะศึกษาในกรณีที่รวมผลกระทบทางด้านคลื่นแม่เหล็กเข้าไปด้วย ซึ่งจะใช้โปรแกรม WLPL-D และแบบที่สามจะศึกษาในกรณีที่มีตัวกระจายคลื่น (scatterer) ขนาดเล็กในระยะ near-field

รูปที่ 11 แสดงกำลังงานของสัญญาณที่ประเมินได้จากการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization ในกรณีที่ 1 จากรูปจะเห็นได้ว่ากำลังงานที่รับได้สูงอยู่ที่มุม 41° และ 126° ซึ่งใกล้เคียงกับทิศทางของสัญญาณส่งซึ่งอยู่ที่มุม $\phi_1 = 45^\circ$ และ $\phi_2 = 120^\circ$ จากการประเมินทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาได้ดังกล่าวจะถูกใช้ในการเริ่มต้นกระบวนการของอัลกอริทึม CMA รูปที่ 12 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากอัลกอริทึม CMA จะเห็นได้ว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จาก CMA ธรรมดาจะมีค่าเป็นศูนย์ที่มุม 45° และมีลำคลื่นหลักที่มุม 90° แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จาก CMA ที่ใช้เริ่มต้นไปที่มุม 41° ที่ได้จาก Nonconventional Least Squares Optimization จะเป็นศูนย์ที่มุม 45° และมีลำคลื่นหลักที่มุม 139° แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จาก CMA ที่ใช้เริ่มต้นไปที่มุม 126° ที่ได้จาก Nonconventional Least Squares Optimization จะเป็นศูนย์ที่มุม 120° และมีลำคลื่นหลักที่มุม 31° จะเห็นได้ว่าการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization เพื่อประเมินทิศทางของสัญญาณรับก่อนแล้วมาเริ่มกระบวนการอัลกอริทึม จะสามารถแยกสัญญาณออกได้ทั้งคู่ตามที่ต้องการ



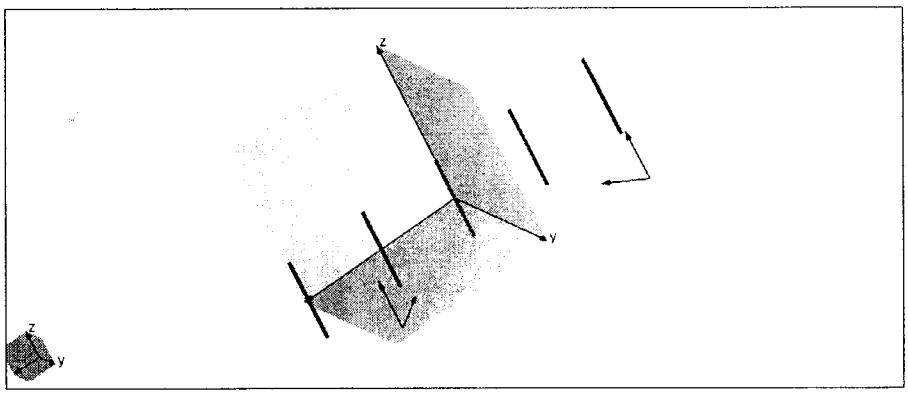
รูปที่ 11 กำลังงานของสัญญาณที่ประเมินได้จากการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization ในกรณีที่ 1



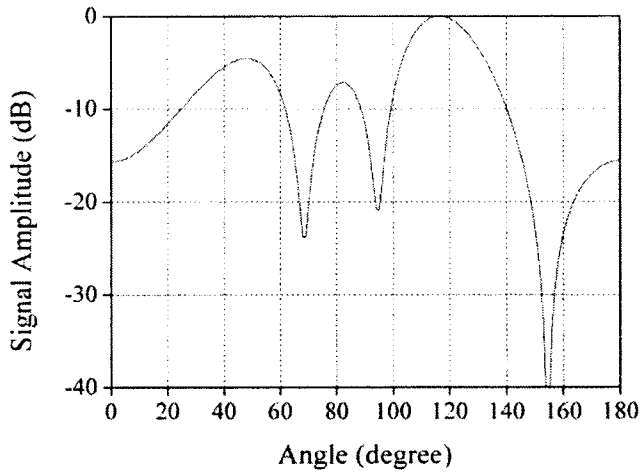
รูปที่ 12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของการปรับลำคลื่นด้วยอัลกอริทึม CMAในกรณีที่ 1

รูปที่ 13 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแถวลำดับ 5 องค์ประกอบ ที่ใช้ในการวิเคราะห์เงื่อนไขในกรณีที่ 2 ในเงื่อนไขนี้จะได้รวมผลกระทบของ mutual coupling ระหว่างขององค์ประกอบเข้าไปด้วย ด้วยการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization สำหรับประเมินทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาที่สายอากาศ รูปที่ 14 แสดงกำลังงานของสัญญาณที่ได้จากการประเมิน จากรูปจะเห็นได้ว่ากำลังงานที่รับได้สูงอยู่ที่มุม 46° และ 119° ซึ่งใกล้เคียงกับทิศทางของสัญญาณส่งซึ่งอยู่ที่มุม ϕ_1 = 45° และ ϕ_2 = 120° จากการประเมินทิศทางของสัญญาณที่เข้ามา จะถูกใช้ในการเริ่มต้นกระบวนการของอัลกอริทึม CMA รูปที่ 15 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของการปรับลำคลื่นด้วยอัลกอริทึม CMAในกรณีที่ 2 ที่ 20,000 การวนรอบ จากรูป แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากอัลกอริทึม CMA ทั่วไปจะมีกำลังงานที่มุม 45° -11.5 dB และที่มุม 120° 0 dB ซึ่งถือว่าไม่เพียงพอสำหรับการกำจัดสัญญาณที่ส่งมาจากมุม 45° นี้เกิดจากผลของmutual coupling ระหว่างขององค์ประกอบ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จาก CMA ที่ใช้เริ่มต้นไปที่มุม 46° ที่ได้จาก Nonconventional Least Squares

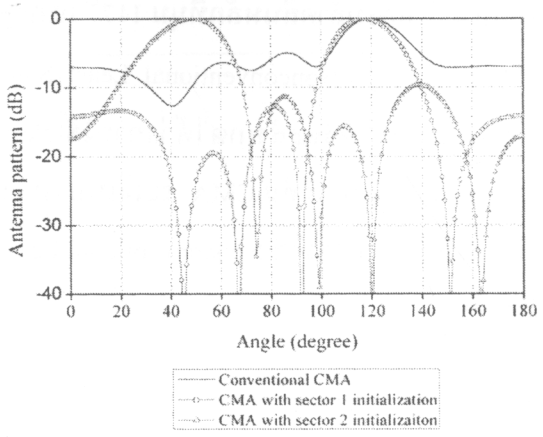
Optimization จะเป็นศูนย์ที่มุม 45° และมีลำคลื่นหลักที่มุม 117° แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จาก CMA ที่ใช้เริ่มต้นไปที่มุม 119° ที่ได้จาก Nonconventional Least Squares Optimization จะเป็นศูนย์ที่มุม 120° และมีลำคลื่นหลักที่มุม 49° ซึ่งจะสังเกตได้ว่าการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization มาใช้ช่วยในการเริ่มต้นอัลกอริทึม CMA จะมีแบบรูปการแพร่จะกระจายคลื่นที่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้ ทั้งนี้เกิดจากการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization จะทำให้อัลกอริทึม CMA ลู่เข้าได้เร็วขึ้น



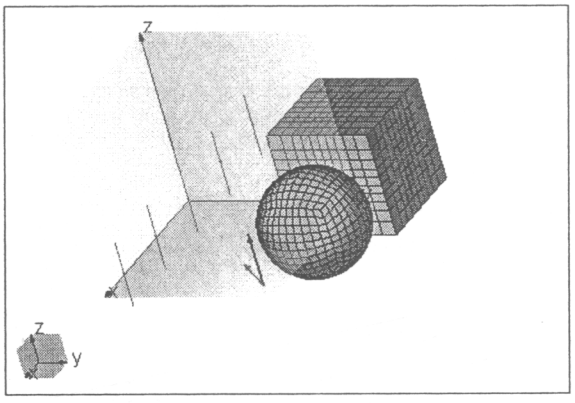
รูปที่ 13 โครงสร้างสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ในกรณีที่ 2



รูปที่ 14 กำลังงานของสัญญาณที่ประเมินได้จากการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization ในกรณีที่ 2



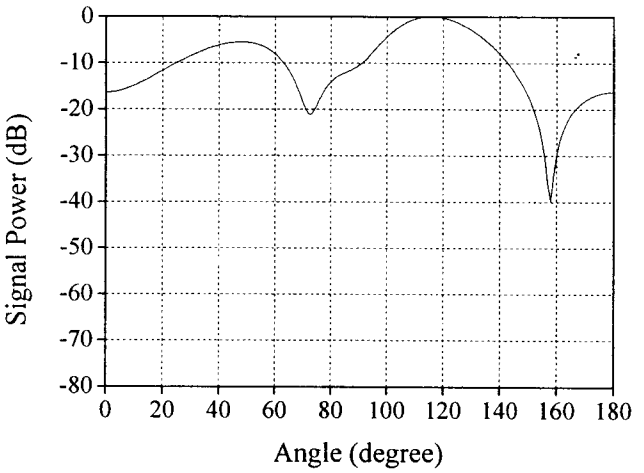
รูปที่ 15 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของการปรับลำคลื่นด้วยอัลกอริทึม CMA ในกรณีที่ 2



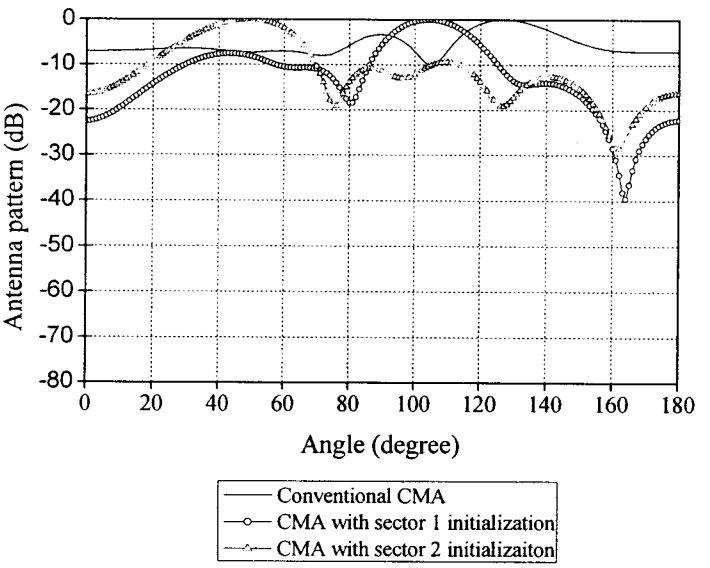
รูปที่ 16 การจำลองสายอากาศปรับตัวเมื่อมี scatterer ในกรณีที่ 3

รูปที่ 16 แสดงรูปที่ใช้ในการจำลอง โดยมีตัวกระจายคลื่นขนาดเล็ก 2 ตัววางในแนวเดียวกับตัวกระจายคลื่น หลังจากที่ใช้การหาทิศทางโดยใช้เทคนิค Nonconventional Least Square Optimization จะได้กราฟของกำลังงานเมื่อเทียบกับมุมดังรูปที่ 17 โดยจุดที่สูงที่สุดอยู่ที่มุม 116 และ 48 องศา มุมที่จะสูงสุดนี้จะถูกนำไปใช้เริ่มต้นกระบวนการของอัลกอริทึม CMA โดยอัตโนมัติ โดยแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้หลังกระบวนการ CMA ที่ 10000 การวนรอบ แสดงในรูปที่ 18 จะสังเกตได้ว่า ถ้าเริ่มต้น มุม 45 องศา แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จาก CMA จะเป็นศูนย์ที่มุม 127 องศา และ มีลำคลื่นหลักชี้ในทิศ 45 องศา ถึงแม้ว่ารูปการแพร่กระจายคลื่นจะไม่มีเป็นศูนย์ในทิศสัญญาณแทรกสอด แต่ก็ใกล้เคียง และสามารถเพิ่มอัตราสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด (SIR) ได้ โดย SIR จะเพิ่มขึ้นเมื่อเพิ่มจำนวนการวนซ้ำ ในทำนองเดียวกันถ้าเริ่มต้นด้วยการใช้ DOA ที่มุม 116 องศา ก็สามารถเพิ่ม SIR ได้เช่นเดียวกัน โดยถือว่าสัญญาณที่มุม 116 องศาเป็นสัญญาณพึงประสงค์ในขณะที่สัญญาณในมุม 45 องศาเป็นสัญญาณแทรกสอด นอกจานี้จะเห็นได้ว่าอัลกอริทึม CMA ที่เริ่มต้นด้วยกระบวนการปกติสามารถเพิ่ม SIR ได้น้อยมากเมื่อเทียบกับการใช้เทคนิคที่นำเสนอ นอกจากนี้ยังสามารถสังเกตได้ว่าใน

กรณีที่มี scatterer จะทำให้การหา DOA ของสัญญาณมีความผิดพลาดมาก แต่อย่างไรก็ตาม การใช้ CMA ในการปรับตัวก็ยังคงสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้



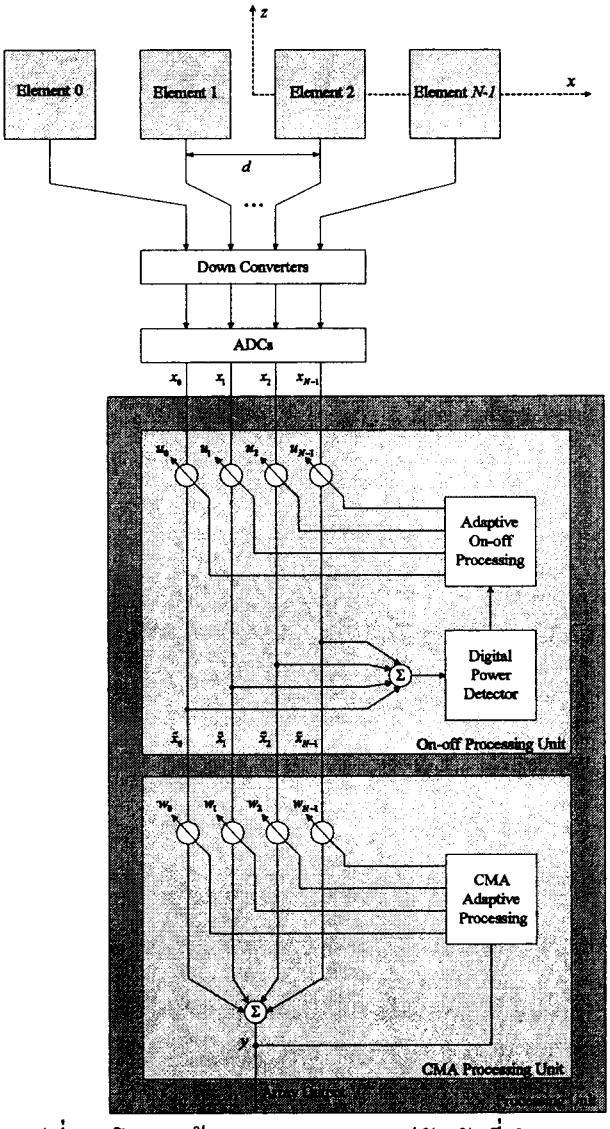
รูปที่ 17 กำลังงานของสัญญาณที่ประเมินได้จากการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization ในกรณีที่ 3



รูปที่ 18 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของการปรับลำคลื่นด้วยอัลกอริทึม CMA ในกรณีที่ 3

2.4 สายอากาศแถวลำดับปรับตัวโดยใช้อัลกอริทึม CMA และ on-off สำหรับเครื่องอ่าน RFID ความถี่ไมโครเวฟ

ระบบที่นำเสนอ



รูปที่ 19 โครงสร้างของสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอ

รูปที่ 19 แสดงระบบสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอ ซึ่ประกอบด้วยสายอากาศรับจำนวน N องค์ประกอบ โดยเรียงกันเป็นเชิงเส้นแบบสม่ำเสมอตามแนวแกน x สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศแต่ละองค์ประกอบจะถูกทำให้ปรับให้เป็นความถี่ต่ำ และแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยใช้ตัวแปรสัญญาณแอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล สัญญาณหลังจากการแปลงนี้ $\mathbf{x} = [x_0 \quad x_1 \quad \ldots \quad x_{N-1}]^T$ จะถูกป้อนเข้าหน่วยประมวลผลซึ่งประกอบด้วยหน่วยประมวลผลของอัลกอริทึม CMA และ on-off และ

ตัววัดกำลังงานดิจิตอล ในกระบวนการของอัลกอริทึม on-off เอาต์พุต $\tilde{x}_i$ ที่ได้การคูณสัญญาณรับกับค่าถ่วงน้ำหนักดังสมการ

$$\tilde{\mathbf{x}}_i = \mathbf{u}_i \mathbf{x}_i \tag{10}$$

เมื่อ $\tilde{\mathbf{x}}_i = \begin{bmatrix} \tilde{x}_0 & \tilde{x}_1 & \dots & \tilde{x}_{N-1} \end{bmatrix}^T$ และ $\mathbf{u} = \text{diag}\begin{bmatrix} u_0 & u_1 & \dots & u_{N-1} \end{bmatrix}^T$ เป็นเวกเตอร์ของสัญญาณอินพุตสำหรับ CMA และเวกเตอร์ถ่วงน้ำที่ใช้สำหรับอัลกอริทึม on-off เอาต์พุตที่ได้นี้จะถูกรวมกันเพื่อใช้ในการคำนวณหากำลังงาน ค่าถ่วงน้ำหนักนี้จะเปลี่ยนอย่างอัตโนมัติจนกว่าจะได้กำลังงานสัญญาณสูงสุด ค่าถ่วงน้ำหนักเป็นไปตามสมการ

$$u_i = e^{j\alpha_i} \tag{11}$$

เมื่อ α_i คือค่าเฟสระหว่างองค์ประกอบ (progressive phase) ค่าถ่วงน้ำหนักที่ใช้สำหรับในการสร้างสัญญาณอินพุตของ CMA สามารถหาได้จากสมการการปรับเฟสตามสมการ

$$\alpha_i(n+1) = \alpha_i(n) + \mu_\alpha \text{sign}(\nabla P) \tag{12}$$

เมื่อ n คือดัชนีทางด้านเวลาของกระบวนการของอัลกอริทึม on-off μ_α เป็นอัตราขยายปรับตัว (adaptive gain) ของการปรับเฟส และ ∇P เป็นเกรเดียนท์ของกำลังงานเอาต์พุต

พิจารณากำลังงานที่มากที่สุด ค่าถ่วงน้ำหนักที่เลือกจะทำให้ได้ทิศทางของลำคลื่นหลักชี้ไปในทิศที่ใกล้เคียงกับทิศทางของสัญญาณพึงประสงค์ เอาต์พุตของสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอเกิดจากการคูณกันระหว่างเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ปรับตัวได้ $\mathbf{w}(k) = \begin{bmatrix} w_0(k) & w_1(k) & \dots & w_{N-1}(k) \end{bmatrix}^T$ และเอาต์พุตของอัลกอริทึม on-off $\tilde{\mathbf{x}}_i = \begin{bmatrix} \tilde{x}_0 & \tilde{x}_1 & \dots & \tilde{x}_{N-1} \end{bmatrix}^T$ ดังสมการ

$$y(k) = \mathbf{w}(k)^H \tilde{\mathbf{x}}(k) \tag{13}$$

หรือ

$$y(k) = \mathbf{w}(k)^H \mathbf{u}\mathbf{x}(k) \tag{14}$$

เมื่อ k คือดัชนีทางด้านเวลาของกระบวนการ CMA โดยที่เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักของ CMA หาได้จากสมการ

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - 4\mu\tilde{\mathbf{x}}(k)y^*(k)\left(|y(k)|^2 - \sigma^2\right) \tag{15}$$

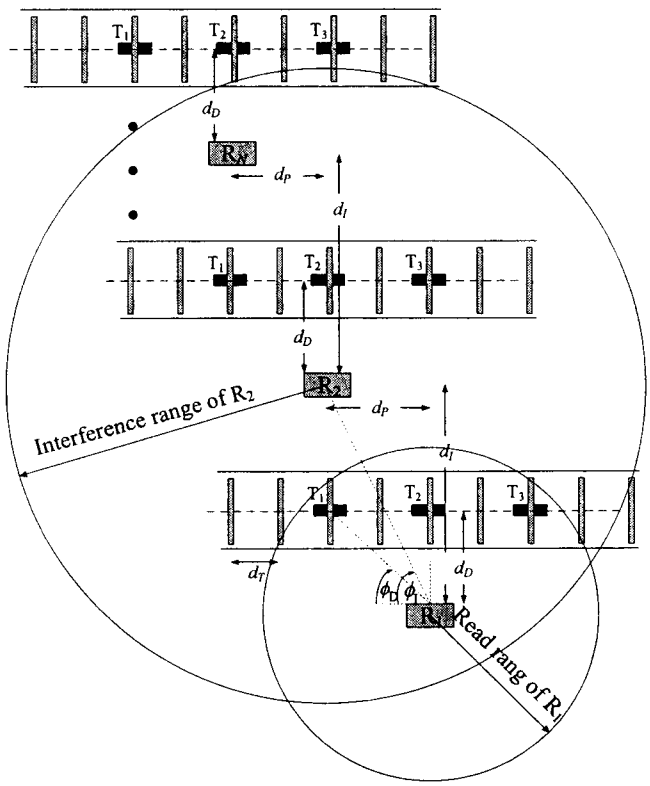
เมื่อแทน สมการ (10) และ (13) ในสมการ (15) สมการปรับค่าถ่วงน้ำหนักจะเป็น

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - 4\mu|\mathbf{u}|^2 |\mathbf{x}(k)|^2 \mathbf{w}^T(k)\left(\left|\mathbf{w}^H(k)\mathbf{u}\mathbf{x}(k)\right|^2 - \sigma^2\right) \quad (15)$$

เมื่อ μ เป็นค่าคงที่ขนาดลำดับขั้น (step-size constant) และ σ เป็นขนาดของเอาต์พุตแถวลำดับในกรณีเมื่อไม่มีสัญญาณแทรกสอด

การนำไปประยุกต์ใช้และการจำลอง

การประยุกต์ใช้



รูปที่ 20 การประยุกต์ใช้ระบบที่นำเสนอในระบบการคัดแยกทุเรียน

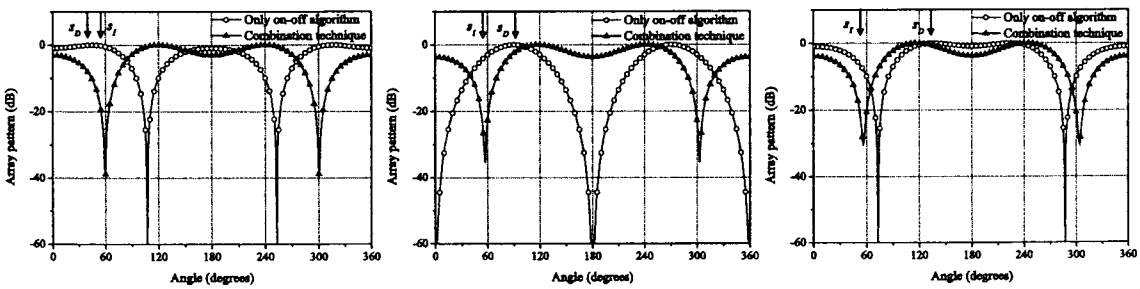
รูปที่ 20 แสดงภาพการประยุกต์ใช้ระบบที่นำเสนอโดยการนำไปใช้ในระบบการคัดแยกทุเรียน ประกอบด้วยเครื่องอ่าน RFID N เครื่องจัดเรียงขนานกัน เซนเซอร์ RFID ได้ถูกติดตั้งใต้สายพานที่ใช้ในการลำเลียงทุเรียน เพื่อให้สามารถคัดแยกทุเรียนได้มากที่สุดด้วยพื้นที่ที่จำกัด เครื่องอ่าน RFID ควรจะติดตั้งใกล้กันมากที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ ในเครือข่าย RFID ที่หนาแน่นสูงนี้จะมีจำนวนของเครื่องอ่านจำนวนมากที่ทำงานในโซนที่คาบเกี่ยวกันดังแสดงในรูป จากสภาพแวดล้อมดังกล่าวการชนกันของข้อมูลอาจจะเกิดขึ้นได้ ซึ่งจะเป็นเรื่องยากที่จะกำหนดช่องสัญญาณความถี่ให้ใช้ความถี่ที่ต่างกันเพื่อแก้ปัญหาสัญญาณแทรกสอด จากรูปที่ 20 ถึงแม้เราจะวางตัวอ่านเยื้องจากตัวข้างเคียงเป็นระยะ d_p แต่ก็

ยังไม่เพียงพอสำหรับแก้ปัญหาดังกล่าว ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะนำเสนอสายระบบสายอากาศปรับตัวที่สามารถแก้ปัญหาการแทรกสอดซึ่งเกิดขึ้นในระบบการคัดแยกทุเรียนที่ใช้เทคโนโลยี RFID

สายอากาศปรับตัวที่นำเสนอถูกติดตั้งร่วมกับเครื่องอ่าน RFID โดยสายอากาศจะสามาถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้ที่เกิดจากสัญญาณที่เกิดจากเครื่องอ่านที่ใกล้เคียง จากรูปที่ 20 สัญญาณจากสายอากาศของตัวอ่านที่ 2 (R_2) จะรบกวนเครื่องอ่านที่ 1 (R_1) ให้มุมของสัญญาณจาก R2 และ tag ที่ตกกระทบที่ R_1 เท่ากับ ϕ_I และ ϕ_D ตามลำดับ ระยะห่างระหว่างเครื่องอ่านที่ใกล้เคียงเท่ากับ d_I เพื่อเพิ่มความแม่นยำของการวัดสำหรับคัดแยกทุเรียน เซนเซอร์ tag สามอันถูกจัดเรียงตามแนว x ด้วยระยะห่าง d_T นี้ใช้สำหรับการตรวจตราเพื่อเพิ่มความมั่นใจว่าการวัดมีความแม่นยำสูง ระยะห่างจากตัวอ่านตั้งฉากกับตำแหน่งของ tag เป็น d_p เมื่อใช้สายอากาศแถวลำดับที่ปรับตัว อัลกอริทึม CMA จะถูกใช้เพื่อปรับทิศของลำคลื่นหลักไปยังตำแหน่งของ tag เพื่อให้ได้ข้อมูลจาก tag ที่ต้องการโดยไม่มีการแทรกสอดรบกวนที่เกิดจากตัวอ่านใกล้เคียง จำเป็นต้องใช้สายอากาศปรับตัวเข้ามาช่วย หลังจากกระบวนการดังกล่าว tag แต่ละตัวจะได้รับกำลังงานที่ต่างกันจะนำไปสู่คุณสมบัติทางด้านไฟฟ้าของทุเรียน คุณสมบัตินี้จะเปลี่ยนเมื่อระดับความสุกของทุเรียนเปลี่ยน

การจำลอง

เพื่อประเมิณสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอ ได้ดำเนินการจำลองระบบให้สอดคล้องกับการประยุกต์ใช้งานตามที่นำเสนอข้างต้น เราจะพิจารณาแถวลำดับของอากาศ 2 องค์ประกอบด้วยระยะห่าง $\lambda/2$ ในการจำลองกำหนดให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น 20 dB จากรูปที่ 20 เราแบ่งการจำลองออกเป็น 3 กรณีสำหรับการวางตำแหน่ง Tag ที่ต่างกัน 3 แบบ โดยกำหนดให้ $d_D = 0.5$ $d_I = 1.5$ เมตร ตามลำดับ กรณีที่ 1 คือเมื่อเครื่องอ่านต้องการข้อมูลจาก tag T_1 สัญญาณพึงประสงค์จะเป็นสัญญาณที่เกิดจาก tag T1 ซึ่งมีมุมตกกระทบเท่ากับ $\phi_D = 45^\circ$ มุมดังกล่าวนี้ได้จากการกำหนดให้ $d_D = 0.5$ เมตร และมุมตกกระทบของสัญญาณพึงประสงค์เมื่อถูกย้ายไปที่ $\phi_D = 90^\circ$ และ $\phi_D = 135^\circ$ เป็นกรณีที่ 2 และ 3 ตามลำดับซึ่งสอดคล้องกับตำแหน่งของ Tag T_2 และ T_3 ตามลำดับ

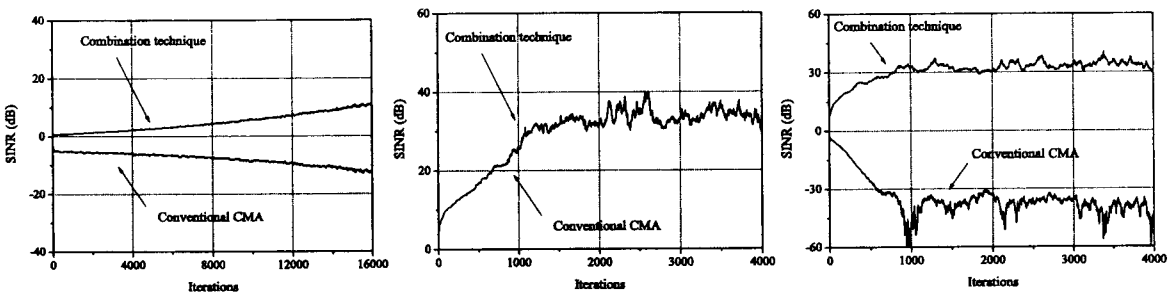


(ก) (ข) (ค)

รูปที่ 21 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (ก) $\phi_D = 45^\circ, \phi_I = 56^\circ$ (ข) $\phi_D = 90^\circ, \phi_I = 135^\circ$ (ค) $\phi_D = 135^\circ, \phi_I = 56^\circ$

กรณีที่ 1 อัลกอริทึม on-off ได้ถูกนำมาใช้สำหรับการเลือกการปรับลำคลื่นหลักในทิศซึ่งมีกำลังงานมากที่สุด ในกรณีที่ 1 นี้ลำคลื่นหลักจะถูกสวิตซ์ให้ชี้ในทิศ $\phi_0 = 45^\circ$ แล้วสัญญาณที่รับจากการสวิตซ์ลำคลื่นนี้จะนำไปประมวลผลโดยการใช้อักกอริทึม CMA รูปที่ 21 (ก) แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากสายอากาศปรับตัวที่ใช้อัลกอริทึม on-off ที่มีการใช้อัลกอริทึม CMA และไม่ได้ใช้ โดยแสดงที่การวนซ้ำที่ 14,000 จากรูปสังเกตได้ว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เป็นศูนย์ของสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอเกิดที่ตำแหน่งของมุมของสัญญาณแทรกสอดตกกระทบ ลำคลื่นหลักจะชี้ไปยังสัญญาณพึงประสงค์เมื่อใช้อัลกอริทึม on-off แต่ตำแหน่งของแบบรูปกระจายคลื่นที่เป็นศูนย์ไม่ตรงกับตำแหน่งของมุมของสัญญาณแทรกสอดที่ตกกระทบ ดังนั้นเราสามารถอธิบายได้ว่า สามารถเพิ่ม SINR ได้โดยการรวมกันของอัลกอริทึม CMA กับ on-off ซึ่งการเพิ่ม SINR โดยใช้ทั้ง 2 อัลกอริทึมนี้จะดีกว่าการใช้เพียงแค่อัลกอริทึม on-off

ในทำนองเดียวกับการจำลองในกรณีที่ 1 เราได้ทำการจำลองโดยการเปลี่ยนลำคลื่นหลักของสายอากาศไปที่มุม $\phi_0 = 90^\circ$ และ $\phi_0 = 135^\circ$ สำหรับการจำลองในกรณีที่ 2 และ 3 ตามลำดับ รูปที่ 21 (ข) และ (ค) แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของกรณีที่ 2 และ 3 ตามลำดับ โดยได้จากการทำซ้ำที่ 4000 จากรูปจะเห็นได้ว่าลำคลื่นหลักที่ได้จากอัลกอริทึม on-off ชี้ไปในทิศของสัญญาณพึงประสงค์ แต่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เป็นศูนย์ไม่ตรงกับสัญญาณแทรกสอด เมื่อใช้อัลกอริทึม CMA จะเห็นได้ว่าถึงแม้ลำคลื่นหลักจะไม่ตรงกับสัญญาณพึงประสงค์แต่ทิศของสัญญาณพึงประสงค์ยังอยู่ในลำคลื่นหลักและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เป็นศูนย์จะตรงกับสัญญาณแทรกสอด



รูปที่ 22 SINR ของการจำลอง แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

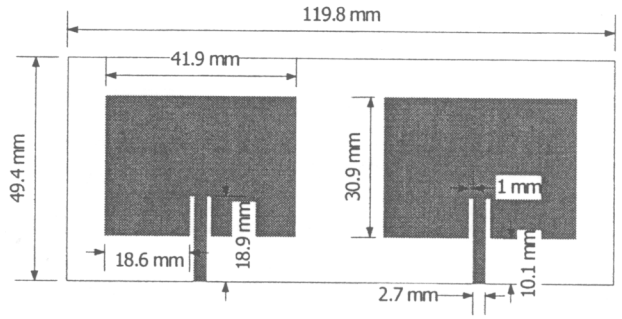
(ก) $\phi_D = 45^\circ, \phi_I = 56^\circ$ (ข) $\phi_D = 90^\circ, \phi_I = 135^\circ$ (ค) $\phi_D = 135^\circ, \phi_I = 56^\circ$

คุณสมบัติการลู่เข้าของการใช้อัลกอริทึม CMA ซึ่งใช้ร่วมกับอัลกอริทึม on-off และการไม่ใช้ควรจะได้รับการพิจารณาเพื่อพิสูจน์เทคนิคที่นำเสนอนี้มีคุณสมบัติการลู่เข้าที่ดีกว่า รูปที่ 22 แสดง SINR ที่ได้จากการจำลองกรณีที่ 1 2 และ 3 จากรูปสามารถสรุปได้ว่า สายอากาศที่ใช้เพียงแค่อัลกอริทึม CMA อาจจะลู่เข้าหาคำตอบที่ผิดกล่าวคือจะรับสัญญาณแทรกสอดในขณะที่กำจัดสัญญาณพึงประสงค์ แต่ในกรณีที่สายอากาศปรับตัวที่ใช้ทั้งอัลกอริทึม CMA และ on-off จะสามารถรับสัญญาณพึงประสงค์

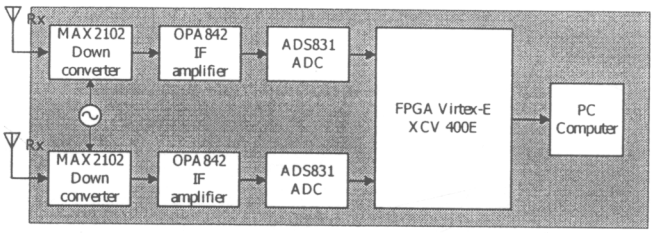
และกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้ นอกจากนี้อัตราการลู่เข้าของการใช้อัลกอริทึม CMA และ on-off ร่วมกันจะเร็วกว่าการใช้เพียงแค่อัลกอริทึม CMA

การออกแบบและผลการทดลอง

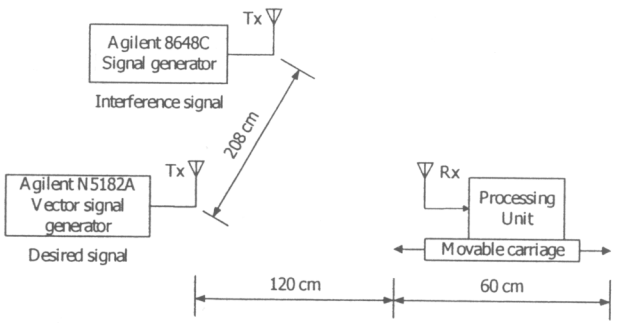
การทดลอง



(ก)



(ข)



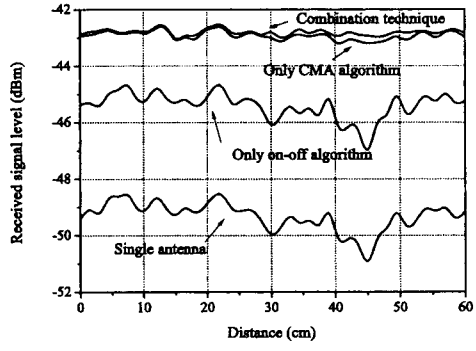
(ค)

รูปที่ 23 ไดอะแกรมระบบ

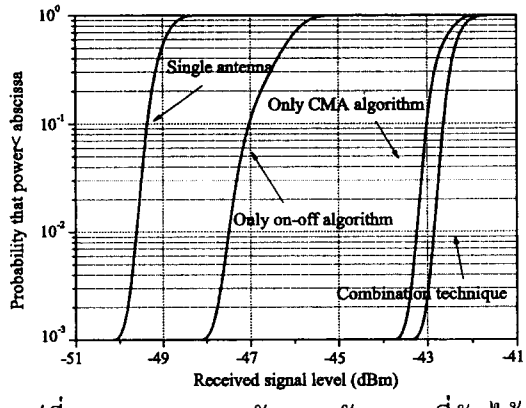
(ก) สายอากาศแถวลำดับ (ข) เครื่องรับที่ออกแบบ (ค) โครงสร้างการทดสอบ

ในการทดสอบระบบที่นำเสนอ ได้ใช้สายอากาแพทซ์ด้วย FR-4 $\mathcal{E}$ = 4.36 และความสูง h = 1.441 mm ออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ 2.4 GHz ดังแสดงให้รูปที่ 23 (ก) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแต่ละองค์ประกอบคล้ายกันโดยมีอัตราขยาย 7.7 dBi ความกว้างของคลื่นด้วยกำลังงานกึ่งหนึ่ง (Half power beamwidth) ในระนาบ E และ H เท่ากับ 48° และ 62° ตามลำดับ รูปที่ 23 (ข) แสดงสายอากาศ

ปรับตัวซึ่งใช้เป็นสายอากาศรับ รูปที่ 23 (ค) แสดงโครงสร้างการทดสอบ โดยใช้ตัวกำเนิดสัญญาณ Agilent N5182A ส่งสัญญาณมอดุลัสแบบ QPSK ความถี่ 2.4 GHz สัญญาณที่ได้จากสายอากาศแต่ละองค์ประกอบหลังการแปลงความถี่และแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอลจะถูกประมวลผลด้วยใช้ FPGA และเก็บผลการทดสอบโดยคอมพิวเตอร์ รูปที่ 24 แสดงความเข้มของสัญญาณโดยเฉลี่ยที่ตำแหน่งของการวัดต่างๆ จากรูปแสดงให้เห็นชัดว่าการใช้อัลกอริทึม CMA และ on-off ร่วมกัน



รูปที่ 24 ความเข้มของสัญญาณเทียบในตำแหน่งต่างๆ



รูปที่ 25 CDF ของระดับของสัญญาณที่รับได้

ผลการทดสอบ

จากรูปที่ 24 กำลังงานของสัญญาณที่รับได้โดยใช้อัลกอริทึม on-off จะสูงกว่าการใช้สายอากาศรับเพียงองค์ประกอบตัวเดียว ในขณะระดับของสัญญาณรับที่ใช้เพียงแค่อัลกอริทึม CMA และการใช้อักลอริทึม CMA ร่วมกับ on-off แตกต่างกันเล็กน้อยแต่สูงกว่าการใช้อัลกอริทึม on-off อย่างเดียวและการใช้สายอากาศ 1 องค์ประกอบ รูปที่ 25 แสดงฟังก์ชันการกระจายตัวแบบสะสม (cumulative distribute function หรือ cdf) สอดคล้องกับระดับสัญญาณซึ่งแสดงในรูปที่ 24

สายอากาสปรับตัวโดยการใช้อัลกอริทึม CMA มีอัตราขยายปรับตัว 6 dB สายอากาศปรับตัวที่ใช้อัลกอริทึม CMA และ on-off สามารถปรับปรุงอัตราขยายปรับตัวเป็น 7 dB จากการเพิ่มอัตราขยายนั้นระยะการอ่านสามารถเพิ่มได้ถึง 2.24 เท่า เมื่อเทียบกับการใช้สายอากาศองค์ประกอบเดียว

เพื่อยืนยันว่าสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอในสภาพแวดล้อมจริง เราพิจารณา error vector magnitude (EVM) ซึ่งได้จากการวัดคอนสเตเลชั่น (constellation) ของสัญญาณ สามารถคำนวณ EVM จากสมการ

$$EVM_{RMS} = \left[\frac{\frac{1}{T}\sum_{r=1}^{T}\left(\left|I_r - I_{0,r}\right|^2 + \left|Q_r - Q_{0,r}\right|^2\right)}{P_0} \right]^{\frac{1}{2}} \qquad (16)$$

เมื่อ T เป็นจำนวนของสัญลักษณ์สำหรับการวัด I_r, Q_r เป็นองค์ประกอบเฟสตรง (in-phase) กับเฟสกลับ (quadrature phase) ของสัญญลักษณ์ (symbol) ที่วัดได้ตามลำดับ $I_{0,r}, Q_{0,r}$ เป็นองค์ประกอบเฟสตรง (in-phase) กับเฟสกลับ (quadrature phase) ของสัญญลักษณ์ (symbol) อดุคติตามลำดับ P_0 คือกำลังงานเฉลี่ยของ constellation

การวัด constellationของสัญญาณได้ทำตามเงื่อนไขของการจำลองในกรณีที่ 1 สัญญาณพึ่งประสงค์และสัญญาณแทรกสอดกำหนดให้ตกกระทบที่มุม 45° และ 55° ตามลำดับ ตารางที่ 1 แสดง EVM ที่คำนวณได้จาก constellation ของสัญญาณที่วัดได้จากสายอากาศที่ใช้เฉพาะอัลกอริทึม CMA เฉพาะอัลกอริทึม on-off และการรวมกันของทั้ง 2 อัลกอริทึม โดยได้จากการวัดที่การทำซ้ำที่ 14,000 EVM ที่ได้จากสายอากาศที่ใช้อัลกอริทึม on-off สูงที่สุดโดยมีค่าเท่ากับ 1.0325 ซึ่งชี้ให้เห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตของอัลกอริทึม on-off ประกอบด้วยทั้งสัญญาณพึงประสงค์และสัญญาณแทรกสอด เราไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้อย่างสมบูรณ์โดยใช้เพียงแค่อัลกอริทึม on-off สังเกตได้ว่า EVM ที่ได้จากเอาต์พุตที่วัดได้จากการใช้อัลกอริทึม CMA และ on-off เท่ากับ 0.2379 ซึ่งต่ำกว่าการใช้อัลกอริทึม CMA

ตาราง 1 EVM และผลตอบสนอง (total response) ของระบบ

ระบบ	EVM	Total response	Weight vector
On-off	1.0325	$\left[0.511e^{j0.345} \quad 0.821e^{j0.869}\right]^T$	$\left[1+j0 \quad -0.606+j0.796\right]^T$
CMA	0.3757	$\left[0.355e^{j0.385} \quad 0.749e^{j0.316}\right]^T$	$\left[0.079-j0.009 \quad 0.735+j0.059\right]^T$
CMA+on-off	0.2379	$\left[0.894e^{-j1.95} \quad 0.414e^{-j2.02}\right]^T$	$\left[-0.076-j0.023 \quad 0.67-j0.309\right]^T$

3. สรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศแถวลำดับปรับตัวที่ใช้อัลกอริทึม CMA โดยการแก้ปัญหาการลู่เข้าของการประยุกต์ใช้ CMA ด้วยเทคนิคการเริ่มต้นด้วย 1. การสังเคราะห์ลำคลื่นดิจิตอล และ 2. การประเมินทิศทางด้วยเทคนิค nonconventional least square optimization ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าทั้ง

2 เทคนิคนี้สามารถเพิ่มอัตราการลู่เข้าของ CMA ได้ และสามารถกำหนดให้กำจัดสัญญาณแทรกสอดและรับสัญญาณพึงประสงค์ได้ ในการใช้การประเมินทิศทางด้วยเทคนิค nonconventional least square optimization ได้ศึกษาผลกระทบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าต่อเทคนิคที่นำเสนอ โดยศึกษาทั้งกรณีที่เกิดจาก mutual coupling ระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ และการกระจายคลื่นที่เกิดจาก scatterer ที่วางไว้ในระยะ near field จากการจำลองจะเห็นว่าถึงแม้การประเมินหาทิศโดยการใช้ เทคนิค nonconventional least square optimization จะมีความผิดพลาดบ้างเมื่อมีผลของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเข้ามาเกี่ยวข้อง แต่อัลกอริทึม CMA ก็ยังคงสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดและรับสัญญาณพึงประสงค์ได้เป็นอย่างดี นอกจากนี้ยังนำเสนอการประยุกต์ใช้สายอากาศปรับตัวที่ใช้อัลกอริทึม CMA ในระบบการคัดแยกทุเรียนสำหรับอุตสหกรรมการส่งออก โดยรวมอัลกอริทึม CMA เข้ากับอัลกอริทึม on-off และแสดงการจำลองและทดสอบให้สอดคล้องกับการใช้งานจริง

เอกสารอ้างอิง

[1] S. Suttapa, J. Varith, M. Krairiksh, C. Noochuay, and J. Phimpimol, "Microwave sensor response in relation to Durian maturity," Proc. Of CIGR Section VI International Symposium on Food Processing and Monitoring Technology in Bioprocesses and Food Quality Management, Potsdam, Germany, Sep. 2009.

[2] M. Krairiksh, J. Varith, A. Kanjanavapastit, C. Phongcharoenpanich, A. Thanachayanont, P. Sirisuk and M. Chongcheawchamnan, "Microwave sensor for Durian inspection," Proc. of 2009 IEEE International Conference on Antennas, Propagation and Systems (INAS2009), pp.221-1-221-4, Johor, Dec. 2009.

[3] D.N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28(11), Nov. 1980, pp. 1867-1875.

[4] A. Boonpoonga, P. Sirisuk, M. Chongcheawchamnan, S. Patisang, M. Krairiksh, "Hardware-assisted initialisation for constant modulus algorithm adaptive antenna," IET Microwaves, antennas & Propagation, vol.2, issue 4, June 2008., pp. 303-311

[5] M. Krairiksh, P. Ngamjanyaporn, C. Kessuwan, "A flat fourbeam compact phased array antenna," IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., 2002, 12, (5), pp. 184–186

[6] S. Haykin (Eds.), *Unsupervised Adaptive Filtering*. New York: John Willey & Sons, 2000.

[7] T. Ohgane, T. Shimura, N. Matsuzawa ,and H. Sasaoka, "An Implementation of a CMA Adaptive Array for High Speed GMSK Transmission in Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, no. 3, Aug. 1993, pp. 282-288.

[8] S. Burintramart, T. K. Sarkar, Y. Zhang, and M. Salazar-Palma, "Nonconventional Least Squares Optimization for DOA Estimation," IEEE Trans. on Antenna and Propagation, vol. 55, no. 3, March 2007, pp. 707-714.

บทความส่งเพื่อพิจารณาตีพิมพ์

[1] **A. Boonpoonga**, P. Sirisuk, and M. Krairiksh, "Efficient Parallel Architecture for Implementation of the CMA Adaptive Antenna," submitted for considering publication on *ETRI Journal.*

บทความตอบรับ

[2] **A. Boonpoonga**, T. Tantisopharak and M. Krairiksh, "Initialization Scheme with Least Square Optimization based-DOA Estimation for CMA Adaptive Antenna," accepted for presentation in *The 2011 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2011).*

บทความตีพิมพ์

[3] T. Tantisopharak, **A. Boonpoonga**, C. Phongcharonpanich, P. Sirisuk, and Monai, "Adaptive Array Antenna using On-Off and CMA Algorithms for Microwave RFID Readers," IEICE Trans. on Commu. Vol.E94-B,No.05,pp.1153-1160, May. 2011.

[4] **A. Boonpoonga**, S. Janyavilas, P. Sirisuk, M. Krairiksh, "FPGA Implementation of QR Decomposition Using MGS Algorithm," Lecture Notes in Computer Science, Springer Verlag LNCS 5992, pp. 394-399, March 2010.

[5] T. Tantisopharak, **A. Boonpoonga**, P. Sirisuk and M. Krairiksh. "Combination between CMA and On-Off Algorithms for Adaptive Array Antenna," Proc. In *The 2009 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2009),* pp. 125-128, Bangkok, 2009.

[6] S. Burintramart, **A. Boonpoonga**, and T. K. Sarkar, "Adaptive Interference Suppression in Communication Systems using Direct Data Domain Least Squares (D3LS) Approach," Proc. In *The 2009 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2009),* pp. 1123-1126, Bangkok, 2009.

[7] สมภพ จรรยาวิลาส **เอกรัฐ บุญภูงา** และ เผ่าภัค ศิริสุข , "การสร้างเอฟพีจีเอประสิทธิภาพสูงของการอินเวอร์สเมทริกซ์โดยใช้การแยกตัวประกอบ QR, " การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 33 , หน้า 1349-1352 , ธันวาคม 2553.

[8] รัดดา มีทา เผ่าภัค ศิริสุข และ **เอกรัฐ บุญภูงา**, "แนวทางการสร้างมูลค่าเพิ่มแก่ชาวสวนผลไม้ด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์การเกษตร: กรณีศึกษาระบบตรวจสอบคุณภาพผลทุเรียน," การประชุมสัมมนาวิชาการด้านการจัดการโลจิสติกส์และโซ่อุปทาน ครั้งที่ 9 (ThaiVCML2009) หน้า 293-302 พฤศจิกายน 2552

3.2 สายอากาศสวิตช์ลำคลื่นโดยสายอากาศแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ

ไพโรจน์ วุ่นชุม ผศ.ดร.เด่นชัย วรเศวต รศ.ดร.ชูวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ และ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

1. บทนำ

ระบบการสื่อสารไร้สายในปัจจุบันนับว่ามีความสำคัญอย่างยิ่งและได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวัน ด้วยความต้องการการใช้งานระบบการสื่อสารไร้สายที่มากขึ้นนี้เอง ทำให้ความต้องการความจุของช่องสัญญาณรวมไปถึงประสิทธิภาพของระบบมีมากขึ้น ดังนั้นการออกแบบสายอากาศเป็นสิ่งจำเป็นเพื่อให้ได้คุณลักษณะที่เหมาะสมและมีประสิทธิภาพเพียงพอกับความต้องการของระบบ สายอากาศมีอยู่ด้วยกันหลายชนิดแบ่งตามลักษณะโครงสร้าง คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่น สำหรับการสื่อสารไร้สายโดยทั่วไปมีลักษณะเป็นแบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด (Point-to-Point) และการสื่อสารแบบจุดหนึ่งไปหลาย ๆ จุด (Point-to-Multipoint) สำหรับการสื่อสารแบบจุดหนึ่งไปหลาย ๆ จุดนั้น ต้องการแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่เป็นแบบออกรอบตัว ซึ่งจะส่งผลทำให้ความต้องการความจุของช่องสัญญาณรวมไปถึงประสิทธิภาพไม่เพียงพอกับความต้องการของระบบ ดังนั้นสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่น (Switched-beam systems) จึงได้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อช่วยแก้ปัญหาดังกล่าว [1]–[8] สายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นนี้จะเป็นการเลือกสวิตช์แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเพื่อให้ทิศทางของลำคลื่นหลักอยู่ในทิศทางเดียวกับทิศทางของสัญญาณที่ต้องการรับได้

สำหรับสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นโดยทั่วไปมีลักษณะเป็นเซกเตอร์ ซึ่งแต่ละเซกเตอร์จะจัดวางเป็นลักษณะแบบแถวลำดับแบบวงกลม (Circular array) และแต่ละเซกเตอร์นั้นอาจมีสายอากาศองค์ประกอบเดียวหรือแถวลำดับที่มีหลายองค์ประกอบ ในกรณีที่แต่ละเซกเตอร์มีสายอากาศองค์ประกอบเดียว อย่างเช่น องค์ประกอบที่เกิดจากสายอากาศแบบโมโนโพล [9]–[11] สายอากาศไดโพล [12] หรือสายอากาศแพตช์ [13] สายอากาศในลักษณะนี้มีข้อเสียคือแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกมีลำคลื่นที่กว้างทำให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางไม่สูง ในกรณีที่แต่ละเซกเตอร์มีสายอากาศหลายองค์ประกอบนั้นทำให้ระบบการป้อนสัญญาณมีความซับซ้อนและต้นทุนสูงขึ้น สำหรับในกรณีที่แต่ละเซกเตอร์เป็นสายอากาศแบบยากิจะให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงแต่มีข้อเสียคือจะทำให้รัศมีของโครงสร้างสายอากาศใหญ่ขึ้นและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกมีลำคลื่นที่กว้าง [14]–[15]

ปัญหาที่สำคัญสำหรับการออกแบบสายอากาศคือความต้องการค่าอัตราการขยายที่สูง (Gain) ซึ่งจะสร้างได้ยากเพราะต้องเพิ่มจำนวนองค์ประกอบของแถวลำดับในแนวตั้ง และปัญหาอีกอย่างหนึ่งคือระบบการป้อนสัญญาณ ดังนั้นจึงศึกษาสายอากาศแบบร่องบนผิวตัวนำของโครงสร้างที่เหมาะสมในการเข้ารูป (Conformal surface) ได้แก่ โครงสร้างที่เป็นแบบเซกเตอร์และทรงกระบอก เนื่องจากลักษณะทางกายภาพของโครงสร้างมีความโดดเด่นหลายประการ ได้แก่ มีน้ำหนักเบา โครงสร้าง

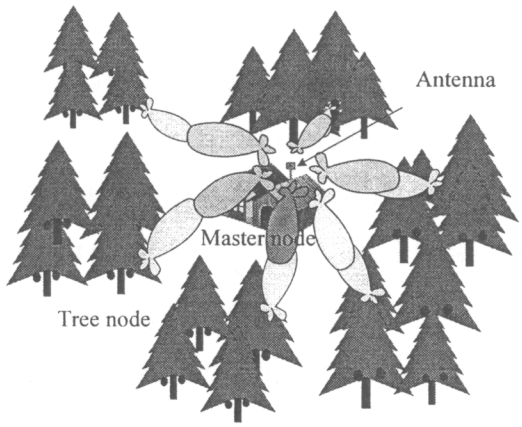
กะทัดรัด และไม่ต้านลม อีกทั้งยังสามารถออกแบบให้มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นให้เหมาะสมกับความต้องการของระบบการสื่อสาร กล่าวคือเมื่อออกแบบโครงสร้างที่มีลักษณะเป็นแบบเซกเตอร์จะให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่มีทิศทางเดียว และเมื่อนำเซกเตอร์มาประกอบกันจะให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นออกรอบตัว

การศึกษาเกี่ยวกับสายอากาศแบบร่องบนผิวตัวนำ พบว่าโครงสร้างลักษณะนี้ได้รับความนิยม เพราะไม่มีส่วนที่ยื่นออกมาจากพื้นผิวตัวนำทำให้โครงสร้างกะทัดรัดเมื่อเทียบกับใช้สายอากาศโมโนโพลหรือไดโพล และสร้างได้ง่ายกว่าและทนกำลังงานได้มากกว่าสายอากาศไมโครสตริปบนผิวตัวนำ โดยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศแบบร่องบนผิวตัวนำ มีการศึกษาเกี่ยวกับโครงสร้างที่เป็นแบบท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม [16]–[22] ทรงกลม [23] ท่อนำคลื่นทรงกระบอกยาวอนันต์ [24]–[26] คาวิตี้ทรงกระบอกกลม [27] สายนำสัญญาณแกนร่วม [28]–[32] ซึ่งจากโครงสร้างในแต่ละแบบนั้นจะขึ้นอยู่กับความต้องการใช้งานให้เข้ากับรูปทรงนั้นๆ โดยโครงสร้างที่มีลักษณะเป็นผิวโค้งเหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้โดยสร้างสายอากาศให้เข้ากับส่วนใดส่วนหนึ่งของยานพาหนะ เครื่องบิน ยานอวกาศ จรวด และดาวเทียม เป็นต้น โดยเฉพาะผิวตัวนำทรงกระบอกกลมจะได้รับความนิยมในการศึกษาและวิจัย ทั้งนี้เนื่องจากสามารถออกแบบให้การแพร่กระจายคลื่นที่มีทิศทางและออกรอบตัว และยังสามารถเพิ่มจำนวนองค์ประกอบในแนวแกนทำให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงขึ้นจึงเหมาะสำหรับนำไปประยุกต์ใช้งาน

จากโครงสร้างของทรงกระบอกกลมเมื่อแบ่งพื้นที่หน้าตัดออกเป็นชิ้นส่วนตามความยาวทรงกระบอกจะได้เป็นโครงสร้างที่เป็นแบบเซกเตอร์ เมื่อมีการกระตุ้นสัญญาณให้เซกเตอร์และเจาะร่องตรงบริเวณในส่วนของผิวโค้งของเซกเตอร์ทำให้โครงสร้างนี้มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่มีทิศทางเดียว และเมื่อนำแต่ละเซกเตอร์มาประกอบรวมกันทำให้ได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นออกรอบตัวได้ จึงทำให้โครงสร้างที่เป็นสายอากาศแบบร่องบนผิวเซกเตอร์ทรงกระบอกนี้เหมาะสมสำหรับในการพัฒนานำไปประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นได้

จากโครงการวิจัยเทคโนโลยีสายอากาศ [33] ได้นำเสนอสายอากาศแถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ ได้แสดงการวิเคราะห์เรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วม เพื่อใช้เลือกค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมนำไปออกแบบสายอากาศแถวดับลำแบบร่องจำนวน 2 องค์ประกอบ และ 4 องค์ประกอบ ดังนั้นในโครงการนี้ได้ศึกษาต่อเพื่อทำให้สายอากาศสามารถสวิตช์ลำคลื่นได้ โดยใช้แถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมจำนวน 2 องค์ประกอบกระตุ้นโดยร่องที่ใช้เชื่อมต่อ โครงสร้างชนิดนี้สามารถลดความซับซ้อนของระบบการป้อนสัญญาณ ซึ่งเป็นโครงสร้างรูปแบบใหม่ โครงสร้างมีความแข็งแรง เหมาะสมในการเข้ารูปและสามารถเพิ่มจำนวนองค์ประกอบของร่องในแนวตั้งทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกมีลำคลื่นที่แคบลง ส่งผลให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงขึ้นได้ โดยโครงการนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอการศึกษา การ

วิเคราะห์ ออกแบบ สร้างและทดสอบสายอากาศแถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ และออกแบบให้สายอากาศสามารถสวิตช์ลำคลื่นหลักได้ 6 ทิศทางในแนวรอบตัว ที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz (5.725-5.85 GHz) สายอากาศที่ออกแบบนั้นนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบโครงข่ายแบบตรวจจับไร้สาย (Wireless sensor network) ทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับที่โหนดหลัก (Master node) รับสัญญาณจากลูกข่ายที่อยู่รอบๆ ดังแสดงในรูปที่ 1



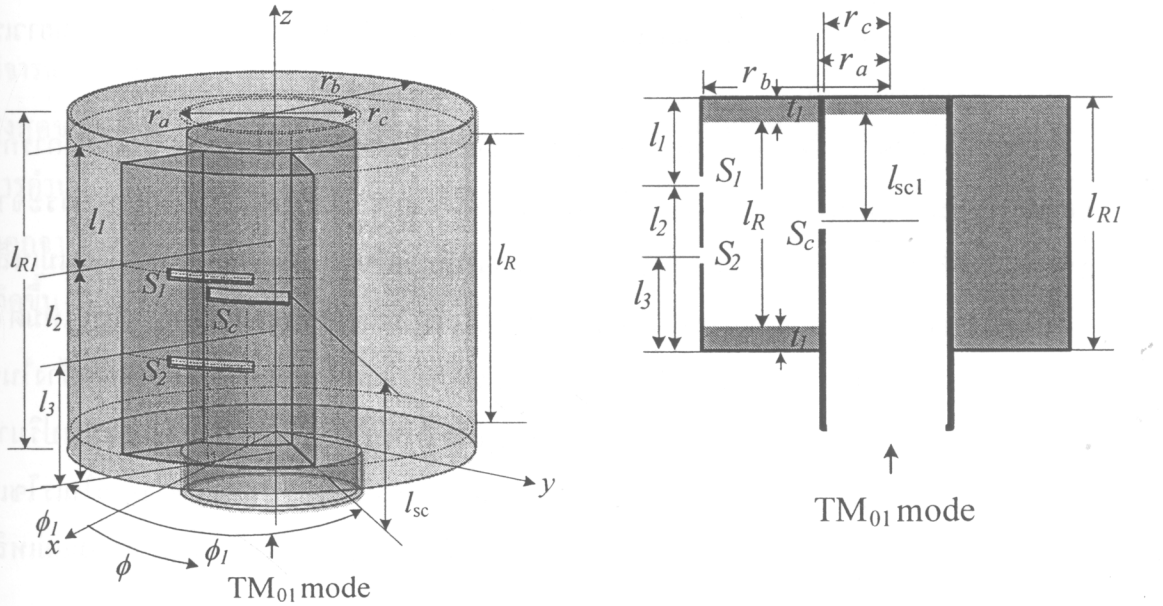
รูปที่ 1 การประยุกต์ใช้งานสายอากาศ [34]

2. สายอากาศเซกเตอร์เดี่ยว

2.1 โครงสร้างของสายอากาศ

พารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศได้นำมาจาก [33]–[35] โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วย 2 ส่วน คือ เรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมและท่อนำคลื่นทรงกระบอกปลายปิด ดังแสดงในรูปที่ 2 โดยสมมติให้โหมดคลื่นหลัก TM_{01} ส่งคลื่นเข้าไปยังท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่มีรัศมี r_c รัศมีของภายในและภายนอกของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์คือ r_a และ r_b ลักษณะของร่องสำหรับเชื่อมต่อและร่องที่แพร่กระจายคลื่นเป็นแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวง โดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ S_c อยู่ในผิวของท่อนำคลื่นกระบอกและมีตำแหน่งกึ่งกลางของร่องอยู่ที่ $(r = r_a, \phi = 0, z = l_{sc})$ สำหรับร่องที่แพร่กระจายคลื่นมีจำนวน 2 องค์ประกอบคือ S_1 และ S_2 มีตำแหน่งกึ่งกลางของร่องอยู่ที่ $(r = r_b, \phi = 0, z = l_2)$ และ $(r = r_b, \phi = 0, z = l_2)$ ตามลำดับ โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมถูกปิดด้านข้างด้วยตัวนำที่มุม $\phi = -\phi_1$ และ $\phi = \phi_1$ เมื่อ ϕ_1 คือ 30 องศา พารามิเตอร์ l_1 และ l_3 คือระยะห่างจากตำแหน่งด้านบนของเรโซเนเตอร์มายังตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง S_1 และระยะห่างจากตำแหน่งด้านล่างของเรโซเนเตอร์มายังตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง S_2 โดยระยะห่างนี้จะกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.75λ เมื่อ λ คือความยาวคลื่นในอวกาศ ระยะระหว่างร่องที่แพร่กระจายคลื่นจะกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.5λ เพื่อให้มีค่าสภาพเจาะจงทิศทาง พารามิเตอร์ l_{sc1} คือ

ระยะห่างจากตำแหน่งปลายปิดของท่อนำคลื่นทรงกระบอกมายังตำแหน่งกึ่งกลางของร่องสำหรับเชื่อมต่อ กำหนดให้มีค่าเท่ากับ $0.5\lambda_g$ เมื่อ λ_g คือความยาวคลื่นภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอกของโหมด TM_{01} ความยาวภายในของเรโซเนเตอร์คือ l_R ความหนาของตัวนำมีค่าเท่ากับ 2 mm พารามิเตอร์อื่นๆ แสดงดังตารางที่ 1



(ก) 3 มิติ (ข) 2 มิติ

รูปที่ 2 โครงสร้างของสายอากาศเซกเตอร์เดี่ยว [33]–[35]

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของสายอากาศ

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้า	ขนาดทางกายภาพที่ความถี่ 5.8 GHz
รัศมีภายในของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ (r_a)	0.507λ	26.20 mm
รัศมีภายนอกของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ (r_b)	1.126λ	58.23 mm
รัศมีภายในของท่อนำคลื่นทรงกระบอก (r_c)	0.469λ	24.20 mm
ความยาวด้านในของเรโซเนเตอร์ (l_R)	0.700λ	36.20 mm
ความยาวด้านนอกของเรโซเนเตอร์ (l_{R1})	2.000λ	103.44 mm
ความยาวของร่อง S_1 และร่อง S_2 (L_{S1} และ L_{S2})	0.500λ	25.86 mm
ความกว้างของร่อง S_1 และร่อง S_2 (W_{S1} และ W_{S2})	0.058λ	3.00 mm
ความยาวของร่องสำหรับเชื่อมต่อ (L_{SC})	0.480λ	24.83 mm
ความกว้างของร่องสำหรับเชื่อมต่อ (W_{SC})	0.077λ	4.00 mm

2.2 ผลการจำลอง

ในหัวข้อนี้นำเสนอคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองแบบโดยใช้โปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้า โดยพิจารณาคุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากผลกระทบของพารามิเตอร์ l_R และตำแหน่งของร่องสำหรับเชื่อมต่อ ซึ่งจะพิจารณา 2 กรณีคือการกระตุ้นตรงกลาง (Center-excited coupling slot) หมายถึงตำแหน่งกึ่งกลางของความยาวเรโซเนเตอร์ ($l_{sc} = l_R/2$) และการกระตุ้นแบบเยื้อง (Offset-excited coupling slot) หมายถึงตำแหน่งที่เยื้องไปจากตำแหน่งตรงกลางของความยาวเรโซเนเตอร์ ($l_{sc} = (l_R/2)+4$ mm)

เพื่อง่ายต่อการพิจารณาหาคุณลักษณะของสายอากาศที่เหมาะสมนั้น จะพิจารณาการกระจายของสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นภายในเรโซเนเตอร์ให้มีขนาดและเฟสเหมาะสม การกระจายของสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมที่เกิดจากสนามแม่เหล็กของโหมดคลื่นต่างๆ สามารถแยกขนาดของแต่ละโหมดได้โดยแสดงในรูปของค่าสหสัมพันธ์โหมด (Mode Correlations) [33]–[35] ของการกระจายสนามแม่เหล็ก โดยค่าสนามแม่เหล็กของโครงสร้างในรูปที่ 3 ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้า กำหนดให้เป็น $FIELD_{\text{ant}}$ ซึ่งเป็นปริมาณของสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์ โดยระยะห่างของจุดสังเกตแต่ละจุดในทุกทิศทางภายในเรโซเนเตอร์นั้นมีค่าเท่ากับ 2 mm ซึ่งเพียงพอกับการหาค่าสหสัมพันธ์โหมดของการกระจายสนามแม่เหล็กที่ยังให้ผลที่ถูกต้อง

ค่า $FIELD_{\text{ant}}$ นั้นมีลักษณะเป็นค่าเชิงซ้อนสามารถแสดงในรูปของการเปลี่ยนแปลงตามเวลาเป็นฮาร์มอนิกได้คือ

$$\widetilde{H}_{x,y,z}(t) = \left|H_{x,y,z}\right| \cos\left(\omega t + \angle H_{x,y,z}\right) \tag{1}$$

เมื่อ $\left|H_{x,y,z}\right|$ และ $\angle H_{x,y,z}$ คือขนาดและเฟสของ $FIELD_{\text{ant}}$ ที่มีตำแหน่งของจุดสังเกต (x, y, z)

ซึ่งการกระจายสนามแม่เหล็กที่ได้จากโปรแกรมจำลองนั้นนำค่าเฉพาะช่วงเวลา $\omega t = 0$ ดังนั้นในสมการ (1) สามารถเปลี่ยนแปลง ωt เพื่อหาการกระจายสนามแม่เหล็กที่กระจายภายในเรโซเนเตอร์ของสายอากาศในช่วงเวลาต่างๆ ได้ เนื่องจากในแต่ละช่วงเวลาจะมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของโหมดต่างๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งโหมดที่มีความสำคัญอันดับต้น

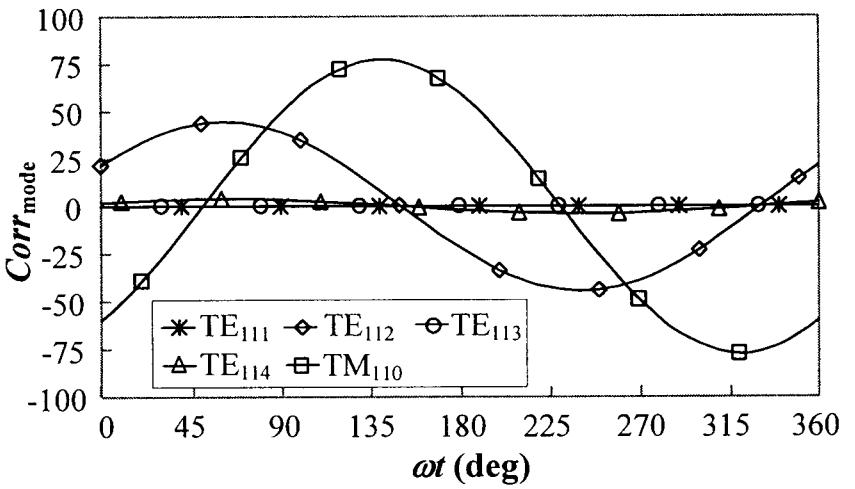
การกระจายสนามแม่เหล็กของแต่ละโหมดภายในเรโซเนเตอร์กำหนดให้เป็นค่า $FIELD_{\text{mode}}$ เพื่อที่จะหาค่า $FIELD_{\text{mode}}$ ที่มีตำแหน่งของจุดสังเกตุ (x, y, z) ค่าของ (x, y, z) จะถูกปรับขนาดให้เท่ากับความยาวของเรโซเนเตอร์และแปลงพิกัดให้อยู่ในรูปพิกัดเชิงทรงกระบอก (สมการ (7)–(9) และ (17)–(19) ใน [35])

ค่าสหสัมพันธ์โหมดของแต่ละโหมดที่เกิดขึ้นภายในสายอากาศระหว่างของ $FIELD_{\text{ant}}$ จากสมการ (1) และ ค่า $FIELD_{\text{mode}}$ หาได้ดังนี้

$$Corr_{\text{mode}} = \frac{\langle FIELD_{\text{ant}}, FIELD_{\text{mode}} \rangle}{\sqrt{\langle FIELD_{\text{mode}}, FIELD_{\text{mode}} \rangle}} \tag{2}$$

เมื่อ < > คือผลคูณภายใน (Inner product) ถ้า $Corr_{\text{mode}}$ ของโหมดไหนมีค่าสูงแสดงว่า $FIELD_{\text{ant}}$ ที่เกิดขึ้นมี $FIELD_{\text{mode}}$ นั้นเกิดขึ้นมาก

ตัวอย่างการหาค่าสหสัมพันธ์โหมดของการกระจายสนามแม่เหล็กซึ่งเป็นฟังก์ชันของ ωt โดยพิจารณาในกรณีที่มีการกระตุ้นตรงกลางโดยกำหนดให้ $l_R = 0.9\lambda$ ดังแสดงในรูปที่ 3 พบว่าค่า $Corr_{\text{mode}}$ สูงสุดของแต่ละโหมดที่เกิดขึ้นภายในเรโซเนเตอร์ของสายอากาศเกิดขึ้นที่ ωt ต่างกัน จากผลที่ได้จากการคำนวณสามารถแสดงค่า $FIELD_{\text{mode}}$ ของแต่ละโหมดที่เกิดขึ้นภายในเรโซเนเตอร์ของสายอากาศได้ นอกจากนี้แสดงให้เห็นว่าค่าของ $Corr_{\text{TE111}}$ และ $Corr_{\text{TE113}}$ มีค่าเท่ากับ 0 เนื่องจากโหมดเหล่านี้ไม่เกิดขึ้น



รูปที่ 3 ค่าสหสัมพันธ์โหมดของการกระจายสนามแม่เหล็กที่เป็นฟังก์ชันของ ωt ในกรณีที่ $l_R = 0.9\lambda$

กำลังงานรวม P_T คือผลรวมกับกำลังงานทุกๆ โหมดที่มีความสำคัญอันดับต้น หาได้จาก

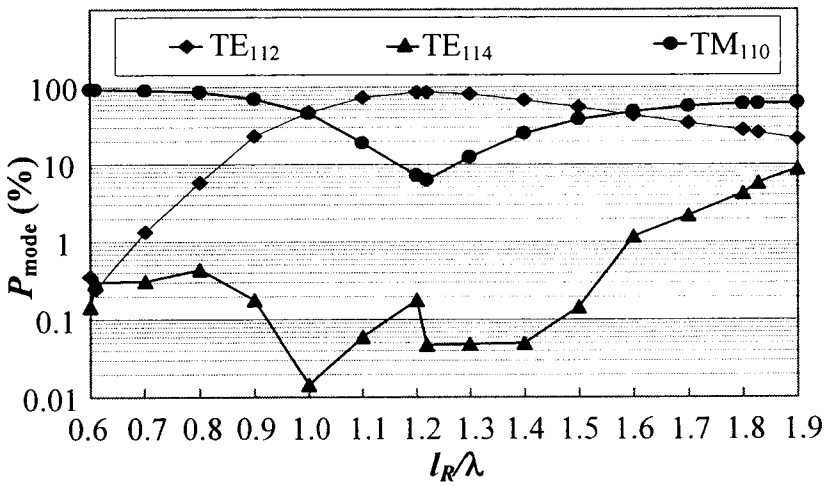
$$P_T = P_{TM110} + P_{TE111} + P_{TE112} + P_{TE113} + P_{TE114} \tag{3}$$

และ $P_{\text{mode}}(\%)$ หาได้โดย

$$P_{\text{mode}}(\%) = 100 \cdot P_{\text{mode}} / P_T \tag{4}$$

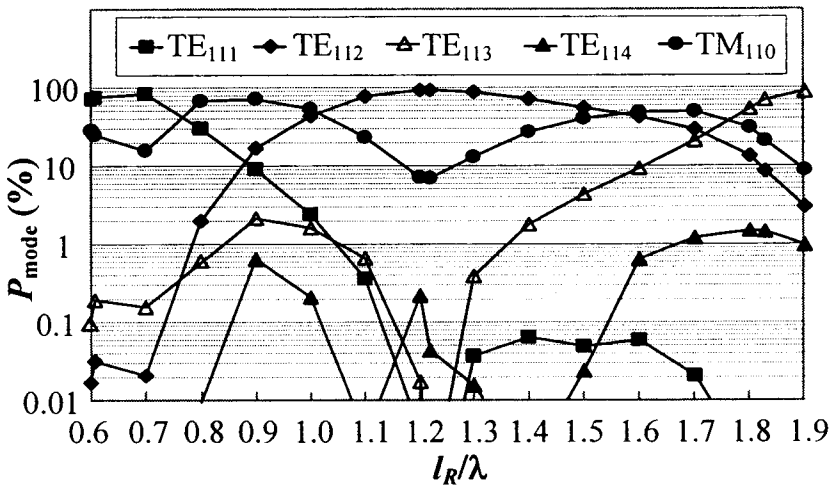
เมื่อ $P_{\text{mode}} = |Corr_{\text{mode}}|^2_{\max}$

รูปที่ 4 แสดงค่าเปอร์เซ็นต์กำลังงาน ($P_{mode}(\%)$) ของแต่ละโหมดที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ ในกรณีที่มีการกระตุ้นตรงกลาง โดยค่า $P_{mode}(\%)$ ที่มีค่าน้อยกว่า 0.01% จะไม่ถูกแสดง พบว่าค่าสูงสุดและต่ำสุดของค่า $P_{mode}(\%)_{TM110}$ อยู่ที่ l_R/λ เท่ากับ 0.6 และ 1.22 ตามลำดับ ซึ่งตรงกันข้ามกับ $P_{TE112}(\%)$ คือจะมีค่าต่ำสุดและสูงสุดที่ l_R/λ เท่ากับ 0.6 และ 1.22 ตามลำดับ ค่า $P_{TE114}(\%)$ จะเกิดขึ้นเมื่อ l_R/λ มากกว่า 1.6 ค่า $P_{TE111}(\%)$ และ $P_{TE113}(\%)$ มีค่าเป็น 0 เนื่องจากโหมดเหล่านี้ไม่เกิดขึ้น



รูปที่ 4 ค่า $P_{mode}(\%)$ ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ ในกรณีของการกระตุ้นตรงกลาง

รูปที่ 5 แสดงค่าเปอร์เซ็นต์กำลังงาน ($P_{mode}(\%)$) ของแต่ละโหมดที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ ในกรณีที่มีการกระตุ้นแบบเยื้อง พบว่ามีแนวโน้มเช่นเดียวกับในกรณีที่มีการกระตุ้นตรงกลาง โดยสิ่งที่แตกต่างคือค่า $P_{mode}(\%)$ ที่ l_R/λ เท่ากับ 0.6-0.9 และ 1.6-1.9 มีผลของโหมด TE_{111} และ TE_{113} ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการกระตุ้นแบบเยื้องจะมีผลของโหมด TE_{111} และ TE_{113} รบกวนสนามภายในเรโซเนเตอร์

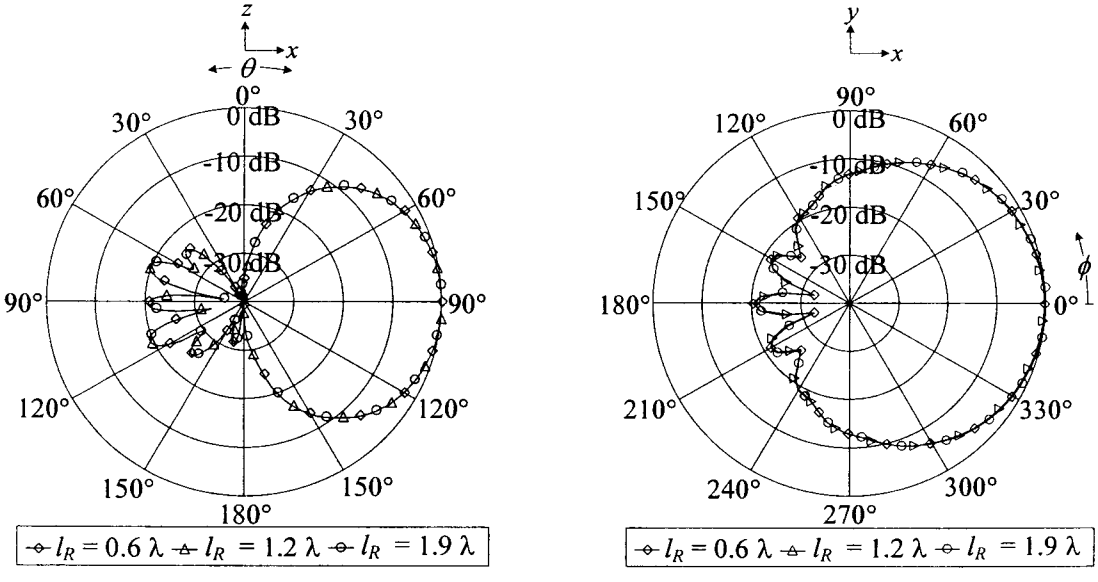


รูปที่ 5 ค่า $P_{mode}(\%)$ ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ ในกรณีของการกระตุ้นแบบเยื้อง

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในกรณีของการกระตุ้นตรงกลางดังแสดงในรูปที่ 6 พบว่าค่าพารามิเตอร์ l_R ไม่มีผลกระทบต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ xz และในระนาบ xy เนื่องจากผลของการกระตุ้นตรงกลางของความยาวเรโซเนเตอร์ โหมด TE_{111} และ TE_{113} ไม่สามารถเกิดขึ้นได้ ดังนั้นทำให้สนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องที่แพร่กระจายคลื่นทั้งสองมีลักษณะเหมือนกัน ส่งผลให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมีความสมมาตร

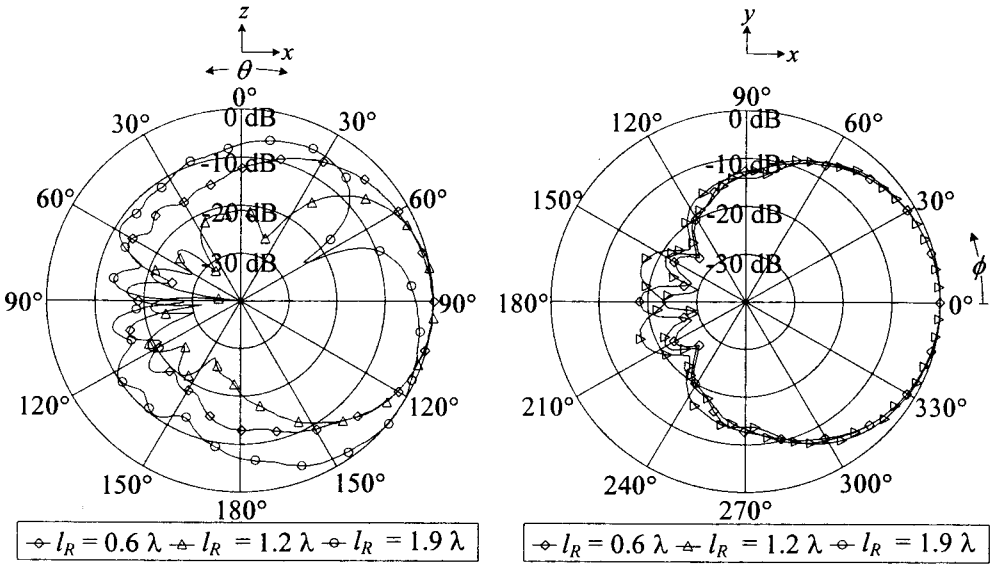
ในกรณีของการกระตุ้นแบบเยื้อง ดังแสดงในรูปที่ 7 พบว่าค่าพารามิเตอร์ l_R มีผลกระทบต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทั้งในระนาบ xz ซึ่งจะแตกต่างกับในกรณีของการกระตุ้นตรงกลางเพราะโหมด TE_{111} และ TE_{113} สามารถเกิดขึ้นได้ ค่า l_R/λ ที่มีค่ามากจะมีการกระจายสนามแม่เหล็กเกิดขึ้นหลายโหมดซึ่งส่งผลกระทบต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมากกว่าในกรณีที่ค่า l_R/λ มีค่าน้อยกว่า ทำให้การกระจายสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์ไม่ได้เกิดขึ้นเฉพาะเพียงโหมด TM_{110} ดังนั้นสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นทั้งสองมีความแตกต่างกัน ทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ xz กดต่ำลง (Tilted downward) และมีผลทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ xy เปลี่ยนแปลงเมื่อค่า l_R/λ เปลี่ยนไป

นอกเหนือจากนี้ยังพบว่าการกระตุ้นทั้งสองกรณี ก็คือการกระตุ้นตรงกลางและการกระตุ้นแบบเยื้องนั้นทำให้โหมด TE_{112} และ TE_{114} ไม่สามารถเกิดขึ้นได้เนื่องจากทิศทางของสนามแม่เหล็กอยู่ในทิศ z ซึ่งตั้งฉากกับร่องสำหรับเชื่อมต่อ แต่สำหรับโหมด TE_{011} และ TE_{012} สามารถเกิดขึ้นได้แต่ไม่มีผลกระทบต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น



(ก) ระนาบ xz (ข) ระนาบ xy

รูปที่ 6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในกรณีการกระตุ้นตรงกลางที่เป็นฟังก์ชันของ l_R

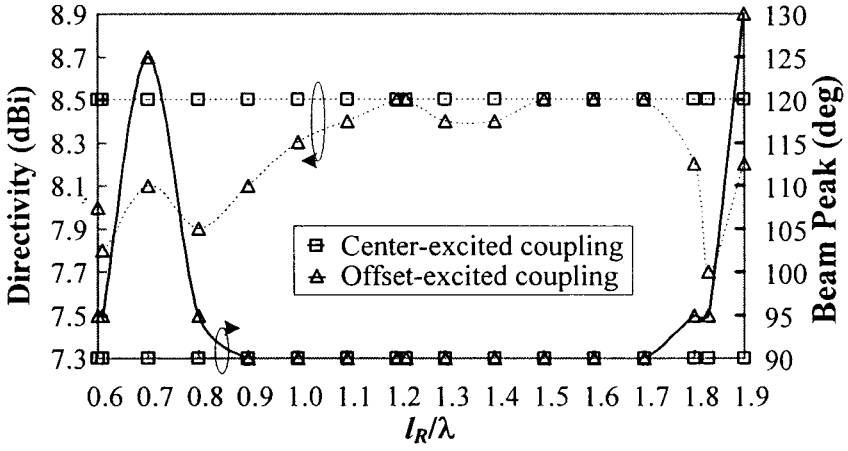


(ก) ระนาบ *xz* (ข) ระนาบ *xy*

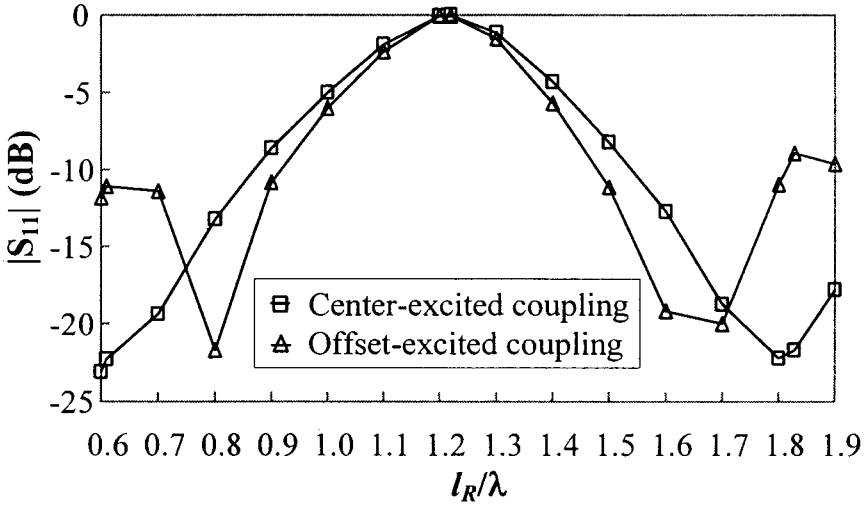
รูปที่ 7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในกรณีการกระตุ้นแบบเยื้องที่เป็นฟังก์ชันของ l_R

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศและค่ามุมสูงสุดของสนามในระนาบ *xz* ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ ดังแสดงในรูปที่ 8 พบว่าในกรณีการกระตุ้นตรงกลางค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศและค่ามุมสูงสุดของสนามมีค่าคงที่คือ 8.5 dBi และ 90 องศา ตามลำดับ ในกรณีการกระตุ้นแบบเยื้องพบว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศมีการเปลี่ยนแปลงตามขนาดของ l_R/λ สำหรับค่ามุมสูงสุดของสนามจะถูกกดต่ำลงเนื่องจากผลของโหมด TE_{111} และ TE_{113} ค่ามุมสูงสุดของสนามเกิดสูงสุดที่ l_R/λ เท่ากับ 0.7 และ 1.9 เนื่องจากผลของโหมด TE_{111} และ TE_{113} ที่เกิดเรโซแนนซ์สูงสุด ตามลำดับ

ค่าขนาดของ S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ ดังแสดงในรูปที่ 9 ในกรณีการกระตุ้นตรงกลาง พบว่าขนาดของ S_{11} เพิ่มขึ้นเมื่อค่า l_R/λ เพิ่มขึ้นจาก 0.60-1.22 และขนาดของ S_{11} จะลดลงเมื่อค่า l_R/λ เพิ่มขึ้นจาก 1.22-1.80 ขนาดของ S_{11} สูงสุดเมื่อค่า l_R/λ เท่ากับ 1.22 เนื่องจากโหมด TE_{112} ที่เกิดเรโซแนนซ์สูงสุดที่ l_R/λ เท่ากับ 1.22 และขนาดของ S_{11} เพิ่มขึ้นเมื่อค่า l_R/λ เพิ่มขึ้นจาก 1.8-1.9 เนื่องจากผลของโหมด TE_{114} ค่าขนาดของ S_{11} ในกรณีของการกระตุ้นแบบเยื้องนั้นพบว่ามีแนวโน้มเช่นเดียวกันกับการกระตุ้นแบบตรงกลาง แต่ขนาดของ S_{11} จะมีค่าสูงกว่าในกรณีการกระตุ้นตรงกลาง เมื่อค่า l_R/λ เท่ากับ 0.6-0.9 และ 1.6-1.9 เนื่องจากโหมด TE_{111} และ TE_{113} ซึ่งเกิดเรโซแนนซ์สูงสุด ตามลำดับ

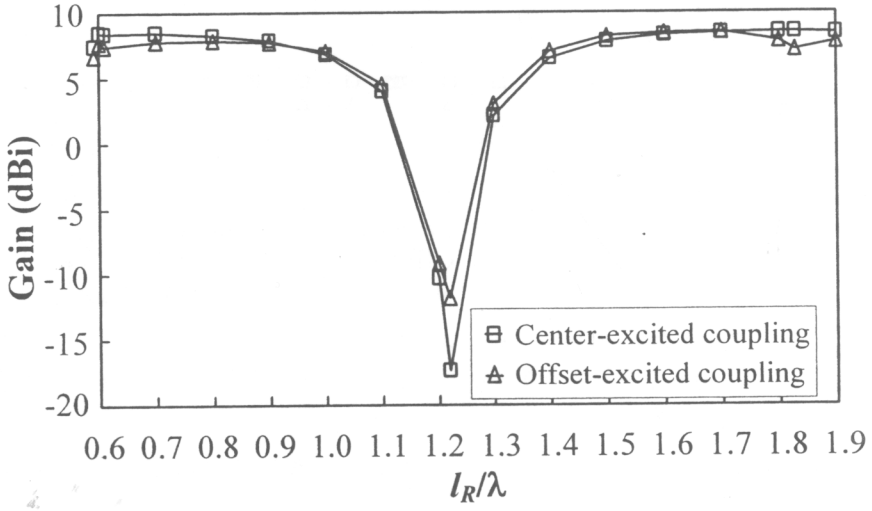


รูปที่ 8 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศและค่าตำแหน่งสูงสุดของสนาม ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ



รูปที่ 9 ขนาดของ S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ

รูปที่ 10 แสดงค่าอัตราการขยายที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ สังเกตได้ว่าที่ l_R เท่ากับ 1.22 จะมีค่าต่ำสุดเนื่องจากผลของโหมด TE_{112} และที่ค่าของ l_R/λ อื่นๆ จะมีผลกระทบต่อค่าอัตราการขยายเมื่อเกิดการเรโซแนนซ์ของโหมดนั้นสูงสุด แต่จะมีความสำคัญน้อยกว่าโหมด TE_{112}



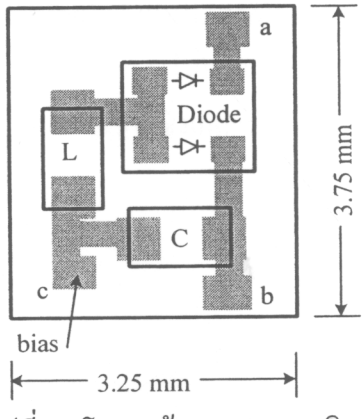
รูปที่ 10 ค่าอัตราการขยายที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ

จากผลการจำลอง พบว่าในกรณีที่มีการกระตุ้นตรงกลางจึงมีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นสายอากาศซึ่งให้การแพร่กระจายคลื่นที่เหมาะสม และค่าพารามิเตอร์ l_R ควรเลือกให้มีขนาดน้อยมากความยาวของเรโซเนเตอร์ที่ทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ของโหมด TE_{112} สูงสุด

3. วงจรสวิตช์และร่องสำหรับเชื่อมต่อ

3.1 วงจรสวิตช์

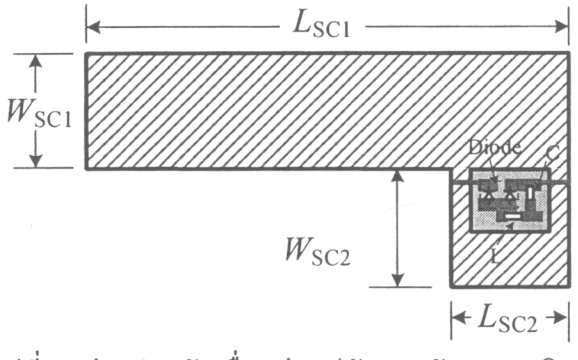
โครงสร้างของวงจรสวิตช์ที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 11 [34] ไดโอดที่ใช้คือ เบอร์ HMPP-3895-TR1 ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำประมาณ 4 โอห์มโดยไม่ต้องใช้กระแสไบอัสตรงสูง [36] ตัวเหนี่ยวนำค่า 5.1 nH ทำหน้าที่กันความถี่สูงและตัวเก็บประจุค่า 1 pF ทำหน้าที่ลดการคู่ควบ (decoupling) ไฟตรง วงจรสร้างด้วยวัสดุฐานรองชนิด FR-4 หนา 0.8 mm แล้ววางบนร่องสำหรับเชื่อมต่อ โดยจุด “a” และ “b” ต่อทางไฟฟ้ากับขอบของร่องทั้งสองด้าน และจุด “c” สำหรับต่อไบอัสให้วงจร



รูปที่ 11 โครงสร้างของวงจรสวิตช์

3.2 ร่องสำหรับเชื่อมต่อ

จากโครงสร้างของสายอากาศในรูปที่ 2 มีร่องสำหรับเชื่อมต่อเป็นรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก เมื่อนำวงจรสวิตช์มาต่อร่วมกับร่องนั้น ในกรณีที่วงจรสวิตช์อยู่ตำแหน่งกึ่งกลางของร่องนั้นจะไม่เหมาะสมสำหรับออกแบบให้มีการสวิตช์สำหรับเชื่อมต่อกำลังงาน เนื่องจากขนาดของแผ่นวงจรพิมพ์และลายวงจรมีผลกระทบต่อการการกระจายของสนามไฟฟ้าที่บริเวณร่อง ซึ่งบริเวณตำแหน่งนี้การเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าสูงสุด นอกจากนี้ร่องมีขนาดพอดีกับบริเวณที่มีอยู่ ซึ่งไม่สามารถเพิ่มความยาวของร่องได้ ดังนั้นจึงนำเสนอเป็นร่องรูปตัวแอล เป็นการเพิ่มความยาวขอร่องในด้านแนงดิ่ง โดยร่องสำหรับเชื่อมต่อจะออกแบบให้ทำงานได้เมื่อไดโอดไบอัสตรงและต่อจุด “a” และ “b” ด้วยอิมพีแดนซ์ต่ำ ถ้าไดโอดไบอัสกลับ สนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณร่องสำหรับเชื่อมต่อจะถูกทำรบกวนและร่องจะไม่สามารถทำงานได้ นั้นก็คือสวิตช์ให้สายอากาศไม่ทำงาน รูปที่ 12 แสดงร่องสำหรับเชื่อมต่อรูปตัวแอลกับวงจรสวิตช์ ขนาดของร่องแสดงในตารางที่ 2



รูปที่ 12 ร่องสำหรับเชื่อมต่อรูปตัวแอลกับวงจรสวิตช์

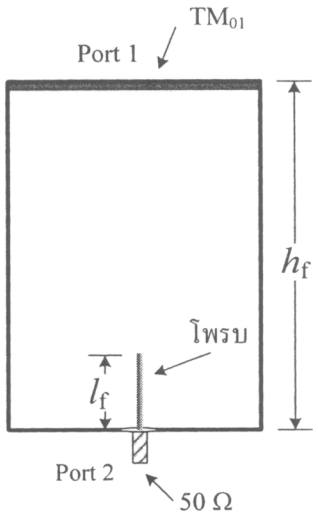
ตารางที่ 2 พารามิเตอร์ของร่องรูปตัวแอล

พารามิเตอร์ของร่องรูปตัวแอล	ความยาว [mm]
L_{SC1}	24.83
L_{SC2}	4.00
W_{SC1}	4.00
W_{SC2}	8.00

3.3 ตัวกระตุ้นสัญญาณด้วยโพรบ

ตัวกระตุ้นสัญญาณด้วยโพรบตัวนำไฟฟ้าแบบเชิงเส้น ซึ่งมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 13 โดยพอร์ต 1 กระตุ้นด้วยโหมด TM_{01} มีค่าอิมพีแดนซ์ของท่อนำคลื่นทรงกระบอก TM_{01} และ พอร์ต 2 จำลองโดยใช้คอนเนกเตอร์ชนิด SMA ต่อกับโพรบตัวนำไฟฟ้า กระตุ้นด้วยพอร์ตที่เป็นแบบสายนำ

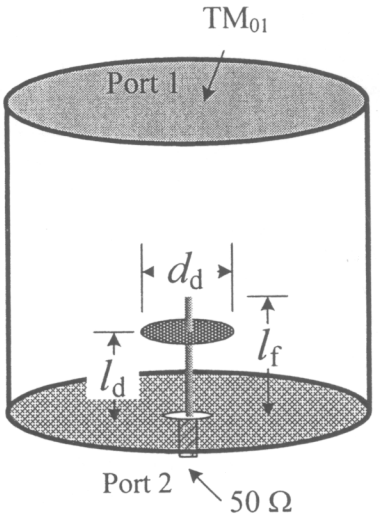
สัญญาณแกนร่วมมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม โดยที่ h_f มีความยาวเท่ากับ $0.25\lambda_g$ ของท่อนำคลื่นโหมด TM_{01} และมีความยาวของโพรบตัวนำไฟฟ้าแบบเชิงเส้นคือ l_f



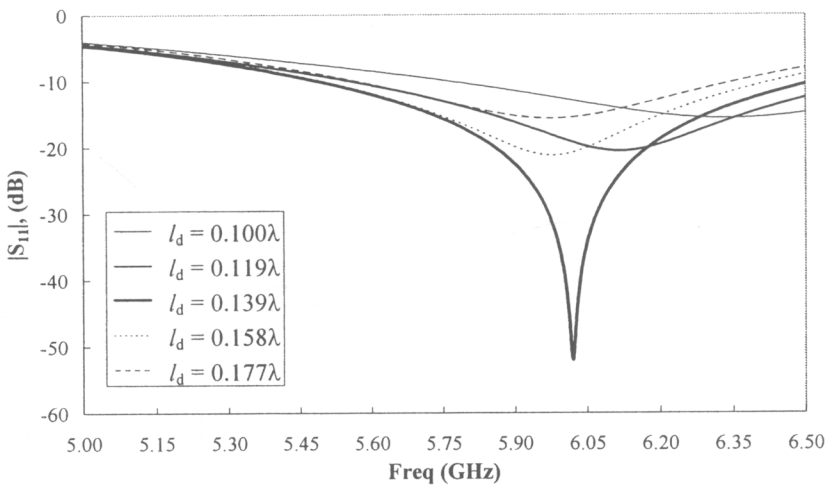
รูปที่ 13 ตัวกระตุ้นสัญญาณด้วยโพรบตัวนำไฟฟ้าแบบเชิงเส้น

จากโครงสร้างตัวกระตุ้นสัญญาณในรูปที่ 13 พบว่าความยาวของโพรบ l_f เพียงอย่างเดียวไม่สามารถทำให้ขนาดของ S_{11} ลดลงต่ำได้ที่ความถี่ 5.8 GHz เนื่องจากโพรบตัวนำแบบเชิงเส้นมีค่าความต้านทานที่ต่ำกว่าอิมพีแดนซ์ของท่อนำคลื่นทรงกระบอกโหมด TM และมีค่ารีแอคแตนซ์ต่ำกว่า -100 โอห์ม ซึ่งมีคุณลักษณะเป็นตัวเก็บประจุ ดังนั้นเพื่อความความต้านทานและลดค่ารีแอคแตนซ์ของตัวกระตุ้นสัญญาณแบบโพรบตัวนำไฟฟ้าที่พอร์ต 1 จะเพิ่มในส่วนของแผ่นตัวนำแบบวงกลมที่โพรบตัวนำ ดังแสดงในรูปที่ 14 เมื่อ l_d คือตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม และ d_d คือเส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม โดยใช้ความยาวของโพรบที่ l_f เท่ากับ 0.35λ ซึ่งเป็นความยาวที่เหมาะสม และการเพิ่มในส่วนของแผ่นตัวนำแบบวงกลมที่โพรบตัวนำนี้ยังคงให้การกระจายของสนามแม่เหล็กที่เท่ากันทุกทิศทางในแนวรอบตัว

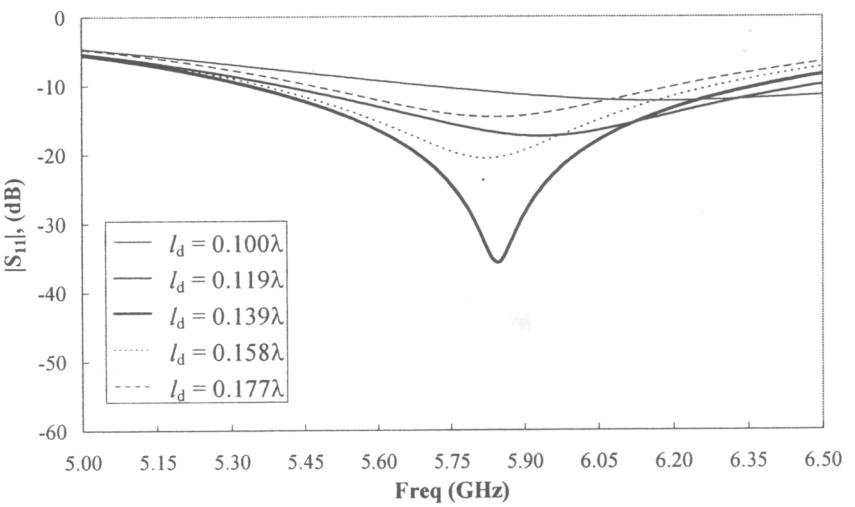
การหาขนาดของเส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลมและตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลมที่เหมาะสมโดยใช้โปรแกรมจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า พบว่าที่เส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 10 mm และตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม l_d เท่ากับ 0.139λ จะเรโซแนนซ์เข้าใกล้ความถี่ 5.8 GHz โดยมีขนาดของ S_{11} มีค่าต่ำกว่า -20 dB ตลอดช่วงความถี่ที่ใช้งาน และที่ความถี่ 5.8 GHz มีค่าขนาดของ S_{11} เท่ากับ -30.23 dB สังเกตได้จากค่าขนาดของ S_{11} ดังแสดงในรูปที่ 15 จากผลการจำลองสังเกตได้ว่าเมื่อเปลี่ยนขนาดของเส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลมให้ใหญ่ขึ้นแนวโน้มความถี่ที่เรโซแนนซ์จะต่ำลง และจากทุกๆ ขนาดของเส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม พบว่าตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม l_d เท่ากับ 0.139λ จะให้การเรโซแนนซ์ที่ดีที่สุด



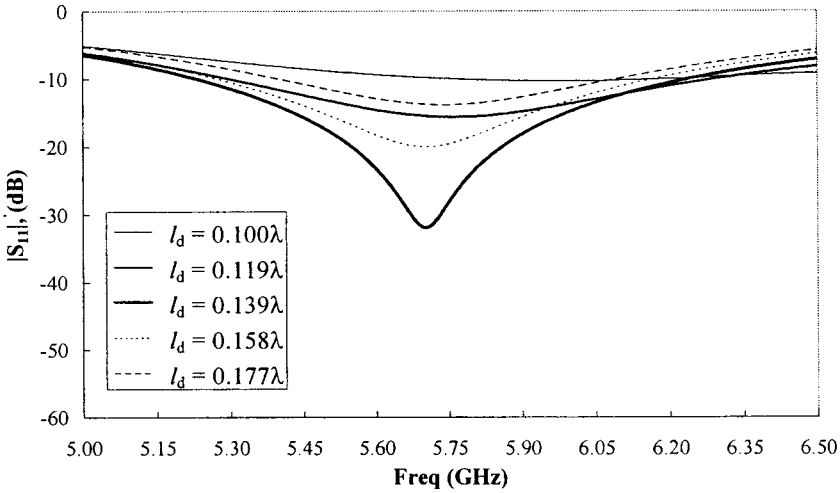
รูปที่ 14 ตัวกระตุ้นสัญญาณตัวนำไฟฟ้าแบบเชิงเส้นร่วมกับแผ่นวงกลม



(ก) เส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 9 mm



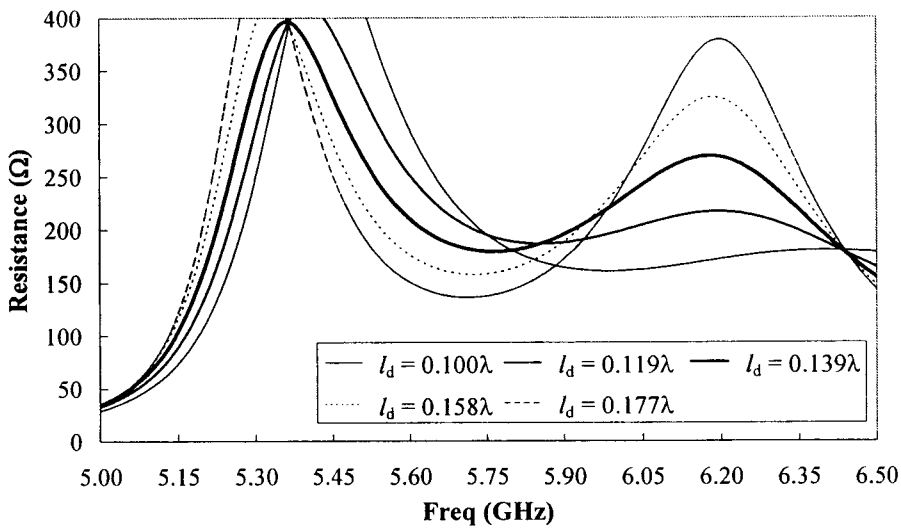
(ข) เส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 10 mm



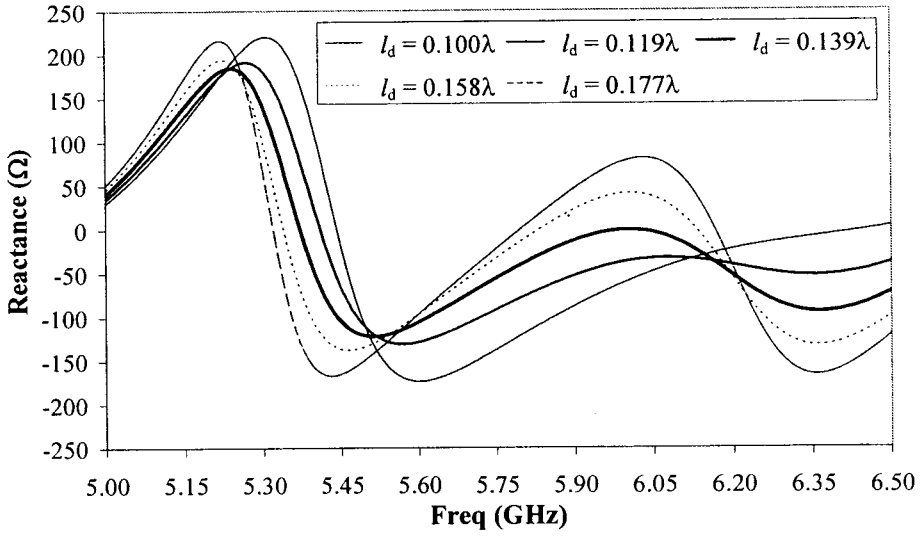
(ค) เส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 11 mm

รูปที่ 15 ค่าขนาดของ S_{11} ของตัวกระตุ้นสัญญาณแบบโพรบตัวนำไฟฟ้าที่ตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม l_d ค่าต่างๆ

เมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ของตัวกระตุ้นสัญญาณแบบโพรบตัวนำไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 16-18 พบว่าที่เส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 10 mm และตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม l_d เท่ากับ 0.139λ มีค่าอิมพีแดนซ์เข้าใกล้ค่าอิมพีแดนซ์ของท่อนำคลื่นทรงกระบอกโหมด TM_{01} มากที่สุด และที่ความถี่ 5.8 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 213.6-12.8 โอห์ม ซึ่งใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์ของท่อนำคลื่นทรงกระบอกโหมด TM_{01} ค่า 216.84 โอห์ม

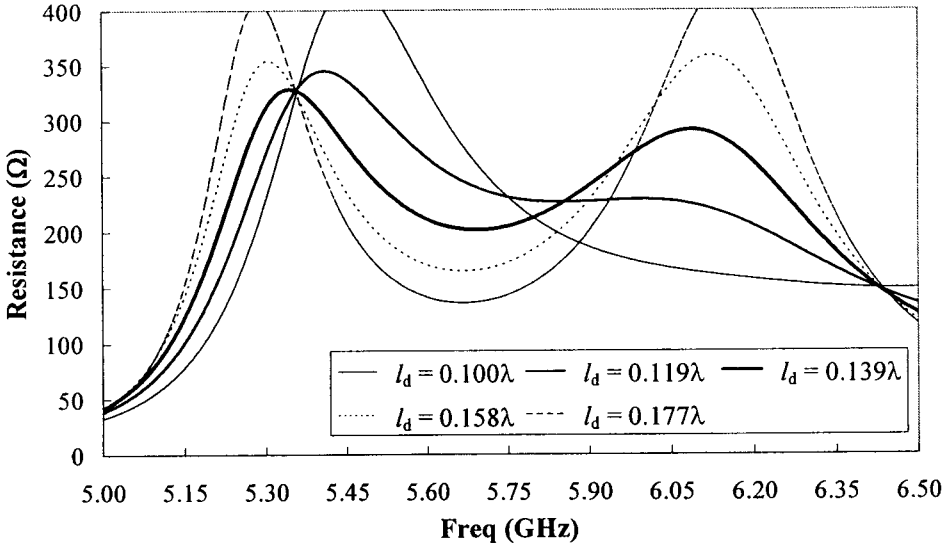


(ก) ค่าความต้านทาน

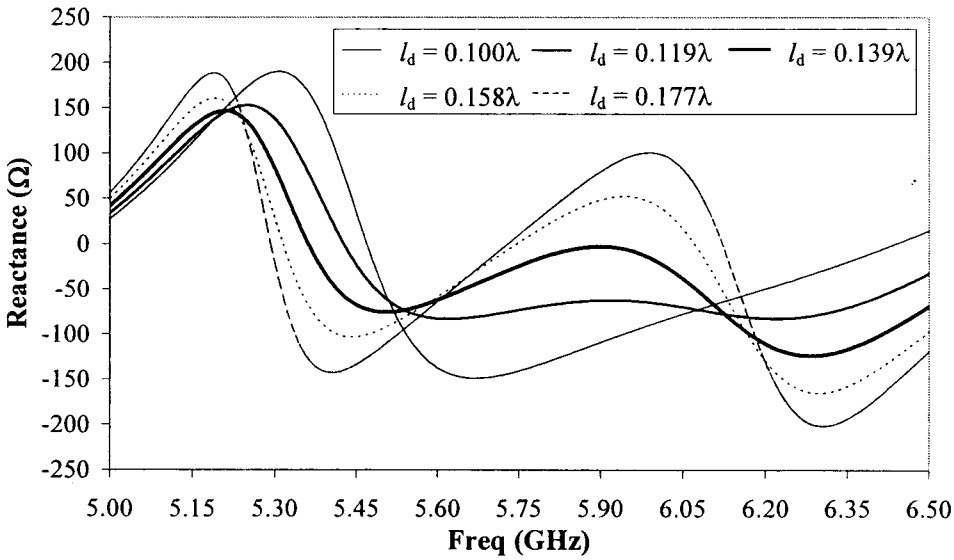


(ข) ค่ารีแอคแตนซ์

รูปที่ 16 ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวกระตุ้นสัญญาณแบบโพรบตัวนำไฟฟ้าที่ตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม l_d ค่าต่างๆ ในกรณีที่เส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 9 mm



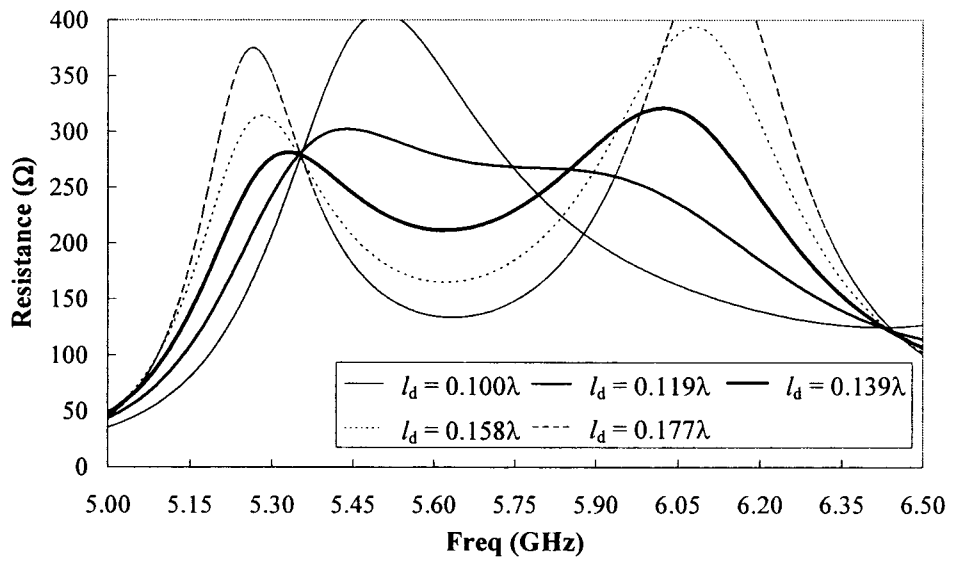
(ก) ค่าความต้านทาน



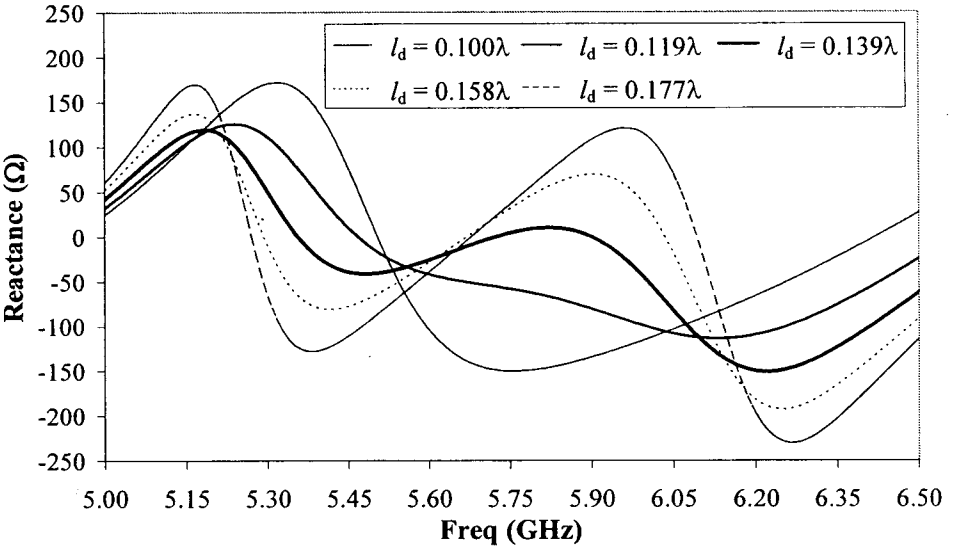
(ข) ค่ารีแอคแตนซ์

รูปที่ 17 ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวกระตุ้นสัญญาณแบบโพรบตัวนำไฟฟ้าที่ตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม l_d ค่าต่างๆ ในกรณีที่เส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 10 mm

ดังนั้นพารามิเตอร์สำหรับโครงสร้างของตัวกระตุ้นสัญญาณตัวนำไฟฟ้าแบบเชิงเส้นร่วมกับแผ่นวงกลม แสดงในตางรางที่ 3



(ก) ค่าความต้านทาน



(ข) ค่ารีแอคแตนซ์

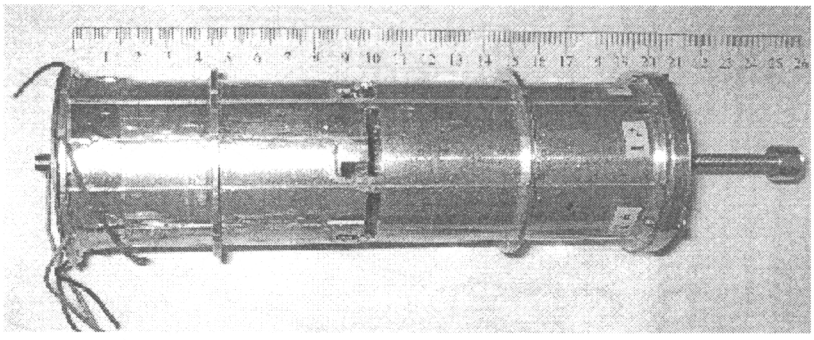
รูปที่ 18 ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวกระตุ้นสัญญาณแบบโพรบตัวนำไฟฟ้าที่ตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม l_d ค่าต่างๆ ในกรณีที่เส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 11 mm

ตารางที่ 3 พารามิเตอร์ของตัวกระตุ้นสัญญาณตัวนำไฟฟ้าแบบเชิงเส้นร่วมกับแผ่นวงกลม

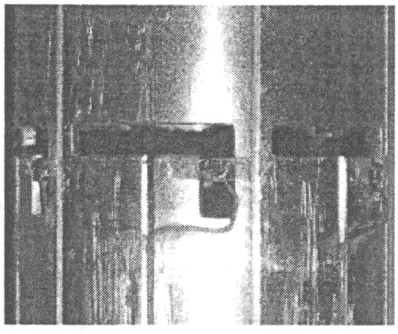
พารามิเตอร์ของตัวกระตุ้นสัญญาณ	ขนาด [mm]
d_d (เส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม)	10.0
l_f (ความยาวของโพรบตัวนำไฟฟ้า)	19.5
l_d (ตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม)	8.0

4. ผลการจำลองและผลการทดสอบสายอากาศ

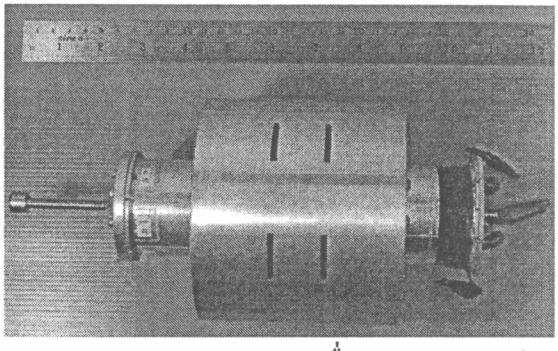
ในหัวข้อนี้นำเสนอคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองแบบโดยใช้โปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดสอบ โดยสายอากาศแถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อออกแบบให้สามารถสวิตช์ลำคลื่นได้ จำนวน 6 เซกเตอร์ วัสดุสร้างขึ้นเป็นสายอากาศต้นแบบคืออลูมิเนียม ดังแสดงในรูปที่ 19 [34]



(ก) ตัวแบ่งกำลังงาน



(ข) วงจรสวิตช์เมื่อต่อร่วมกับร่อง
สำหรับเชื่อมต่อ

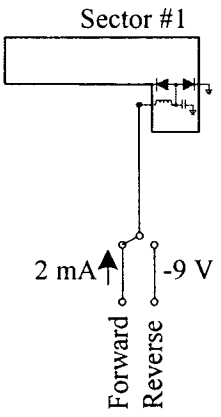


(ค) สายอากาศเมื่อรวม
ระบบเข้าด้วยกัน

รูปที่ 19 สายอากาศต้นแบบ

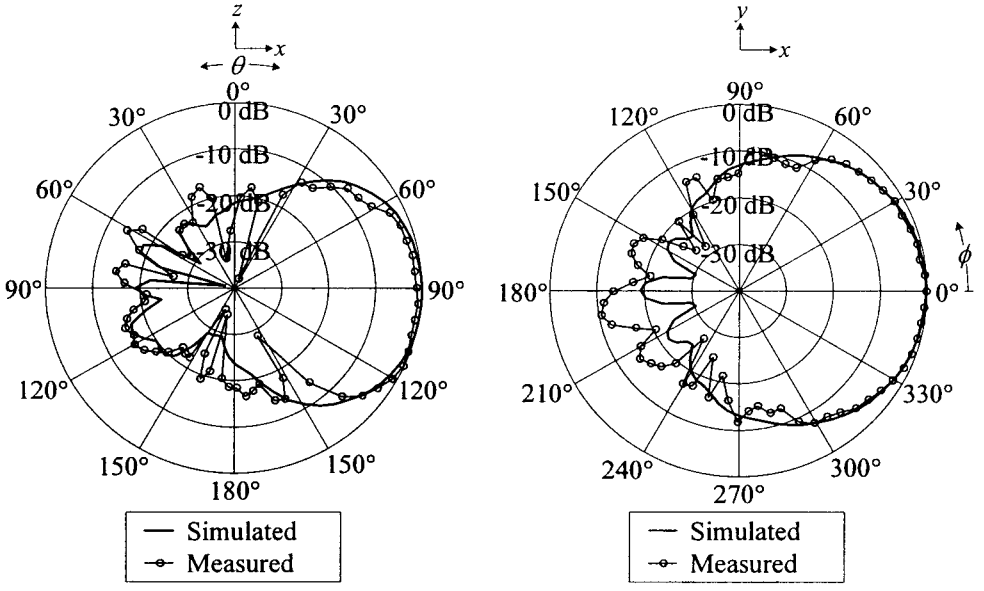
4.1 ในกรณีที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์

ก่อนการทดสอบสายอากาศต้นแบบที่มีลักษณะเป็นแบบสวิตช์ลำคลื่นได้ จำนวน 6 เซกเตอร์ นั้น จะทดสอบในกรณีที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์ก่อน โดยการทดสอบสายอากาศเซกเตอร์ #1 และในส่วนของเซกเตอร์อื่นๆ จะปิดด้วยสติ๊กเกอร์ตัวนำแบบอลูมิเนียมไว้ การไบอัสวงจรสวิตช์สำหรับการทดสอบของสายอากาศเซกเตอร์ #1 นั้น โดยในกรณีที่ต้องการให้ไดโอดมีการลัดวงจรจะไบอัสตรงให้กระแสไหลผ่านตัวไดโอด 1 mA ซึ่งความต้านทานของไดโอดจะมีค่าประมาณ 3.8 โอห์ม [36] และในกรณีที่ต้องการให้ไดโอดเปิดวงจรนั้นโดยการไบอัสย้อนกลับป้อนแหล่งจ่าย -9 V ให้กับไดโอด เพื่อให้มีไดโอดมีค่าความต้านทานสูง ดังแสดงในรูปที่ 20 สายอากาศจะทำการทดสอบนั้นคือที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz โดยทดสอบคุณลักษณะ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ขนาดของ S_{11} และอัตราการขยายของสายอากาศ ของเซกเตอร์ #1 ดังต่อไปนี้



รูปที่ 20 การไบอัสวงจรสวิตช์ของสายอากาศเซกเตอร์ #1

ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ *xz* และระนาบ *xy* ของสายอากาศที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์ (เซกเตอร์ #1) เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองดังแสดงในรูปที่ 21 พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการทดสอบนั้นมีแนวโน้มใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลอง มีค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบ *xz* และระนาบ *xy* เท่ากับ 68 องศา และ 80 องศา ตามลำดับ

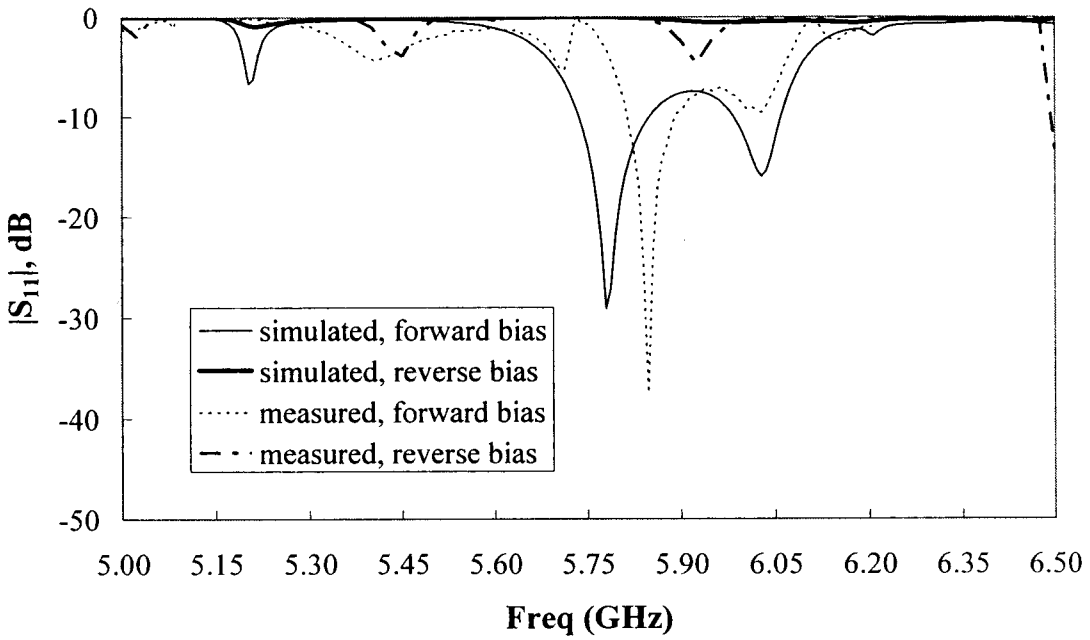


(ก) ระนาบ *xz* (ข) ระนาบ *xy*

รูปที่ 21 ผลการจำลองและผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น
ในกรณีที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์ (เซกเตอร์ #1)

ผลการทดสอบขนาดของ S_{11} ของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 22 โดยเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดสอบสายอากาศที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์ (เซกเตอร์ #1) ในกรณีของไบอัสตรงและไบอัสย้อนกลับ

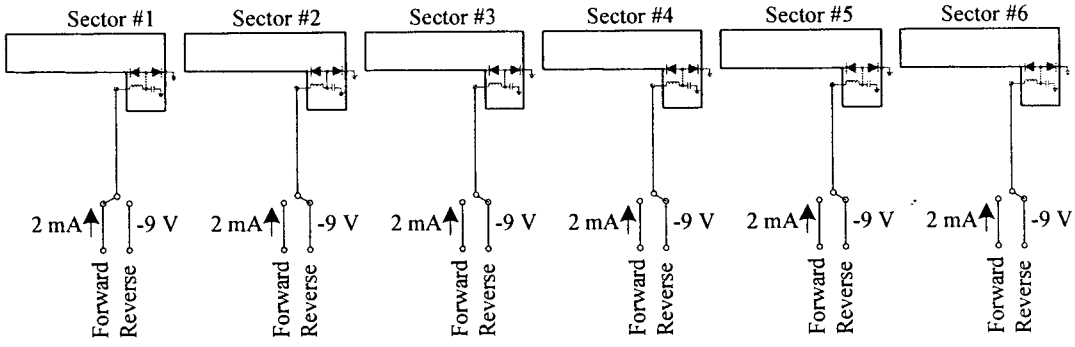
และผลที่ได้จากการจำลองในกรณีที่กระตุ้นสัญญาณด้วยโพรบตัวนำไฟฟ้า พบว่าผลที่ได้จากการทดสอบและจำลองมีแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงไปในทิศทางเดียวกัน และผลจากการทดสอบมีความถี่ที่เรโซแนนซ์สูงกว่าผลที่ได้จากการจำลอง



รูปที่ 22 ผลการจำลองและผลการทดสอบขนาดของ S_{11} กรณีที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์ (เซกเตอร์ #1)

4.2 ในกรณีที่มีจำนวน 6 เซกเตอร์

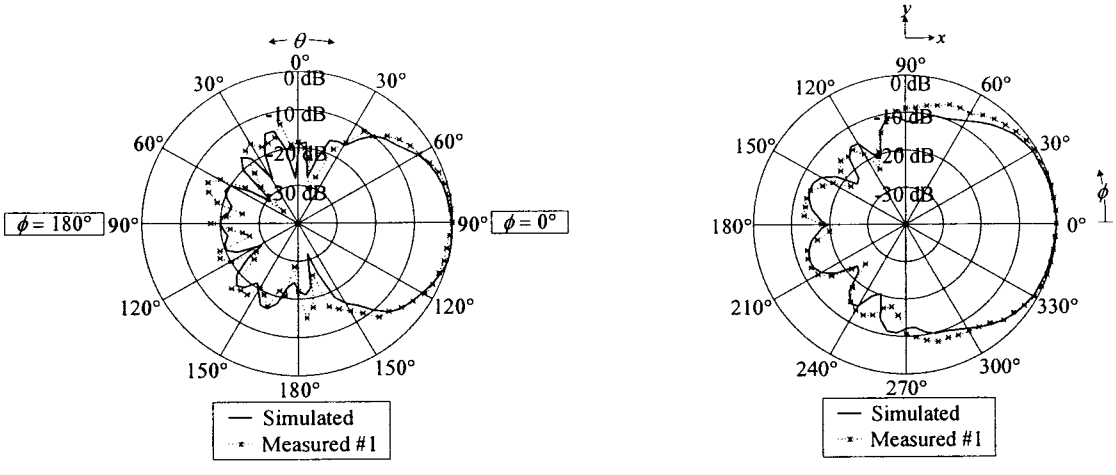
การทดสอบสายอากาศเพื่อให้สามารถสวิตช์ลำคลื่นในแต่ละเซกเตอร์มีหลักการทำงานที่เพิ่มขึ้นจากในการทดสอบสายอากาศในกรณีที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์ ดังนี้คือ เซกเตอร์ที่ต้องการให้แพร่กระจายคลื่นจะป้อนไบอัสตรงให้กับเซกเตอร์นั้นเพื่อให้ไดโอดมีการลัดวงจรโดยไบอัสตรงให้กระแสไหลผ่านตัวไดโอด 1 mA ความต้านทานของไดโอดจะมีค่าประมาณ 3.8 โอห์ม และในส่วนเซกเตอร์ที่เหลือจะป้อนไบอัสย้อนกลับ -9 V เพื่อให้มีไดโอดมีค่าความต้านทานสูงและป้องกันการเชื่อมต่อสัญญาณเข้าไปในสายไฟที่ไบอัสให้วงจรไดโอด (ถ้าไม่มีการไบอัสหรือมีการปล่อยสายไฟไว้จะมีผลทำให้มีการเชื่อมต่อสัญญาณเข้าไปในสายไฟ ส่งผลให้สายไฟมีพฤติกรรมเป็นสายอากาศได้) รูปที่ 23 แสดงตัวอย่างในกรณีของการไบอัสวงจรสวิตช์เพื่อให้เซกเตอร์ #1 แพร่กระจายคลื่น และในส่วนของกรณีที่ต้องการไบอัสเพื่อให้เซกเตอร์อื่นๆ แพร่กระจายคลื่นนั้น จะมีวิธีการไบอัสในลักษณะเดียวกันกับเซกเตอร์ #1



รูปที่ 23 ตัวอย่างการไบอัสวงจรสวิตช์เพื่อให้เซกเตอร์ #1 แพร่กระจายคลื่น

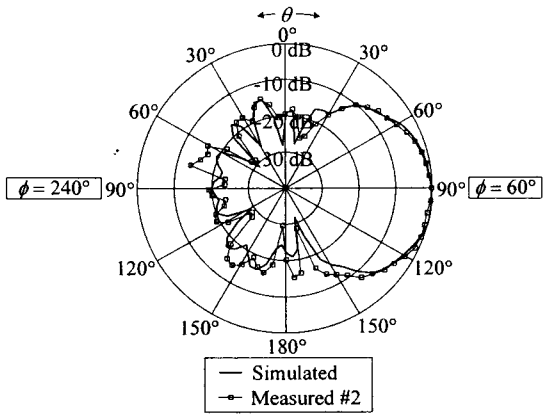
สายอากาศจะทำการทดสอบนั้นคือที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz โดยทดสอบคุณลักษณะ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ขนาดของ S_{11} และอัตราการขยายของสายอากาศ ของแต่ละเซกเตอร์ดังต่อไปนี้

ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยก และระนาบมุมกวาด โดยการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดสอบสายอากาศของเซกเตอร์ #1 #2 #3 #4 #5 และ #6 และผลจากการจำลอง ดังแสดงในรูปที่ 24–29 ตามลำดับ พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการทดสอบนั้นมีแนวโน้มใกล้เคียงกันในแต่ละเซกเตอร์ และแนวโน้มใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลอง มีค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบมุมยก และระนาบมุมกวาดเท่ากับ 59 องศา และ 84 องศา ตามลำดับ

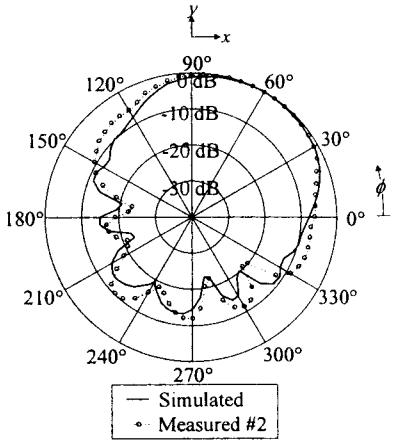


(ก) ระนาบมุมยก (ข) ระนาบมุมกวาด

รูปที่ 24 ผลการจำลองและผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเซกเตอร์ #1

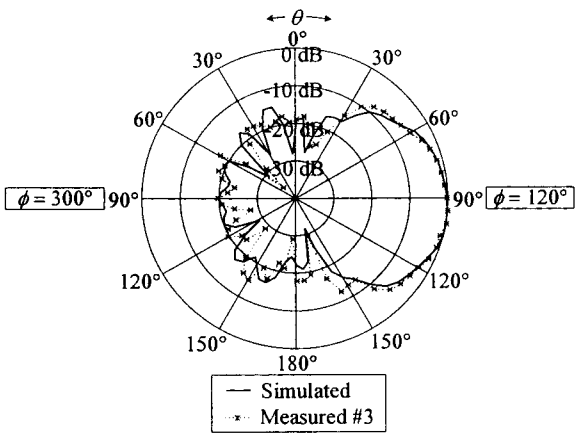


(ก) ระนาบมุมยก

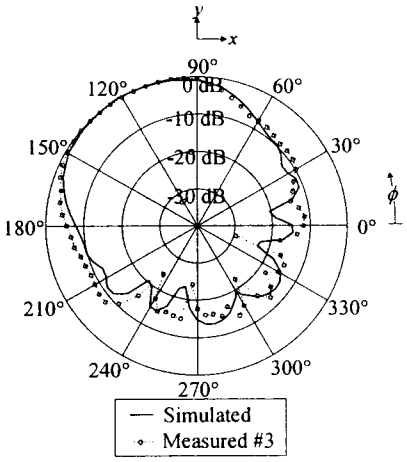


(ข) ระนาบมุมกวาด

รูปที่ 25 ผลการจำลองและผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเซกเตอร์ #2

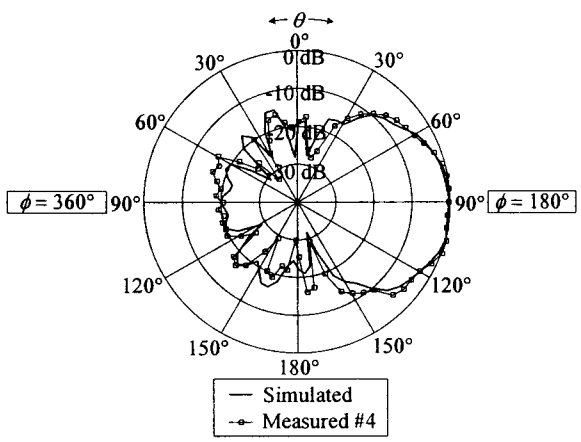


(ก) ระนาบมุมยก

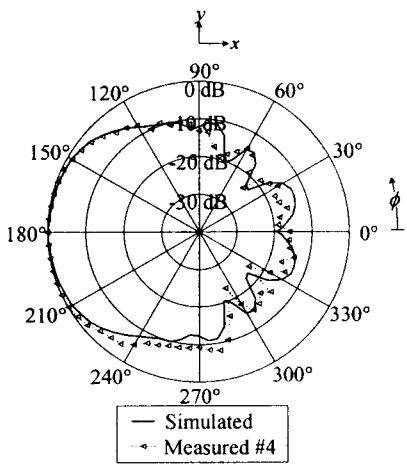


(ข) ระนาบมุมกวาด

รูปที่ 26 ผลการจำลองและผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเซกเตอร์ #3

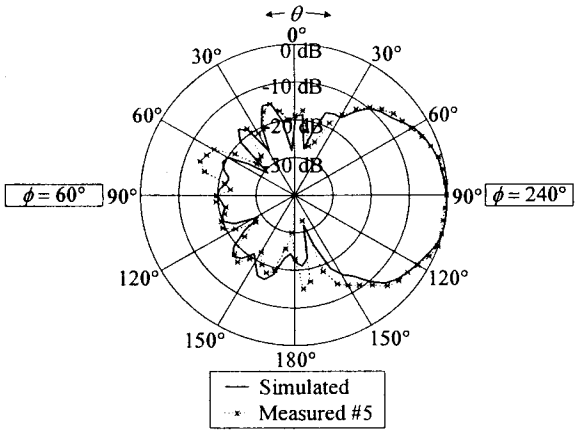


(ก) ระนาบมุมยก

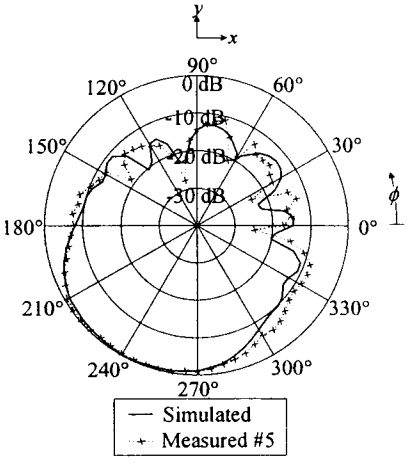


(ข) ระนาบมุมกวาด

รูปที่ 27 ผลการจำลองและผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเซกเตอร์ #4

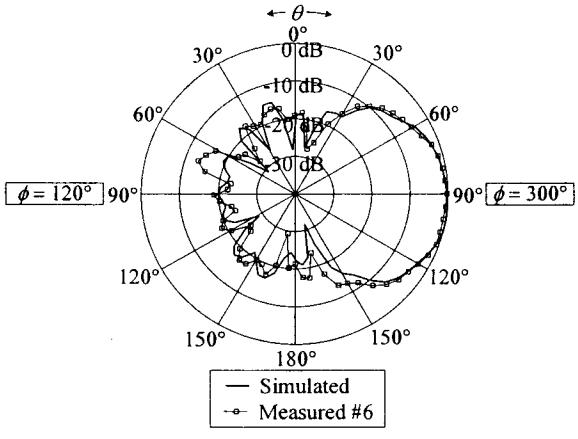


(ก) ระนาบมุมยก

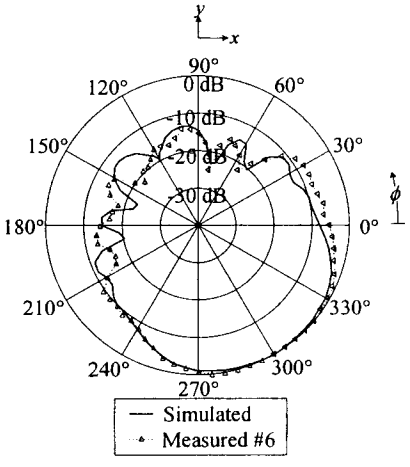


(ข) ระนาบมุมกวาด

รูปที่ 28 ผลการจำลองและผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเซกเตอร์ #5



(ก) ระนาบมุมยก

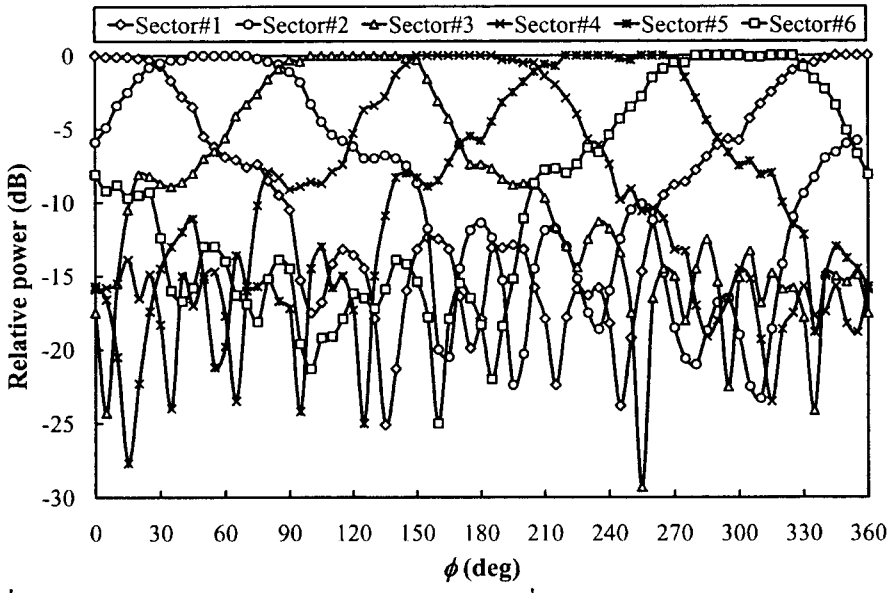


(ข) ระนาบมุมกวาด

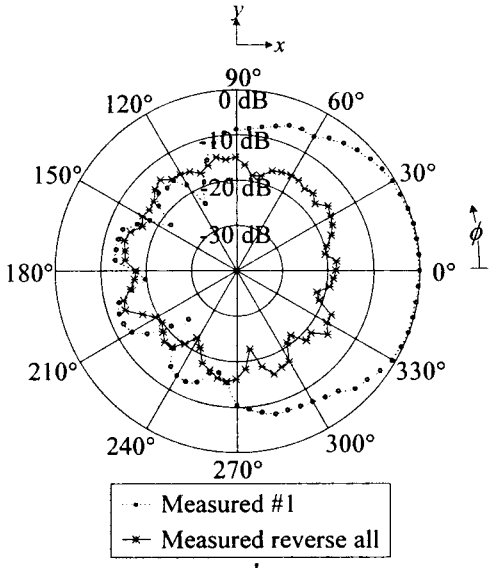
รูปที่ 29 ผลการจำลองและผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเซกเตอร์ #6

รูปที่ 30 แสดงผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเซกเตอร์ #1 #2 #3 #4 #5 และ #6 เมื่อพล็อตแสดงในรูปเดียวกัน เพื่อแสดงให้เห็นว่าสามารถทำงานได้ครอบคลุมรอบตัวสายอากาศในระนาบมุมกวาด 360 องศา

รูปที่ 31 แสดงผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาดของสายอากาศเซกเตอร์ #1 เปรียบเทียบกับกรณีไบอัสย้อนกลับทุกเซกเตอร์ พบว่าระดับของลำคลื่นในกรณีที่ไบอัสย้อนกลับทุกเซกเตอร์มีค่าน้อยกว่า -14 dB เมื่อเปรียบเทียบกับระดับของลำคลื่นที่แรงที่สุดในกรณีที่ไบอัสตรงให้สายอากาศเซกเตอร์ #1 ทำงาน

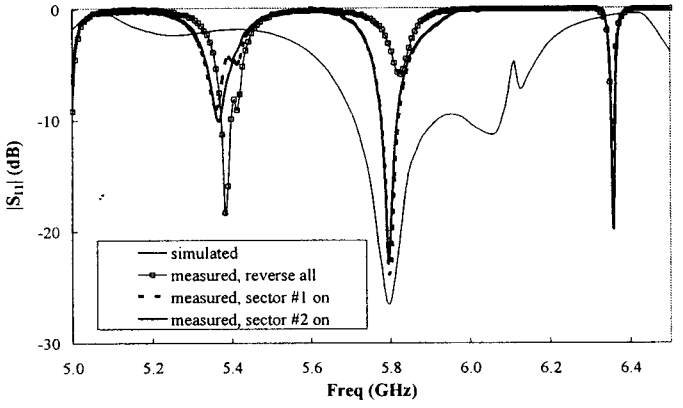


รูปที่ 30 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเซกเตอร์ #1 #2 #3 #4 #5 และ #6 ในระนาบมุมกวาด

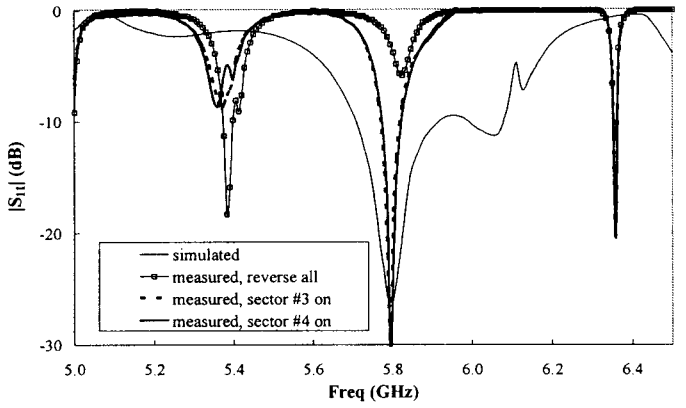


รูปที่ 31 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาดของสายอากาศเซกเตอร์ #1 เปรียบเทียบกับกรณีไบอัสย้อนกลับทุกเซกเตอร์

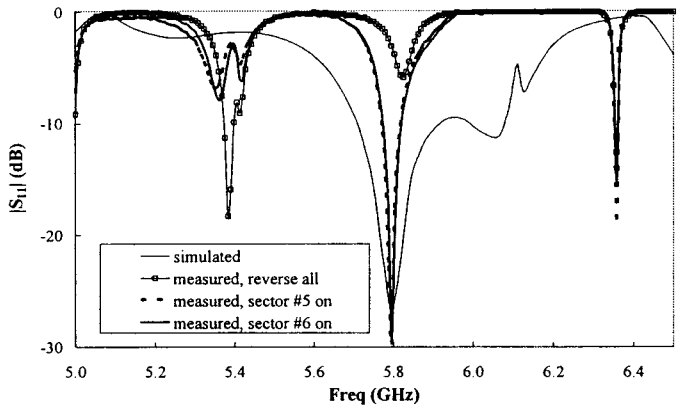
ผลการทดสอบขนาดของ S_{11} ของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 32 โดยเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดสอบสายอากาศในแต่ละเซกเตอร์คือ เซกเตอร์ #1 #2 #3 #4 #5 และ #6 ผลที่ได้จากการทดสอบเมื่อไบอัสย้อนกลับทุกเซกเตอร์ และผลที่ได้จากการจำลองในกรณีที่กระตุ้นสัญญาณด้วยโพรบตัวนำไฟฟ้า



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 32 ผลการทดสอบขนาดของ S_{11}

(ก) ผลการจำลองผลการทดสอบเมื่อไบอัสย้อนกลับทุกเซกเตอร์ผลการทดสอบเซกเตอร์ #1 และเซกเตอร์#2

(ข) ผลการจำลองผลการทดสอบเมื่อไบอัสย้อนกลับทุกเซกเตอร์ผลการทดสอบเซกเตอร์ #3 และเซกเตอร์#4

(ค) ผลการจำลองผลการทดสอบเมื่อไบอัสย้อนกลับทุกเซกเตอร์ผลการทดสอบเซกเตอร์ #5 และเซกเตอร์#6

พบว่าในกรณีที่ไบอัสย้อนกลับทุกเซกเตอร์ที่ความถี่ 5.8 GHz เพื่อไม่ให้มีการแพร่กระจายคลื่น มีการสูญเสียขึ้นเนื่องจากโครงสร้างของสายอากาศทำให้ขนาดของ S_{11} มีค่าเท่ากับ -3 dB และเมื่อไบอัสตรงให้โดไอดทำงานในแต่ละเซกเตอร์เกิดเรโซแนนซ์ที่ความถี่ 5.8 GHz มีค่าขนาดของ S_{11} ของเซกเตอร์ #1 #2 #3 #4 #5 และ #6 คือ -23.8 -22.71 -30.58 -31.18 -29.79 และ -29.28 ตามลำดับ โดยขนาดของ S_{11} ในแต่ละเซกเตอร์จะมีแนวโน้มที่ใกล้เคียงกัน จากผลการทดสอบพบว่าค่าขนาดของ S_{11} จะมีแนวโน้มของการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำกว่าและมีช่วงกว้างของแถบความถี่แคบกว่าผลที่ได้จากการจำลอง ซึ่งเกิดจากความผิดพลาดในการจำลองเนื่องจากจำนวนของการแบ่งชิ้นส่วน (Mesh) มีไม่เพียงพอ

ผลการทดสอบค่าอัตราการขยายของสายอากาศในแต่ละเซกเตอร์ที่ความถี่ 5.8 GHz แสดงในตารางที่ 4

ตารางที่ 4 ผลการทดสอบค่าอัตราการขยายของสายอากาศที่ความถี่ 5.8 GHz

เซกเตอร์	#1	#2	#3	#4	#5	#6
ค่าอัตราการขาย (dBi)	6.95	6.96	7.10	7.15	7.00	7.05

5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

โครงการนี้เป็นการศึกษา วิเคราะห์ สร้างและทดสอบสายอากาศแถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อโดยต่อยอดจากโครงการ [33] ซึ่งสายอากาศที่นำเสนอนั้นสามารถสวิตช์ลำคลื่นในแนวรอบตัว ได้ 6 ทิศทาง โดยการออกแบบให้สายอากาศมี 6 เซกเตอร์ ที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz เหมาะสำหรับนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นสายอากาศรับที่สถานีฐานที่ต้องการสวิตช์ลำคลื่นได้ โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วย 2 ส่วนคือ แถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ และตัวแบ่งกำลังงานมีลักษณะเป็นเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกกระตุ้นโดยโพรบตัวนำไฟฟ้าซึ่งกำลังงานจะถูกเชื่อมต่อไปยังร่องตัวแบ่งกำลังงาน โดยเริ่มจากออกแบบสายอากาศที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์และมีแถวลำดับจำนวน 2 องค์ประกอบ ด้วยการจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อหาคุณลักษณะของสายอากาศ จากนั้นจะเพิ่มส่วนของวงจรสวิตช์ลำคลื่น เพื่อบังคับให้มีการแพร่กระจายคลื่นและไม่ให้แพร่กระจายคลื่นของเซกเตอร์นั้นได้ โดยการไบอัสตรงและไบอัสย้อนกลับให้กับไดโอด พบว่าวงจรสวิตช์ลำคลื่นและตำแหน่งการวางมีผลต่อการเรโซแนนซ์ของร่องสำหรับเชื่อมต่อที่มีลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก ดังนั้นได้ออกแบบร่องสำหรับเชื่อมต่อกำลังงานที่มีลักษณะเป็นรูปตัวแอล ซึ่งเหมาะสำหรับการทำงานร่วมกับวงจรสวิตช์ลำคลื่นที่ได้ออกแบบไว้ การจำลองสายอากาศเมื่อมีส่วนของวงจรสวิตช์ลำคลื่นต่อร่วมกับร่องสำหรับเชื่อมต่อ โดยใช้ขนาดของแผ่นวงจรพิมพ์และลายวงจรเท่ากับของจริง วัสดุฐานรองเป็นแบบชนิด FR-4

หนา 0.8 mm ในส่วนของไดโอดเมื่อไบอัสตรงจำลองโดยการลัดวงจรการต่อถึงกัน และเมื่อไดโอดเปิดวงจรจะปล่อยให้ว่างไว้ตรงส่วนของไดโอด

การวิเคราะห์และการทดสอบสายอากาศจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ ในกรณีที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์ และในกรณีที่มีจำนวน 6 เซกเตอร์ โดยในกรณีที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์ จะออกแบบให้สายอากาศสามารถแพ่กระจายคลื่นและไม่แพร่กระจายคลื่นด้วยการไบอัสให้วงจรสวิตช์ จากนั้นจะเพิ่มเป็นจำนวน 6 เซกเตอร์ โดยใช้วงจรสวิตช์เพื่อบังคับให้มีการแพร่กระจายคลื่น 1 เซกเตอร์ และในอีก 5 เซกเตอร์ที่เหลือจะบังคับให้ไม่มีการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งจะทำให้มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นหลัก 6 ทิศทางในแนวรอบตัว ในส่วนของตัวกระตุ้นสัญญาณให้กับสายอากาศนั้น พบว่าตัวกระตุ้นสัญญาณแบบโพรบตัวนำไฟฟ้าที่เพิ่มในส่วนของแผ่นตัวนำแบบวงกลมจะให้คุณลักษณะที่เหมาะสมสำหรับแมตช์กับสายอากาศที่กระตุ้นสัญญาณด้วยโหมด TM_{01} การทดสอบสายอากาศเพื่อใช้สวิตช์ลำคลื่นในแต่ละเซกเตอร์นั้น โดยเซกเตอร์ที่ต้องการแพร่กระจายคลื่นจะป้อนไบอัสตรงให้กับเซกเตอร์นั้นเพื่อที่จะให้ไดโอดมีการลัดวงจรโดยไบอัสตรงให้กระแสไหลผ่านตัวไดโอด 1 mA ความต้านทานของไดโอดจะมีค่าประมาณ 3.8 โอห์ม และในส่วนเซกเตอร์ที่เหลือจะป้อนไบอัสย้อนกลับ -9 V เพื่อให้มีไดโอดมีค่าความต้านทานสูง ผลที่ได้จากการทดสอบพบว่าสายอากาศสามารถสวิตช์ลำคลื่นได้ด้วยการไบอัสให้ตัวไดโอดลัดวงจรของแต่ละเซกเตอร์ที่ต้องการให้แพร่กระจายคลื่น โดยสายอากาศในแต่ละเซกเตอร์มีค่าอัตราการขยายประมาณ 7 dBi มีค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบมุมยก และมุมกวาด เท่ากับ 59 องศา และ 84 องศา ตามลำดับ และมีขนาดของ S_{11} น้อยกว่า -22 dB และผลที่ได้จากการทดสอบนั้นมีแนวโน้มใกล้เคียงกันในแต่ละเซกเตอร์ และแนวโน้มของการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz เช่นเดียวกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดสอบในแต่ละเซกเตอร์ พบว่ามีแนวโน้มที่ใกล้เคียงกันทุกเซกเตอร์โดยสาเหตุที่แตกต่างกันบ้างเล็กน้อยเนื่องจากเครื่องมือที่ใช้ในการสร้างและวิธีการประกอบชิ้นส่วนของสายอากาศ รวมถึงการเชื่อมต่อวงจรสวิตช์ลำคลื่นเข้ากับร่องสำหรับเชื่อมต่อซึ่งใช้กาวแบบตัวนำไฟฟ้าอาจคลาดเคลื่อนจากที่ได้ออกแบบไว้

ข้อเสนอแนะและแนวทางพัฒนา

สายอากาศที่นำเสนอ เป็นการออกแบบสายอากาศที่สวิตช์ลำคลื่นได้โดยการไบอัสให้กับวงจรสวิตช์ที่ใช้ไดโอดแบบไม่อัตโนมัติ ถ้าต้องการให้สามารถสวิตช์ลำคลื่นแบบอัตโนมัติจะต้องออกแบบระบบแหล่งจ่ายใหม่ และเพิ่มในส่วนของระบบการค้นหาทิศทางเพื่อรับคลื่นที่เข้ามา เพื่อให้สายอากาศทำงานได้จริง

ในการจำลองสายอากาศด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าในส่วนของวงจรสวิตช์ลำคลื่นนั้น ในส่วนของการจำลองไดโอดโดยลัดลงจรในกรณีที่ไดโอดมีการไบอัสตรงและเปิดไว้เมื่อไดโอดมีการไบอัสแบบย้อนกลับ พบว่าผลการจำลองมีความคลาดเคลื่อนจากผลการทดสอบ เนื่องจากในทางปฏิบัตินั้น วงจรสมมูลของไดโอดประกอบด้วย ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นใน

การจำลองควรเพิ่มในส่วนดังกล่าวเพื่อเพิ่มความแม่นยำในการจำลองมากยิ่งขึ้น ซึ่งการเพิ่มในส่วนนี้จะต้องใช้คอมพิวเตอร์ที่มีประสิทธิภาพสูงเพื่อเพียงพอกับการแบ่งชิ้นส่วนที่มีจำนวนมาก

6 เอกสารอ้างอิง

[1] C. B. Dietrich, K. Dietze, J. R. Nealy, and W. L. Stutzman, "Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 9, pp. 1271–1281, Sep. 2001.

[2] M. Barba, J. E. Page, J. A. Encinar, and J. R. Montejo-Garai, "A switchable multiple beam antenna for GSM-UMTS base stations in planar technology," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3087–3094, Nov. 2006.

[3] G. Cerri, R. D. Leo, V. M. Primiani, C. Monteverde, and P. Russo, "Design and prototyping of a switching beam disc antenna for wideband communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 12, pp. 3721–3726, Dec. 2006.

[4] N. Honma, T. Seki, K. Nishikawa, K. Tsunekawa, and K. Sawaya, "Compact six-sector antenna employing three intersecting dual-beammicrostrip Yagi-Uda arrays with common director," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3055–3062, Nov. 2006.

[5] S. Nikolaou, R. Bairavasubramanian, C. Lugo, I. Carrasquillo, D. C. Thompson, G. E. Ponchak, J. Papapolymerou, and M. M. Tentzeris, "Pattern and frequency reconfigurable annular slot antenna using PINdiodes," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 439–448, Feb. 2006.

[6] G. H. Huff and J. T. Bernhard, "Integration of packaged RF MEMS switches with radiation pattern reconfigurable square spiral microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 464–469, Feb. 2006.

[7] S. Zhang, G. H. Huff, and J. T. Bernhard, "A pattern reconfigurable microstrip parasitic array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 10, pp. 2773–2776, Oct. 2004.

[8] M.-I. Lai, T.-Y. Wu, J.-C. Hsieh, C.-H. Wang, and S.-K. Jeng, "Compact switched-beam antenna employing a four-element slot antenna array for digital home applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 9, pp. 2929–2936, Sep. 2008.

[9] A. Sibille, C. Robin, and G. Poncelet, "Circular switched monopole arrays for beam steering wireless communications," *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 551–552, Mar. 1997.

[10] M.R. Kamarudin and P.S. Hall, "Disc-loaded monopole antenna array for switched beam control," *Electron. Lett.*, vol. 42, pp. 66–68, Jan. 2006.

[11] R. Schlub, L. Junwei, and T. Ohira, "Seven-element ground skirt monopole ESPAR antenna design from a genetic algorithm and the finite element method," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, no. 11, pp. 3033–3039, Nov. 2003.

[12] M. Carras, A. Kalis, and A.G. Constantinides, "Improving the frequency characteristics of the electronically steerable passive array radiator antenna," in *Proc. 1st International Symposium on Wireless Communication Systems*, pp. 130–134, Sept. 2004.

[13] P. Ngamjanyaporn, C. Phongcharoenpanich, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "Signal-to-interference ratio improvement by using a phased array antenna of switched-beam elements," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, no. 5, pp. 1819–1828, May 2005.

[14] D. Gray, J.W. Lu, and D.V. Thiel, "Electronically steerable Yagi-Uda microstrip patch antenna array," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, no. 5, pp. 605–608, May 1998.

[15] R. Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*,
vol. 47, no. 2, pp.399–405, Feb. 1999.

[16] H. X. Liu, H. Q. Zhai, L. Li, and C. H. Liang, "A progressive numerical method combined with MOM for a fast analysis of large waveguide slot antenna array," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 20, no. 2, pp. 183–192, 2006.

[17] R. Pazoki and J. Rashed-Mohassel, "Bandwidth enhancement of resonant slot array antennas," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 21, no. 9, pp. 1177–1189, 2007.

[18] K. S. Lim, V. C. Koo, and T.-S. Lim, "Design, simulation and measurement of a post slot waveguide antenna," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 21, no. 12, pp. 1589–1603, 2007.

[19] M. Mondal, and A. Chakrabarty, "Resonant length calculation and radiation pattern synthesis of longitudinal slot antenna in rectangular waveguide," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 3, pp. 187–195, 2008.

[20] L. Li, C.-H. Liang, and C.-H. Chan, "Waveguide end-slot phased array antenna integrated with electromagnetic bandgap structures," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 21, no. 2, pp. 161–174, 2007.

[21] X.W. Zhao, X.J. Dang, Y. Zhang, and C.H. Liang, "MLFMA analysis of waveguide arrays with narrow-wall slots," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 21, no. 8, pp. 1063–1078, 2007.

[22] A.K. Tiwari, D.R. Poddar, and B. N. Das, "On the equivalent radius of a radiating slot in impedance calculations," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 74, pp. 47–56, 2007.

[23] A.-K. Hamid and F. R. Cooray, "Radiation characteristics of a spheroidal slot antenna coated with isorefractive materials," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 21, no. 12, pp. 1605–1619, 2007.

[24] D.H. Shin and H.J. Eom, "Radiation from narrow circumferential slots on a conducting circular cylinder," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, no. 6, pp. 2081–2088, June 2005.

[25] J.S. Ock and H.J. Eom, "Radiation of a hertzian dipole in a short-ended conducting circular cylinder with narrow circumferential slots," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 2, pp. 11–20, 2008.

[26] A.K. Hamid, "Multi-dielectric loaded axially slotted antenna on circular or elliptic cylinder," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 20, no. 9, pp. 1259–1271, 2006.

[27] J.H. Kim, and H.J. Eom, "Radiation from multiple annular slots on a circular cylindrical cavity," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 21, no. 1, pp. 47–56, 2007.

[28] J.H. Wang and K.K. Mei, "Theory and analysis of leaky coaxial cables with periodic slots," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, no. 12, pp. 1723–1732, Dec. 2001.

[29] D.H. Kim and H.J. Eom, "Mode-matching analysis of axially slotted coaxial cable," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 169–171, 2005.

[30] C.H. Ahn, D.W. Yi, and W.S. Park, "Design of a radiated-mode multislot leaky coaxial cable," *Microw. Opt. Tech. Lett.*, vol. 45, no. 4, pp. 338–342, May. 2005.

[31] J.K. Park, D.H. Shin, J.N. Lee, and H.J. Eom, "A fullwave analysis of a coaxial waveguide slot bridge using the Fourier transform technique," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 20, no. 2, pp. 143–158, 2006.

[32] D. H. Shin and H. J. Eom, "Radiation of a leaky coaxial cable with narrow transverse slots," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 55, no. 1, pp. 107–110, Jan. 2007.

[33] โครงการวิจัยเทคโนโลยีสายอากาศ (Antenna Technology Project), เลขที่สัญญา RTA4880002, สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.), 28 กรกฎาคม พศ. 2548 – 28 กรกฎาคม พศ. 2551.

[34] P. Wounchoum, "A circumferential-slot array antenna on a concentric sectoral cylindrical resonator excited by coupling slots," Dissertation, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand, 2010.

[35] P. Wounchoum, D. Worasawate, C. Phongcharoenpanich, and M. Krairiksh, "A two-slot array antenna on a concentric sectoral cylindrical cavity excited by a coupling slot," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 86, 135-154, 2008.

[36] HPMM-389x Series, [Online]. Available: http://www.avagotech.com/docs/AV02-0653EN

3.3 การสร้าง FPGA ของการอินเวอร์สเมทริกซ์โดยใช้ MGS สำหรับระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

ผศ.ดร เผ่าภัค ศิริสุข ดร. เอกรัฐ บุญภูงา และ ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาระบบการสื่อสารหลายอินพุตหลายเอาต์พุต
2. เพื่อศึกษาอัลกอริทึมการถอดรหัสของระบบการสื่อสารหลายอินพุตหลายเอาต์พุตหาอัลกอริทึม
3. เพื่อออกแบบโครงสร้างของตัวประมวลผลสำหรับการถอดรหัสของระบบการสื่อสารหลายอินพุตหลายเอาต์พุต
4. เพื่อสร้างตัวประมวลผลสำหรับการถอดรหัสของระบบการสื่อสารหลายอินพุตหลายเอาตุพุตโดยใช้ FPGA
5. เพื่อศึกษาทรัพยากรที่ใช้ในการสร้างตัวประมวลผลสำหรับการถอดรหัส

1. ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (multi-input multi-output หรือ MIMO) ที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก [1] เนื่องจากมีจุดเด่นในหลายด้าน เช่น การรับส่งข้อมูลที่รวดเร็วขึ้น การใช้ช่องสัญญาณอย่างมีประสิทธิภาพ ความจุของข้อมูลในการรับส่งที่มากขึ้น รวมถึงการทนต่อสัญญาณรบกวน ในระบบการสื่อสารแบบไร้สายนั้นในปัจจุบันและอนาคตตามมาตรฐานของสถาบันอิเล็กทรอนิกส์นานาชาติ (Institute of Electrical and Electronics Engineers หรือ IEEE) เช่น IEEE 802.11n , IEEE 802.16e หรือในระบบการสื่อสารยุคที่ 3 (3G LTE หรือ 3 Generation long term evolution) ล้วนแต่ต้องใช้ระบบ MIMO ทั้งสิ้น เพื่อรองรับกับจำนวนผู้ใช้และการส่งข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอยู่เสมอ พื้นฐานของระบบ MIMO จะประกอบด้วยสายอากาศหลายตัวทั้งในภาคส่งและรับ สัญญาณที่ส่งออกจะส่งแบบขนาดตามจำนวนของสายอากาศ ในการสร้างระบบ MIMO นั้นจะต้องมีการคำนวณที่สลับซับซ้อนหลายขั้นตอน ส่งผลให้ในการสร้างจริงนั้นจะต้องใช้ทรัพยากรมากเพิ่มต้นทุนในการสร้าง แต่แนวโน้มในปัจจุบันต้องการระบบที่สร้างได้อย่างมีประสิทธิภาพ คือวงจรมีขนาดเล็กและทำงานได้เร็ว

ระบบ MIMO ต้องมีการอินเวอร์สเมทริกซ์สำหรับเทคนิคแบบการทำให้เป็นศูนย์ (Zero-Forcing หรือ ZF) การหาค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด (Minimum Mean Squared Error หรือ MMSE) ซึ่งจะเห็นได้ว่าการอินเวอร์สเมทริกซ์เป็นสิ่งที่สำคัญสำหรับระบบ MIMO งานวิจัยนี้จึงได้การออกแบบและสร้างส่วนของการอินเวอร์สเมทริกซ์ในระบบ MIMO ในการอินเวอร์สเมทริกซ์ในงานวิจัยนี้จะใช้พื้นฐานของการแยกตัวประกอบ QR กระบวนการในการแยกตัวประกอบ QR สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทหลัก ๆ คือ แบบวนเวียนซ้ำ (iterative) และแบบตรง (Direct) ซึ่งทั้งสองนี้ต่างก็มีทั้งข้อดีและ

ข้อเสีย ในแบบวนเวียนซ้ำนั้นจะใช้ทรัพยากรที่น้อยกว่า แต่ต้องอาศัยเวลาสำหรับการคำนวณวนซ้ำถึงจะได้ผลลัพธ์ที่ถูกต้อง ในส่วนแบบตรงหรือกำลังสองน้อยที่สุด (Least Square หรือ LS) จะทำงานได้เร็วที่สุดแต่ก็จะได้ทรัพยากรมากที่สุดด้วยเช่นเดียวกัน [2] โดยความซับซ้อนในการคำนวณจะอยู่ในกำลังสาม $O(N^3)$ เมื่อทำการแยกตัวประกอบแล้ว จากนั้นนำเมทริกซ์ **Q** และ **R** มาทำการหาส่วนกลับและทำการคูณกับ $\mathbf{Q}^T$ เราจะได้เป็นผลลัพธ์การอินเวอร์สเมทริกซ์

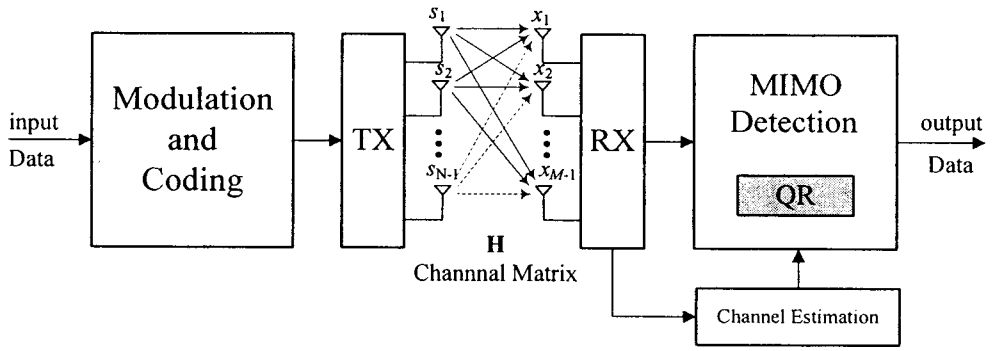
อัลกอริทึมสำหรับการแยกตัวประกอบ QR นั้นสามารถแบ่งออกเป็นหลายแบบ เช่น แบบหมุน (Given Rotation หรือ GR) แกรมส์สมิท (Gram-Schmidt หรือ GS) แกรมส์สมิทที่มีการปรับปรุง (Modified Gram-Schmidt หรือ MGS) และ เฮาส์โฮล์เดอร์ (Householder หรือ HH) [3] ในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้แบบ MGS มีหลากหลายบทความได้มีการพัฒนามาอย่างต่อเนื่อง สำหรับการหาอินเวอร์สเมทริกซ์ในระบบ MIMO ทั้งในแบบการวิเคราะห์ในเชิงสมการคณิตศาสตร์ และแบบการสร้างจริงบนอุปกรณ์ต่างๆ เช่น วงจรรวมเฉพาะ (***Application Specific Integrated Circuit*** หรือ ASIC) ตัวประมวลผลทางดิจิตอล (Digital Signal Processing หรือ DSP) เป็นต้น สำหรับในงานวิจัยนี้จะมุ่งพัฒนาสำหรับการสร้างจริงบนอุปกรณ์ FPGA จากงานวิจัย [4] ได้นำเสนอการอินเวอร์สเมทริกซ์บนพื้นฐานแยกตัวประกอบ QR ด้วยอัลกอริทึมโมดิฟายด์แกรมส์สมิท (MGS-QR) โดยการสร้างได้นำการแปลงระบบตัวเลขให้อยู่ในโดเมนของล็อก (Log-domain) สถาปัตยกรรมภายในประกอบด้วยการบวก การคูณ การเลื่อนบิต และการเปิดตาราง (Look up Table หรือ LUT) สร้างบน AISC ต่อมาในงานวิจัย [5] ได้นำเสนอการแยกตัวประกอบ QR แบบเวียนซ้ำ (iterative) ด้วยอัลกอริทึมโมดิฟายด์แกรมส์สมิท และสร้างบน ASIC จากงานวิจัยที่ผ่านมาจะรองรับกับการอินเวอร์สเมทริกซ์ที่มีแต่องค์ประกอบของจำนวนจริงเท่านั้น ไม่สามารถรองรับจำนวนเชิงซ้อนได้ เมื่อไม่นานมานี้ เราได้นำเสนอสถาปัตยกรรมสำหรับการแยกตัวประกอบ QR ที่รองรับจำนวนเชิงซ้อน โดยสามารถลดการใช้ทรัพยากรในการสร้าง FPGA [6] แต่อย่างไรก็ตาม ในการสื่อสารของระบบ MIMO นั้นจำเป็นจะต้องใช้การอินเวอร์สเมทริกซ์ของช่องสัญญาณเชิงซ้อน ซึ่งในบทความดังกล่าวยังไม่รองรับการทำงานนั้นได้

ในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอการสร้าง FPGA สำหรับการอินเวอร์สเมทริกซ์ด้วยการแยกตัวประกอบ MGS-QR สถาปัตกรรมที่ใช้ในการสร้างได้จากการส่งแบบเชิงเส้นของโครงสร้างแถวลำดับซีสโตลิกต์ดั้งเดิม ซึ่งสามารถลดการใช้ทรัพยากรในการสร้าง FPGA ได้

2. ระบบการสื่อสารไร้สายแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

รูปที่ 1 แสดงระบบการสื่อสารไร้สายแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต จากรูปภาคของการส่งสัญญาณจะประกอบด้วยการมอดูเลชั่น (Modulation) และการเข้ารหัส (Coding) เพื่อให้ส่งสัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพ ส่วนในภาครับจะประกอบด้วยการประมาณช่องสัญญาณ (Channel Estimation) และส่วนการดีเทกซ์สำหรับระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO Detection) เพื่อให้สามารถได้รับข้อมูลที่ถูกต้องจากภาคส่ง ในภาครับนั้นจะประกอบด้วยกระบวนการหลายขั้นตอนก่อนที่จะได้มาซึ่ง

ข้อมูลที่ถูกต้อง งานวิจัยนี้มุ่งเน้นจะศึกษาโครงสร้างประสิทธิภาพสูงของการประมวลผลสำหรับการอินเวอร์สเมทริกซ์ โดยตั้งสมมติฐานว่าช่องสัญญาณที่ได้จาก channel estimation มีความถูกต้อง หลังจากนั้นนำเมทริกซ์ช่องสัญญาณมาทำการแยกตัวประกอบ QR และใช้ในการหาอินเวอร์สของเมทริกซ์ตามลำดับ ซึ่งการอินเวอร์สเมทริกซ์นี้จะเป็นส่วนสำคัญในการถอดรหัสของระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต



รูปที่ 1 ระบบการสื่อสารไร้สายแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

จากรูปที่ 1 สามารถเขียนความสัมพันธ์ของการรับส่งสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตด้วยสมการ

$$\mathbf{x} = \mathbf{Hs} + \boldsymbol{n} \tag{1}$$

เมื่อ $\mathbf{s} = [s_1\ s_2\ \ldots\ s_{M-1}]^T$ เป็นเวกเตอร์ของสัญญาณส่ง **H** แทนเมกตริกซ์ของช่องสัญญาณโดยมีมิติ $M \times N$ $\mathbf{x} = [x_1\ x_2\ \ldots\ x_{N-1}]^T$ เป็นเวกเตอร์ของสัญญาณรับ และ $\boldsymbol{n}$ คือ สัญญาณรบกวน จำนวนของสายอากาศรับและส่งเป็น N และ M ตามลำดับ จากสมการจะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ได้รับได้จากภาครับนั้นจะเกิดจากสัญญาณส่งหลายองค์ประกอบมารวมกัน ดังนั้นทางภาครับจึงต้องมีกระบวนการในการแยกข้อมูลที่ต้องการ **s** ออกมาจากสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศ **x**

งานวิจัยนี้นำเทคเสนอการถอดรหัสของระบบ MIMO โดยการอินเวอร์สเมทริกซ์ช่องสัญญาณ การอินเวอร์สเมทริกซ์จะใช้การแยกตัวประกอบ QR โดยการแยกตัวประกอบของเมทริกซ์ **H** ซึ่งมีขนาด $M \times N$ เป็นเมทริกซ์ 2 ตัวตามสมการ

$$\mathbf{H} = \mathbf{QR} \tag{2}$$

เมื่อ **Q** เป็นเมทริกซ์เชิงตั้งฉาก (orthogonal matrix) ขนาด MxN **R** เป็นเมทริกซ์สามเหลี่ยมบน (upper triangular) ขนาด $N \times N$ สามารถอินเวอร์สเมทริกซ์ $\mathbf{H}^{-1}$ ที่ได้จากการแยกตัวประกอบ QR โดยแสดงได้ในสมการ

$$\mathbf{H}^{-1}=\mathbf{R}^{-1}\mathbf{Q}^{T} \quad (3)$$

ในงานวิจัยนี้จะใช้วิธีการแยกตัวประกอบ QR โดยการใช้อัลกอริทึม MGS เมื่อได้เมทริกซ์ **Q** และ **R** จากการแยกตัวประกอบ จะสามารถหาอินเวอร์สเมทริกซ์ได้จากสมการ (3) โดยการอินเวอร์สเมทริกซ์ **R** สามารถหาได้จากวิธีการแทนค่า [3]

ในกระบวนการแก้ปัญหาทางคณิตศาสตร์ การแยกส่วนประกอบของ QR ถูกนำไปใช้อย่างแพร่หลายรวมไปถึงนำไปใช้ในระบบต่างๆ ที่ได้กล่าวไปแล้ว โมดิฟายด์แกรมส์สมิต (Modified Gram- Schmidt) ก็เป็นอีกหนึ่งวิธีการในการหาค่าส่วนประกอบของ QR ซึ่งถูกพัฒนามาจากแกรมส์สมิต Modified Gram- Schmidt จะมีความถูกต้องแม่นยำกว่าแบบแกรมส์สมิตและกระบวนการในการคำนวนนั้นจะเท่ากับแบบวิธีอื่นด้วย [7] เช่น Given Rotation และ House Holder โดยอยู่ในระดับความซับซ้อนกำลังสาม $O(N^3)$ จุดเด่นที่สำคัญของวิธีการ Modified Gram- Schmidt ในกรณีที่จำนวนของแถวในเมทริกซ์ (row) มีจำนวนที่มากกว่าจำนวนของหลัก (columes) การคำนวนด้วยวิธีนี้จะใช้น้อยกว่าแบบวิธีอื่นๆ ซึ่งในทางปฏิบัติหมายถึงการที่สายอากาศภาครับมีจำนวนมากกว่าสายกาศภาคส่งนั่นเอง จึงเป็นที่มาให้งานวิจัยนี้เลือกวิธีแบบ Modified Gram- Schmidt

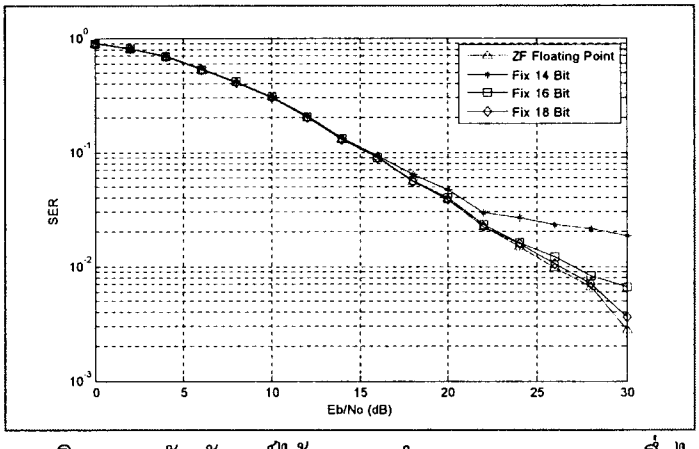
For $j = 1:n$;
  $w_j = h_j$
For $i = 1:(j-1)$,
  $r_{ij} = (w_j, q_i)$
  $w_j = w_j - r_{ij} q_i$
End
$q_i = w_i / \|w_j\|_2$
$r_{ij} = \|w_j\|_2$

รูปที่ 2 อัลกอริทึม Modified Gram- Schmidt

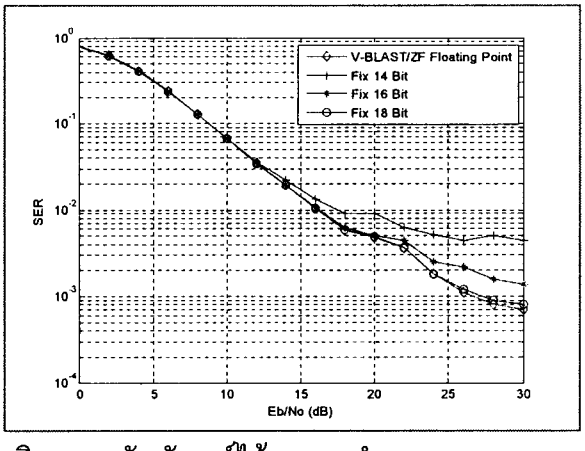
จากรูปที่ 2 แสดงอัลกอริทึม Modified Gram- Schmidt [7] โดยมีส่วนเมทริกซ์แถว h ที่เป็นสมาชิกของเมทริกซ์ **H** ที่รับเข้ามาหาค่า QR w คือ เมทริกซ์แถวที่ทำการเก็บค่าของ h และเก็บค่าของที่ได้ลบกับการคูณระหว่าง r กับ q ด้วย r คือ เมทริกซ์หลักเก็บค่าของการคูณกันระหว่าง w กับ q และการหาค่าของ นอมล์ (Norm) ที่สอง q คือ เมทริกซ์หลักที่เกิดจากการนำ w หารกับค่านอมล์ที่สอง จะเห็นได้ว่าเมื่ออินพุตเมทริกซ์ **H** ผ่านอัลกอริทึมแบบ Modified Gram- Schmidt สิ่งที่ได้รับจะเป็น 2 เมทริกซ์ คือ เมทริกซ์ **Q** และ **R** ตามลำดับ

เพื่อศึกษาระบบการสื่อสารไร้สาย MIMO เราได้ทำการจำลองเพื่อศึกษาความยาวคำที่เหมาะสมทั้งระบบ MIMO ที่ใช้ V-BLASH และไม่ใช้ V-BLAH ในการจำลองได้สังเคราะห์ข้อมูลและส่งผ่านเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่มีมิติ 4x4 นั้นหมายความว่าในระบบที่จำลองมีสายอากาศส่ง 4 องค์ประกอบ ในขณะ

ที่มีสายอากาศรับ 4 องค์ประกอบเช่นเดียวกัน รูปที่ 3 และ 4 แสดงอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (symbol error rate หรือ SER) ได้จากการจำลองระบบ MIMO ซึ่งไม่ใช้ และใช้ V-BLAH ตามลำดับ โดยจะเปรียบเทียบการคำนวณแบบจุดตาย (fixed-point arithmetic) ที่มีความยาวคำขนาด 14 16 และ 18 บิต กับการคำนวณแบบจุดลอย (floating-point arithmetic) จากรูปจะเห็นว่าทั้ง 2 กรณีเมื่อใช้การคำนวณแบบจุดตายที่มีความยาวคำที่มากกว่า 16 บิตจะเริ่มมีความใกล้เคียงกับการคำนวณแบบจุดลอย โดย SER ที่ได้จากการคำนวณแบบจุดลอยจะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับการคำนวณแบบจุดตาย ถึงแม้ SER ที่ได้จากการคำนวณแบบจุดลอยจะดีที่สุด แต่ในงานวิจัยนี้เลือกใช้การคำนวณแบบจุดตายที่มีความยาวคำ 16 บิต เนื่องการคำนวณแบบจุดตายจะใช้ทรัพยากรในการสร้างน้อยกว่าการคำนวณแบบจุดลอย นอกจากนี้ยังได้ตัวประมวลผลที่มีความถี่ที่ใช้งานได้สูงสุดสูงกว่า

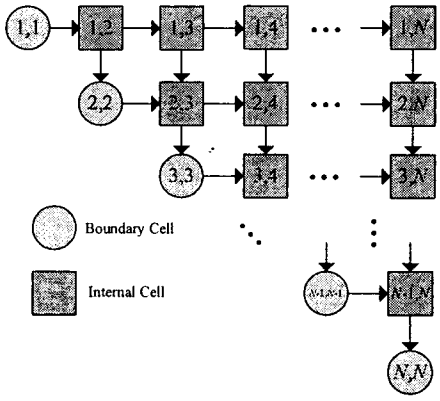


รูปที่ 3 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ได้จากการจำลองระบบ MIMO ซึ่งไม่ใช้ V-BLAH



รูปที่ 4 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ได้จากการจำลองระบบ MIMO ซึ่งใช้ V-BLAH

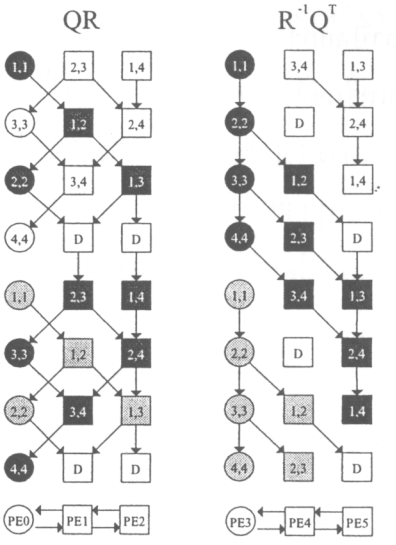
สถาปัตยกรรมที่ออกแบบสำหรับตัวประมวลผลการอินเวอร์สเมทริกซ์



รูปที่ 5 โครงสร้างแบบแถวลำดับซีสโตลิกต์ทั่วไป

โครงสร้างที่ได้รับความนิยมสูงสำหรับการออกแบบตัวประมวลผลของการแยกตัวประกอบ QR ให้สามารถทำงานได้แบบขนาน โดยมีความเร็วสูงคือโครงสร้างแบบแถวลำดับซีสโตลิกต์ [8] รูปที่ 5 แสดงโครงสร้างทั่วไปของแถวลำดับซีสโตลิกต์ จะเห็นได้ว่าโครงสร้างมีแต่ละแถวที่สามารถทำงานกันแบบขนานได้ โดยเมื่อแต่ละแถวทำงานเสร็จก็ส่งข้อมูลให้แถวต่อไปได้ โครงสร้างนี้เหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้ pipelining เพื่อเพิ่มความถี่ที่ใช้ในการคำนวณสูงขึ้น ถึงแม้โครงสร้างดังกล่าวนี้จะมีประสิทธิภาพในด้านความเร็วสูง แต่จำเป็นต้องใช้ทรัพยากรในการสร้างสูงเช่นเดียวกัน ในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอการสร้างตัวประมวลผลสำหรับอินเวอร์สเมทริกซ์ ด้วยสถาปัตยกรรมที่ส่งแบบเชิงเส้นจากแถวลำดับซีสโตลิกต์

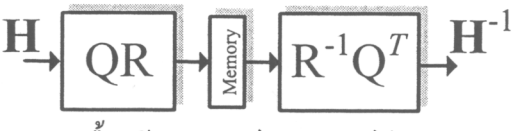
รูปที่ 6 แสดงแถวลำดับที่ได้จากการพับแถวลำดับซีสโตลิกต์แบบดั้งเดิม สามารถลดเซลล์สำหรับประมวลผลจาก N^2+N ของการอินเวอร์สเมทริกซ์ด้วยแยกตัวประกอบ QR เป็น 2 เท่าของจำนวนเต็มของ $(N\text{-}1)/2 + 1$ เซลล์ จากรูปเซลล์รูปวงกลมแทนเซลล์ขอบ (boundary cell หรือ BC) เซลล์รูปสี่เหลี่ยมแทนเซลล์ด้านใน (internal cell หรือ IC) ลูกศรแสดงทิศทางการไหลของข้อมูลจากบนลงล่าง จากรูปจะเห็นเซลล์ที่มีสีแตกต่างกัน 3 สี ซึ่งสีดำแทนการทำงานของเซลล์ในเวลาปัจจุบัน สีขาวแทนการทำงานของเซลล์ในอดีตแต่ยังคงทำงานต่อ สีเทาแทนการทำของของเซลล์ในอนาคต จากการทำงานในเวลาต่างๆนี้แสดงให้เห็นว่าแต่ละเซลล์จะทำงานตลอดเวลา ประสิทธิภาพของการทำงานเต็ม 100% [9] นอกจากนี้ จากรูปยังแสดงให้เห็นว่าสามารถลดเซลล์ที่ใช้ในการประมวลผลเป็น 6 เซลล์ได้แก่ PE0-PE5



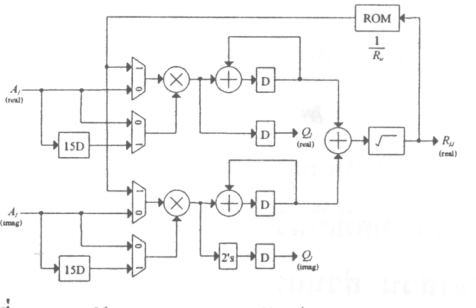
รูปที่ 6 แถวลำดับซีสโตลิกต์หลังการพับของการแยกตัวประกอบ QR และการอินเวอร์สเมทริกซ์ ขนาด 4x4

จากที่กล่าวข้างต้นซึ่งแสดงให้เห็นโครงสร้างการประมวลผลของการการแยกตัวประกอบ QR และอินเวอร์สเมทริกซ์ ในหัวข้อนี้เราจะนำโครงสร้างการประมวลผลดังกล่าวซึ่งประกอบด้วยเซลล์ทั้งหมด 6 เซลล์มาสร้างด้วยสถาปัตยกรรมที่นำเสนอ

รูปที่ 7 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของการอินเวอร์สเมทริกซ์ **H** ขนาด 4x4 ที่ได้ออกแบบ โดยอินพุตทำการรับเมทริกซ์ขนาด 4x4 ที่เป็นจำนวนเชิงซ้อน จากนั้นนำไปแยกตัวประกอบ QR ด้วยหน่วยประมวลผลทั้งสามตัวดังที่กล่าวไปแล้ว ผลลัพธ์ที่ได้คือค่าของตัวประกอบ QR ทำการเก็บค่าบนหน่วยความจำ (Memory) นำค่าในหน่วยความจำส่งต่อไปยังหน่วยประมวลผลอีก 3 ตัว PE3-PE5 สำหรับการหา $\mathbf{R}^{-1}$ และนำไปคูณกับเมทริกซ์ $\mathbf{Q}^T$ ได้เป็นอินเวอร์สเมทริกซ์ต่อไป



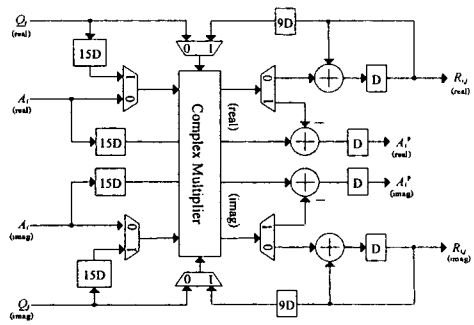
รูปที่ 7 สถาปัตยกรรมเบื้องต้นอินเวอร์สเมทริกซ์ด้วยการแยกตัวประกอบ QR



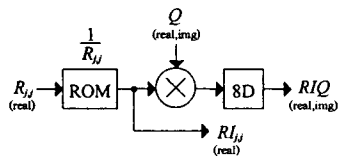
รูปที่ 8 สถาปัตยกรรมแยกตัวประกอบ QR PE0

จากรูปที่ 8 แสดงสถาปัตยกรรมกรรมแยกตัวประกอบ QR หน่วยประมวลผล PE0 รับอินพุตเมทริกซ์ที่ต้องการอินเวอร์สเมทริกซ์ในแนวหลัก ที่ประกอบด้วยจำนวนจริงและจินตภาพความยาวคำ (Wordlength) 16 บิต ตัวดำเนินการ (operation) ภายใน PE0 ได้แก่ การคูณ การบวก การหาค่ารากที่สอง และการหาค่าส่วนกลับ เอาต์พุต PE0 ที่ได้จะเป็นค่าของ $R_{j,j}$ ที่มีแต่จำนวนจริงและค่าของ Q_j ในแนวหลักความยาวคำ 16 บิต สถาปัตยกรรมกรรมที่นำเสนอมีการออกแบบให้สามารถใช้ทรัพยากรร่วมกันของตัวคูณและตัวหารได้

จากรูปที่ 9 แสดงสถาปัตยกรรมของการแยกตัวประกอบ QR ในหน่วยประมวลผล PE1 , PE2 โดยรับอินพุตเมทริกซ์ที่ต้องการหาอินเวอร์สเมทริกซ์ในแนวหลักความยาวคำ 16 บิต ตัวดำเนินการภายใน PE1, PE2 ได้แก่ การคูณ การบวก เอาต์พุตที่ได้จะป็นค่าของ $R_{i,j}$ ความยาวคำ 16 บิต สถาปัตยกรรมกรรมที่นำเสนอ มีการออกแบบให้สามารถใช้ทรัพยากรร่วมกันของตัวคูณ โดยผ่านทางตัวมัลติเพล็กซ์รีจิสเตอร์ 15D ถูกใช้สำหรับหน่วงข้อมูลที่เกิดจากการคูณและการหารากที่สอง รีจิสเตอร์ 9D สำหรับหน่วงข้อมูลที่เกิดจากการหารากที่สอง เพื่อให้ข้อมูลที่จะใช้ในการคำนวณอยู่ในช่วงเวลาเดียวกัน เมื่อ D คือ การหน่วงเวลา 1 ครั้ง (Unit Delay)



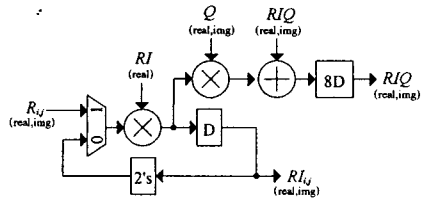
รูปที่ 9 สถาปัตยกรรมแยกตัวประกอบ QR PE1 และ PE2



รูปที่ 10 สถาปัตยกรรมของส่วนกลับของ R_{jj} PE3

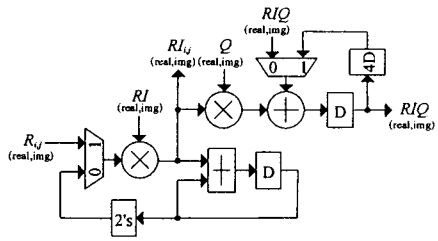
จากรูปที่ 11 แสดงสถาปัตยกรรมของส่วนกลับของ $R_{j,j}$ ในหน่วยประมวลผล PE3 โดยรับอินพุตจาก $R_{j,j}$ ความยาวคำ 16 บิตที่เป็นจำนวนจริงมาทำการหาส่วนกลับ และนำไปคูณกับค่า Q ส่วนเอาต์พุตที่ได้จะมีอยู่สองส่วน ส่วนแรก $RI_{j,j}$ สำหรับส่งต่อไปยังหน่วยประมวลผลตัวถัดไปที่ใช้สำหรับหาส่วนกลับของ $R_{i,j}$ ส่วนที่สอง RIQ ที่เกิดจากการคูณกันระหว่างส่วนกลับของ $R_{j,j}$ กับ Q ที่

ประกอบด้วยจำนวนจริงและจินตภาพความยาวคำ 16 บิตสำหรับนำไปรวมกับหน่วยประมวลผลตัวถัดไปเพื่อได้ผลลัพธ์เป็นอินเวอร์สเมทริกซ์



รูปที่ 11 สถาปัตยกรรมของส่วนกลับของ $R_{i,j}$ PE4

จากรูปที่ 8 แสดงสถาปัตยกรรมของส่วนกลับของ $R_{i,j}$ ในหน่วยประมวลผล PE4 โดยรับอินพุตจาก $R_{i,j}$ ความยาวคำ 16 บิต มาทำการหาส่วนกลับ และนำไปคูณกับค่า Q ส่วนเอาต์พุตที่ได้จะมีอยู่สองส่วน ส่วนแรก $RI_{i,j}$ สำหรับส่งต่อไปยังหน่วยประมวลผลตัวถัดไปที่ใช้สำหรับหาส่วนกลับของ $R_{i,j}$ ส่วนที่สอง RIQ ความยาวคำ 16 บิต สำหรับนำไปรวมกับหน่วยประมวลผลตัวถัดไป เพื่อได้ผลลัพธ์เป็นอินเวอร์สเมทริกซ์ต่อไป รีจิสเตอร์ 8D สำหรับเก็บค่าของการคูณระหว่างส่วนกลับของ $R_{i,j}$ กับ Q



รูปที่ 12 สถาปัตยกรรมของส่วนกลับของ $R_{i,j}$ PE5

จากรูปที่ 12 แสดงสถาปัตยกรรมของส่วนกลับของ $R_{i,j}$ ในหน่วยประมวลผล PE5 โดยรับอินพุต $R_{i,j}$ ความยาวคำ 16 บิต ทำการหาส่วนกลับ และนำไปคูณกับค่า Q ส่วนเอาต์พุตที่ได้จะมีอยู่สองส่วน ส่วนแรก $RI_{i,j}$ สำหรับส่งต่อไปยังหน่วยประมวลผล PE5 ที่ใช้สำหรับหาส่วนกลับของ $R_{i,j}$ ส่วนที่สอง RIQ ความยาวคำ 16 บิต สำหรับนำไปรวมกับหน่วยประมวลผล PE5 เพื่อได้ผลลัพธ์เป็นอินเวอร์สเมทริกซ์ รีจิสเตอร์ 4D สำหรับเก็บค่าของการคูณระหว่างส่วนกลับของ $R_{i,j}$ กับ Q

3. ผลการสร้างบนอุปกรณ์ FPGA

ตารางที่ 1 ผลการสังเคราะห์วงจรทั้งหมด

เอฟพีจีเอ FPGA	สไลซ์ Slices	ตัวคูณ Multiplier	หน่วยความจำ BRAM
Virtex-II Pro XC2VP30-7	2,473	26	61
	ความถี่สูงสุด Max Freq.	จำนวนวนรอบ Cycle	อัตรารับข้อมูล Throughput (Ms/s)
	140 MHz	195	2

เราได้สร้างตัวประมวลผลสำหรับการอินเวอร์สเมทริกซ์ที่ใช้การแยกตัวประกอบ QR ด้วยอัลกอริทึม MGS บนพื้นฐานสถาปัตยกรรมที่นำเสนอ โดยออกแบบวงจรรองรับเมทริกซ์ขนาด 4x4 ด้วยความยาวคำ 16 บิต โดยสร้างด้วย FPGA ของบริษัทไซลิงค์ (Xilinx) ตระกูลเวอร์เท็กซ์ทูโปร (Virtex2-Pro) เบอร์ XC2VP30-7 วงจรหารได้นำหน่วยความจำที่อยู่บนชิพแล้วหรือบีแรม (BRAM) สร้างเป็นในลักษณะการเปิดตาราง ทำให้ลดจำนวนวงรอบการทำงานลงจากวงจรแบบปกติ วงจรคูณได้นำบล็อกคูณที่อยู่ภายในชิพมาใช้ ซึ่งเป็นวงจรคูณที่มีอยู่ในชิพแล้ว ในตารางที่ 1 แสดงผลทรัพยากรที่ใช้ไปทั้งหมดสำหรับตัวอินเวอร์สเมทริกซ์ที่นำเสนอ โดยประกอบด้วย ตัวคูณ ตัวหารากที่สอง 26 ตัว 1 ตัว ตามลำดับ แต่สำหรับตัวอินเวอร์สเมทริกซ์แบบปกติใช้ตัวคูณ ตัวหารากที่สอง ตัวหาร 416 ตัว 4 ตัว 14 ตัวตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าตัวอินเวอร์สเมทริกซ์ที่นำเสนอใช้ทรัพยากรที่น้อย

4. สรุป

งานวิจัยนี้ได้สร้าง FPGA ของตัวประมวลผลการอินเวอร์สเมทริกซ์สำหรับใช้ในการถอดรหัสของระบบการสื่อสารไร้สายหลายอินพุตหลายเอาต์พุต โดยการอินเวอร์สเมทริกซ์จะใช้วิธีการแยกตัวประกอบ QR ซึ่งการแยกนี้จะใช้อัลกอริทึม MGS ในการแยก เราได้นำเสนอเทคนิคการลดทรัพยากรที่ใช้ในการสร้าง FPGA ของตัวประมวลผลการอินเวอร์สเมทริกซ์ โดยใช้การพับโครงสร้างการคำนวณแบบซีสโตลิกต์ทั่วไป ให้เป็นแบบเชิงเส้น และได้ออกแบบตัวประมวลผลย่อยสำหรับ BC และ IC ให้เป็นการใช้วงจรคูณร่วมกัน จากผลการสร้างแสดงให้เห็นว่าวงจรที่สร้างมีขนาดเล็กใช้ทรัพยากรในการสร้างน้อย และมีความถี่ที่ทำงานได้สูงสุดค่อนข้างสูง

เอกสารอ้างอิง

[1] Gesbert, D., Shafi, M., Shiu, D., Smith, P.J. Naguib, A. " From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems," IEEE Journal on Selec. Areas in Commu. vol. 21, No. 3, Apr 2003 , pp. 281-302.

[2] S. Haykin , Adaptive Filter Theory , 2rd ed. Prentice Hall, 1991.

[3] Golub, G. H., Van Loan, C. F, Matrix Computation , Johns Hopkins, New York 1996.

[4] C.K. Singh , S.H. Prasad , P.T. Balsara , " VLSI Architecture for Matrix Inversion using Modified Gram-Schmidt based QR Decomposition, " in Proc. Int. Conf. VLSI Design , Jan 2007, pp. 836-841.

[5] Lin, K., Lin, C., Chang, R. C., Huang, C., Chen, F., " Iterative QR Decomposition Architecture Using the Modified Gram-Schmidt Algorithm," ISCAS2009, May 2009 , pp. 1409-1412.

[6] A. Boonpoonga, S. Janyavilas, P. Sirisuk, M. Krairiksh, "FPGA Implementation of QR Decomposition Using MGS Algorithm," Lecture Notes in Computer Science, Springer Verlag LNCS 5992, Mar 2010, pp. 394-399.

[7] C.K. Singh , S.H. Prasad , P.T. Balsara , " VLSI Architecture for Matrix Inversion using Modified Gram-Schmidt based QR Decomposition " , *in Proc. Int. Conf. VLSI Design* , pp. 836-841 , Jan 2007.

[8] El-Amawy, A.,K.R., " Parallel VLSI Algorithm for Stable Inversion of dense matrices, " IEE Proceedings, vol. 136, no. 6, Nov 1989 , pp 575-580.

[9] Lightbody,G., Woods, R., Walke, R., "Design of a Parameterizable Silicon Intellectual Property Core for QR-Based RLS Filtering," IEEE Trans. On very large scale integration (VLSI) systems, vol. 11, no. 4, Aug 2003, pp. 659-678

บทความส่งเพื่อพิจารณาตีพิมพ์

[1] A. Boonpoonga, **P. Sirisuk**, and M. Krairiksh, "Efficient Parallel Architecture for Implementation of the CMA Adaptive Antenna," submitted for considering publication on *ETRI Journal.*

บทความตีพิมพ์

[2] T. Tantisopharak, A. Boonpoonga, C. Phongcharonpanich, **P. Sirisuk**, and Monai, "Adaptive Array Antenna using On-Off and CMA Algorithms for Microwave RFID Readers," IEICE Trans. on Commu. Vol.E94-B,No.05,pp.1153-1160, May. 2011.

[3] A. Boonpoonga, S. Janyavilas, **P. Sirisuk**, M. Krairiksh, "FPGA Implementation of QR Decomposition Using MGS Algorithm," Lecture Notes in Computer Science, Springer Verlag LNCS 5992, pp. 394-399, March 2010.

[4] T. Tantisopharak, A. Boonpoonga, **P. Sirisuk** and M. Krairiksh. "Combination between CMA and On-Off Algorithms for Adaptive Array Antenna," Proc. In *The 2009 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2009),* pp. 125-128, Bangkok, 2009.

[5] สมภพ จรรยาวิลาส เอกรัฐ บุญภูงา และ **เผ่าภัค ศิริสุข** , "การสร้างเอฟพีจีเอประสิทธิภาพสูงของการอินเวอร์สเมทริกซ์โดยใช้การแยกตัวประกอบ QR, " การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 33 , หน้า 1349-1352 , ธันวาคม 2553.

[6] รัดดา มีทา **เผ่าภัค ศิริสุข** และ เอกรัฐ บุญภูงา, "แนวทางการสร้างมูลค่าเพิ่มแก่ชาวสวนผลไม้ด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์การเกษตร: กรณีศึกษาระบบตรวจสอบคุณภาพผลทุเรียน," การประชุมสัมมนาวิชาการด้านการจัดการโลจิสติกส์และโซ่อุปทาน ครั้งที่ 9 (ThaiVCML2009) หน้า 293-302 พฤศจิกายน 2552

3.4 สายอากาศแถบความถี่กว้างและสายอากาศหลายแถบความถี่

รศ.ดร.ประยุทธ อัครเอกฒาลิน และ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

1. สายอากาศร่องแถบความถี่กว้าง

วัตถุประสงค์

เพื่อการศึกษา ออกแบบ และสร้างสายอากาศร่องกว้างที่ป้อนด้วย CPW ที่ใช้สตับจูน กว้างและโหลดสตริป (CPW-FSLW) ที่มีคุณสมบัติหลัก ๆ สองประการคือ มีแถบความถี่ใช้งานที่กว้าง (Wideband) และมีการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางเดียว (Uni-directional) โดยการวางตัวสะท้อนโลหะแบบต่าง ๆ ไว้หลังสายอากาศ CPW-FSLW ในที่นี้จะใช้ตัวสะท้อนสองรูปแบบคือ ตัวสะท้อนแบนเรียบ (Flat Reflector) และตัวสะท้อนรูป Λ (Λ-shape Reflector)

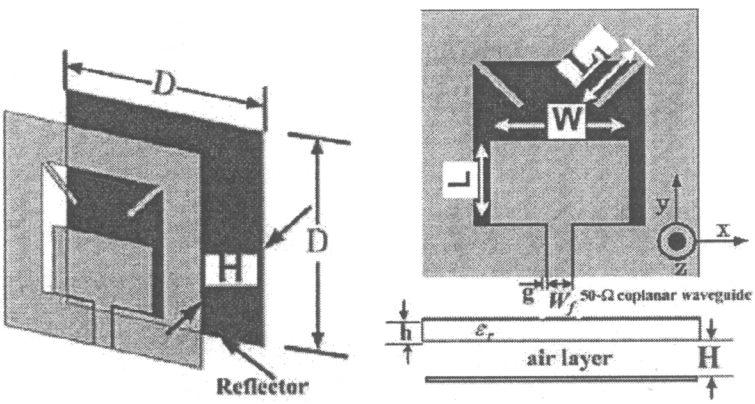
1.1 สายอากาศบนตัวสะท้อนแบนเรียบ

ขั้นตอนการดำเนินงาน

1.1.1 ออกแบบสายอากาศร่องที่ป้อนด้วย CPW ที่ใช้สตับจูนกว้างและโหลดสตริป (CPW-FSLW) ที่มีแถบความถี่ที่กว้าง และมีการแผ่กระจายคลื่นในสองทิศทาง ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศ CPW-FSLW ที่มีการกระจายคลื่นทิศทางเดียว โดยใช้ตัวสะท้อนโลหะแบนเรียบวางไว้ด้านหลังของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 1.1 ประกอบด้วยสายอากาศ CPW-FSLW ที่สร้างบนแผ่น FR4 ที่ซับสเตรตมีค่าคงที่ (ε_r) เท่ากับ 4.4 มีค่าแทนเจนต์ของการสูญเสีย (tan δ) เท่ากับ 0.02 และมีความสูงของซับสเตรต (h) เท่ากับ 1.6 มม. พารามิเตอร์สามตัวซึ่งส่งผลต่อแบนวิดท์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศสองตัวแปรจากสตับจูน คือ L และ W และจากส่วนของโหลดสตริป L_1 จะพบว่าการปรับพารามิเตอร์ทั้งสามทำให้สายอากาศมีแบนวิดท์ที่กว้าง จากผลที่ได้จะสรุปผลของพารามิเตอร์ได้ดังนี้ คือ ค่าของ W จะส่งผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ฝั่งความถี่สูง (รอบๆ ความถี่ 2.75 GHz) ส่วน L จะส่งผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ฝั่งความถี่ต่ำ (รอบๆ ความถี่ 1.75 GHz) และความยาวของ L_1 ถ้าเลือกค่าที่เหมาะสมแล้วจะส่งผลทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ใหม่ด้านฝั่งความถี่สูงซึ่งจะทำการแยกความถี่มูลฐานของสายอากาศที่อยู่ด้วยกันออกไปทำให้แบนวิดท์ของสายอากาศมีค่าเพิ่มขึ้น จากการคำนวณและการจำลองพบว่าค่าที่ดีที่สุด คือ L = 22.5 มม. W = 36 มม. L_1 = 16 มม. และเพื่อให้สายป้อนของ CPW มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 Ω ซึ่งจะได้ค่า W_f = 6.36 มม. และ g = 0.5 มม. ซึ่งสายอากาศที่ไม่มีตัวสะท้อนด้านหลังที่ได้จะมีการแผ่กระจายคลื่นแบบสองทิศทางและมีอัตราขยายมากที่สุด 4.5 dBi เพื่อที่จะทำการเพิ่มอัตราขยายและค่าเจาะจงทิศทางของสายอากาศจะสามารถทำได้โดยการเพิ่มตัวสะท้อนให้สายอากาศ การเพิ่มตัวสะท้อนที่เป็นโลหะแบนเรียบจะทำให้สายอากาศมีทิศทางการแผ่กระจายคลื่นออกไปในทิศทางเดียว จากรูปที่ 1.1 ทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางเดียวจะไปตามแนวแกน +z โดยการวางแผ่นสะท้อนห่างจากตัวสายอากาศ CPW-FSLW ในระยะทาง H ในการศึกษาเบื้องต้นจะ

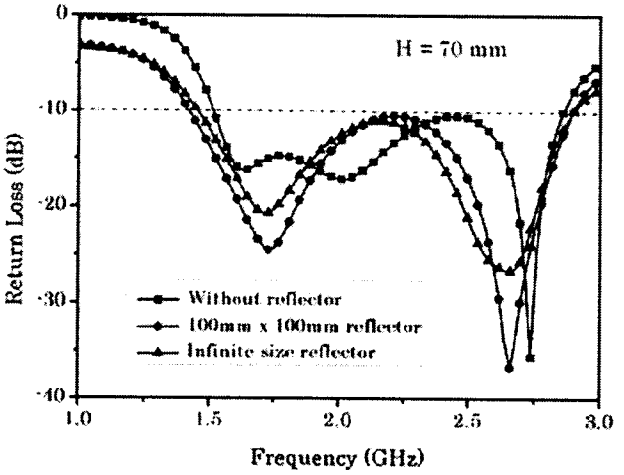
ให้แผ่นสะท้อนมีขนาด D×D ในที่นี้เลือกขนาดเท่ากับ 100 มม.× 100 มม. ซึ่งมีขนาดใหญ่กว่าตัวของสายอากาศ (รูปที่ 1.1) และอีกแผ่นจะให้มีขนาดไม่จำกัด จากขนาดและความสูงดังกล่าวจะใช้ในการคำนวณคุณลักษณะของสายอากาศต่อไป

1.1.2 จำลองการทำงานของสายอากาศ โดยใช้ตัวสะท้อนแบนเรียบ 2 ขนาด คือ 100 มม.×100 มม. และขนาดไม่จำกัดเปรียบเทียบกับกรณีไม่มีตัวสะท้อน การจำลองผลกระทบของสายอากาศที่มีและไม่มีแผ่นสะท้อน พบว่าผลของการจำลองค่าการสูญเสีย ย้อนกลับของสายอากาศ CPW-FSLW ที่มีและไม่มีแผ่นสะท้อนแสดงดังรูปที่ 1.2 ซึ่งจะพบว่าขนาดของแผ่นสะท้อนจะส่งผลต่อค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศกรณีที่ใช้ตัวสะท้อนขนาดไม่จำกัด และพบว่ามีแบนวิดท์ที่มากกว่าอีกสองกรณีที่เหลือแต่ในการประยุกต์ใช้งานในทางปฏิบัติ ตัวสะท้อนจะมีต้องมีขนาดที่จำกัดเนื่องจากสถานที่ในการติดตั้งมีขนาดจำกัด ซึ่งขนาดของแผ่นสะท้อนหรือระนาบกราวด์จะส่งผลโดยตรงต่อคุณลักษณะของสายอากาศ ดังนั้น สายอากาศเมื่อนำไปใช้งานจริงจำเป็นต้องให้แน่ใจว่าเมื่อใส่แผ่นสะท้อนเข้าไปแล้วแบนวิดท์ของสายอากาศยังสามารถใช้งานได้ โดยจากกราฟเมื่อลดขนาดลงเหลือ 100 มม.×100 มม. พบว่าแบนวิดท์ยังคงมีค่าใกล้เคียงกับขนาดของตัวสะท้อนที่มีขนาดไม่จำกัด รูปที่ 1.3 แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่มีขนาดของแผ่นสะท้อนที่แตกต่างกันทั้งสาม ที่ความถี่ 1700 MHz 2100 MHz และ 2700 MHz

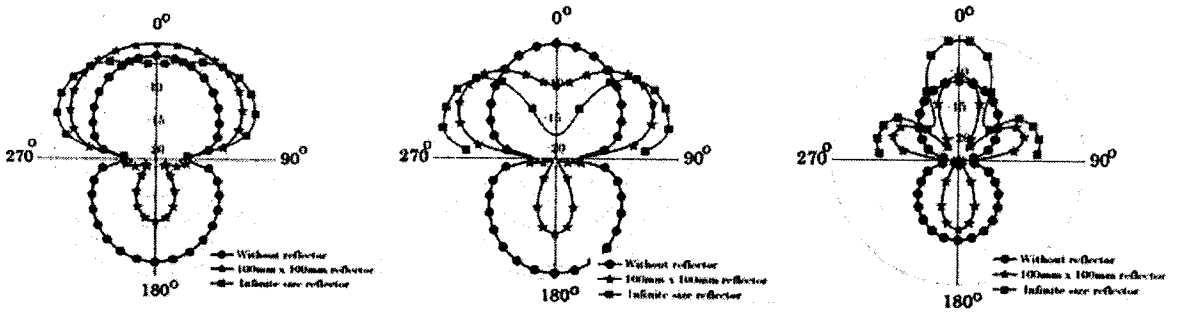


(ก) (ข)

รูปที่ 1.1 โครงสร้างสายอากาศและตัวสะท้อน (ก) มุมมองสามมิติ และ (ข) มุมวางด้านบนและภาพตัดขวาง



รูปที่ 1.2 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของแผ่นสะท้อนที่มีขนาดแตกต่างกัน เมื่อ H = 70 มม.



(ก) (ข) (ค)

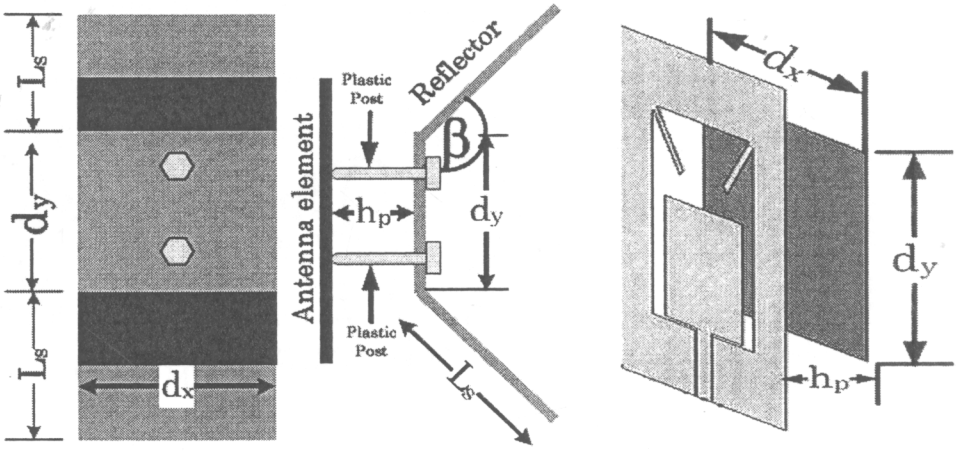
รูปที่ 1.3 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E ของแผ่นสะท้อนที่มีขนาดแตกต่างกันที่ความถี่ (ก) 1700 MHz (ข) 2100 MHz และ (ค) 2700 MHz}

1.2 สายอากาศบนตัวสะท้อนรูป Λ

ขั้นตอนการดำเนินงาน

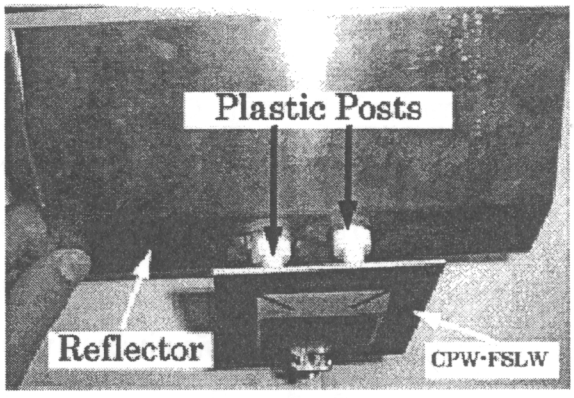
1.2.1 ออกแบบสายอากาศโดยใช้โครงสร้าง CPW-FSLW ซึ่งมีแถบความถี่ใช้งานกว้างวางบนตัวสะท้อนรูป Λ กับแผ่นเรียบแนวนอนแสดงดังรูปที่ 1.4 ตัวสายอากาศ CPW-FSLW มีขนาด 72 มม. ×72 มม. ถูกรองรับด้วยแท่งพลาสติกวางบนตัวสะท้อน ตัวสะท้อนรูป Λ กับแผ่นเรียบแนวนอนถูกพัฒนามาจากตัวสะท้อนแบบมุม (Corner Reflector) เพื่อที่จะลดขนาดทั้งหมดของตัวสะท้อนแบบมุม สามารถทำได้โดยการตัดมุมของตัวสะท้อนแล้วแทนตัวแผ่นเรียบแนวนอน ตัวสะท้อนรูป Λ มีขนาดของส่วนแผ่นเรียบคือ $d_x \times d_y$ ส่วนมุมเอียงมีมุม β ความยาวและกว้างของส่วนเอียงคือ L_s และ d_x ตามลำดับ ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับส่วน แผ่นเรียบคือ h_p จากการเลือกขนาดของส่วนแผ่นเรียบ (d_x และ d_y) ความสูง (h_p) และมุมส่วนเอียง (β) ที่เหมาะสมจะทำให้อินพุทอิมพีแดนซ์และการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศมีค่าดีขึ้น

1.2.2 สร้างสายอากาศต้นแบบแสดงดังรูปที่ 1.5 จากนั้นทำการวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะด้วยเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานรุ่น HP8510C รูปที่ 1.6 แสดงผลกระทบของการปรับค่า h_p จาก 10 ถึง 60 มม. เมื่อ β มีค่า 120° และ 140° ผลวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสำหรับกรณี β = 120° และ 140° เมื่อ h_p = 30 มม. และ G×G = 100 มม.×100 มม. แสดงในรูปที่ 1.7 ถึง 1.10 รูปทั้งหมดแสดงผลการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่นำเสนอที่ความถี่ 1700 MHz 2400 MHz และ 2700 MHz ซึ่งจะพบว่าแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นตลอดย่านความถี่มีค่าสม่ำเสมอ ค่าระดับโพลาไรซ์ไขว้ของสายอากาศมีค่าต่ำกว่า -12 dB เมื่อเทียบกับระดับของโพลาไรซ์ตาม

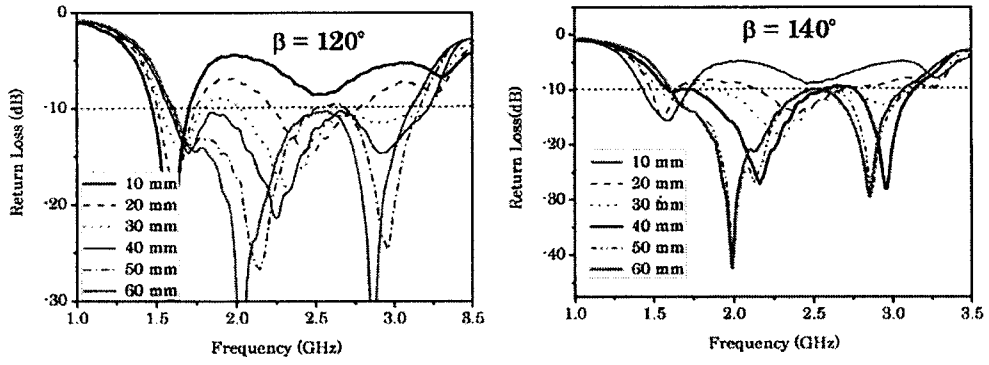


(ก) (ข) (ค)

รูปที่ 1.4 โครงสร้างสายอากาศบนตัวสะท้อนรูป Λ (ก) มุมมองด้านบน (ข) มุมมอง 3 มิติ และ (ค) ขนาดของแผ่นเรียบแนวขนาน d_x และ d_y

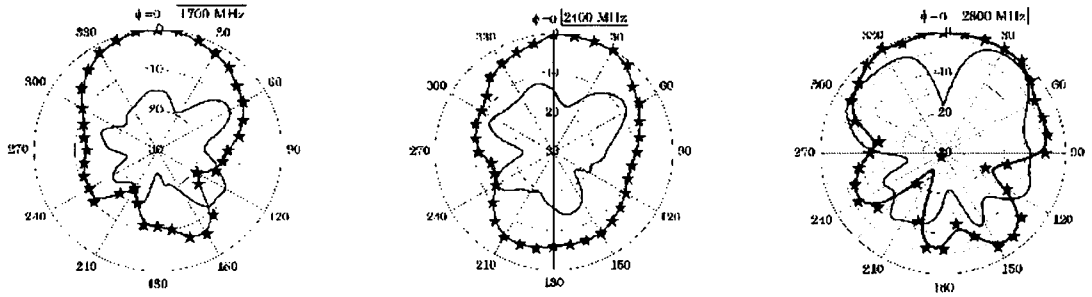


รูปที่ 1.5 ภาพถ่ายชิ้นงานจริงของสายอากาศต้นแบบ



(ก) (ข)

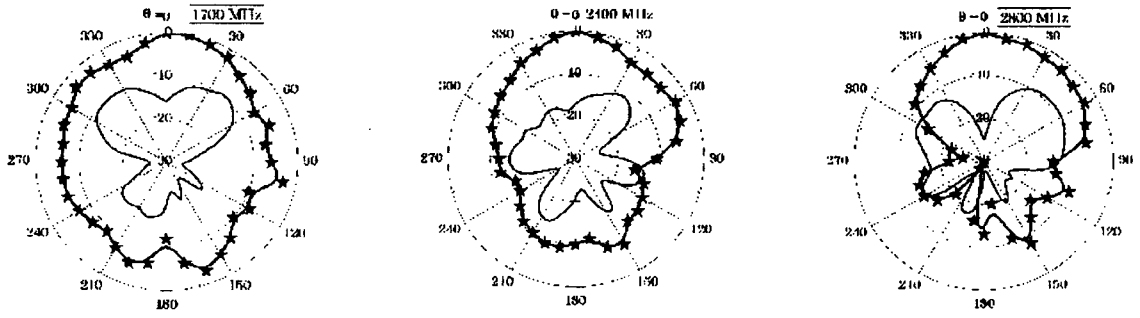
รูปที่ 1.6 ผลการวัดค่าสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ CPW-FSLW บนตัวสะท้อนรูป Λในกรณีที่ h_p มีค่าแตกต่างกัน (ก) $\beta = 120^{\circ}$ และ (ข) $\beta = 140^{\circ}$



(ก) (ข) (ค)

รูปที่ 1.7 ผลวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E ที่ (ก) 1700 MHz (ข) 2400 MHz และ (ค) 2700 MHz

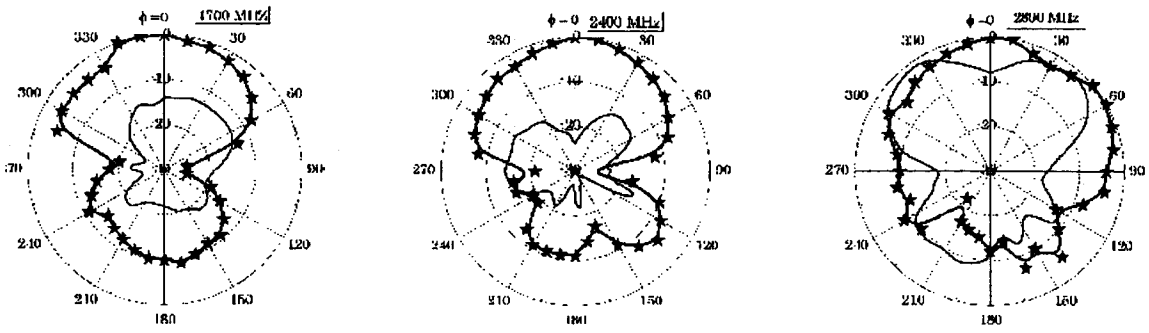
เมื่อ $h_p = 30$ มม. และ $\beta = 120^{\circ}$



(ก) (ข) (ค)

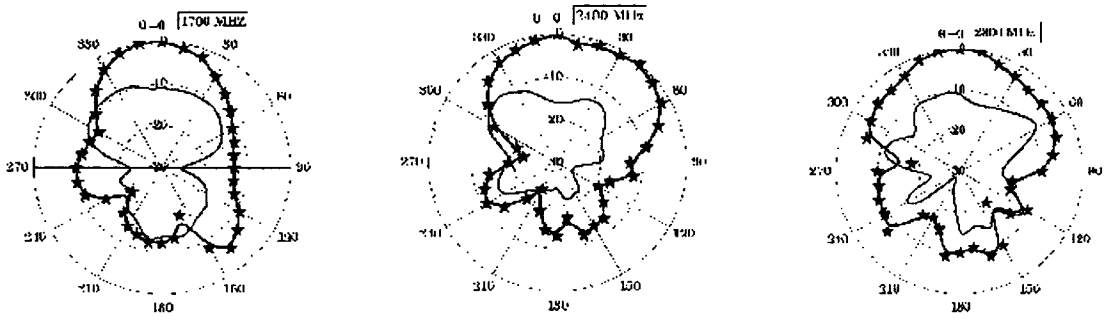
รูปที่ 1.8 ผลวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ H ที่ (ก) 1700 MHz (ข) 2400 MHz และ (ค) 2700 MHz

เมื่อ $h_p = 30$ มม. และ $\beta = 120^{\circ}$



(ก) (ข) (ค)

รูปที่ 1.9 ผลวัดการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E ที่ (ก) 1700 MHz (ข) 2400 MHz และ (ค) 2700 MHz เมื่อ $h_p = 30$ มม. และ $\beta = 140^\circ$



(ก) (ข) (ค)

รูปที่ 1.10 ผลวัดการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ H ที่ (ก) 1700 MHz (ข) 2400 MHz และ (ค) 2700 MHz เมื่อ $h_p = 30$ มม. และ $\beta = 140^\circ$

บทสรุป

งานวิจัยนี้ได้ศึกษา สร้าง และทดสอบสายอากาศที่มีลักษณะการแผ่กระจายคลื่นออกในทิศทางเดียวและมีแถบความถี่ใช้งานที่กว้างบนโครงสร้างของสายอากาศร่องที่ป้อนด้วย CPW ที่ใช้สตับงูนกว้างและโหลดสตริป โดยใช้ตัวสะท้อนรูป Λ จากผลการทดสอบพบว่าขนาดและรูปร่างของตัวสะท้อนส่งผลต่อแมตชิ่งอิมพีแดนซ์และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น การเลือกค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของตัวสะท้อนรูป Λ อย่างเหมาะสมโดยเฉพาะ ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนกับสายอากาศ รูปร่าง ขนาดและมุมระหว่างตัวสะท้อน จะทำให้สายอากาศยังคงมีแบนวิดท์ที่กว้างและมีทิศทางการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางเดียวตลอดช่วงความถี่ใช้งาน การออกแบบทั้งการจำลองและการวัดทดสอบจริงมีค่าที่สอดคล้องกัน โดยจะพบว่าผลการวัดค่าแมตชิ่งอิมพีแดนซ์แบนวิดท์ได้ 64% จาก 1.6 ถึง 3.1 GHz (VSWR ≤ 2) ซึ่งสายอากาศที่ได้จากการออกแบบสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานในย่าน GSM1800 GSM1900

PCS IMT-2000 และ WLAN และจากคุณสมบัติดังกล่าวจะพบว่าสายอากาศร่องที่ป้อนด้วย CPW ซึ่งวางบนตัวสะท้อนรูป Λ ร่วมกับตัวสะท้อนแนวระนาบสามารถทำไปใช้งาน รวมทั้งพัฒนาเป็นสายอากาศอาเรย์เพื่อใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายต่อไป

2. สายอากาศแฟร็กทัลหลายแถบความถี่

วัตถุประสงค์

เพื่อศึกษา ออกแบบ และสร้างสายอากาศระนาบโดยใช้โครงสร้างแบบแฟร็กทัล เพื่อประยุกต์ใช้งานเป็นสายอากาศหลายแถบความถี่ในระบบสื่อสารไร้สาย

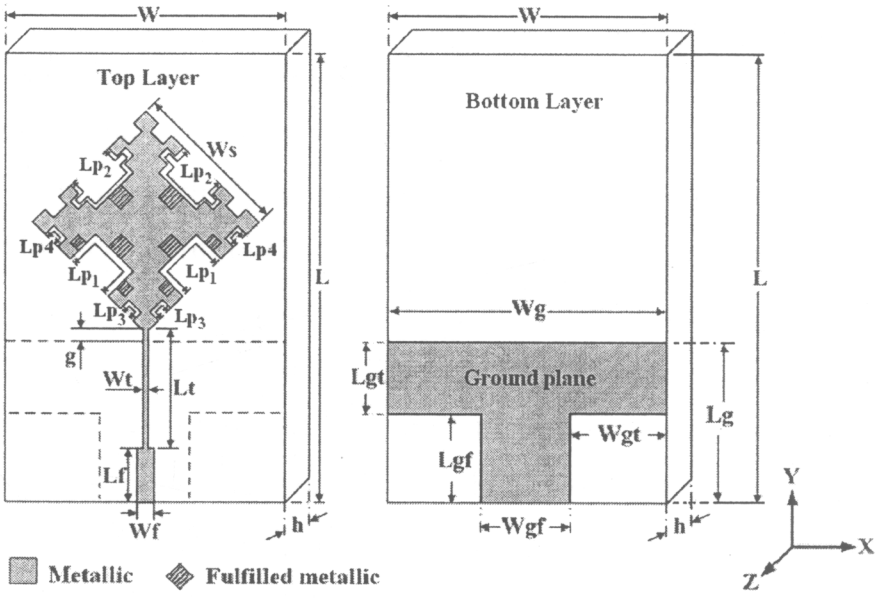
2.1 สายอากาศโมโนโพลแฟร็กทัลรูปขนมเปียกปูน

ขั้นตอนการดำเนินงาน

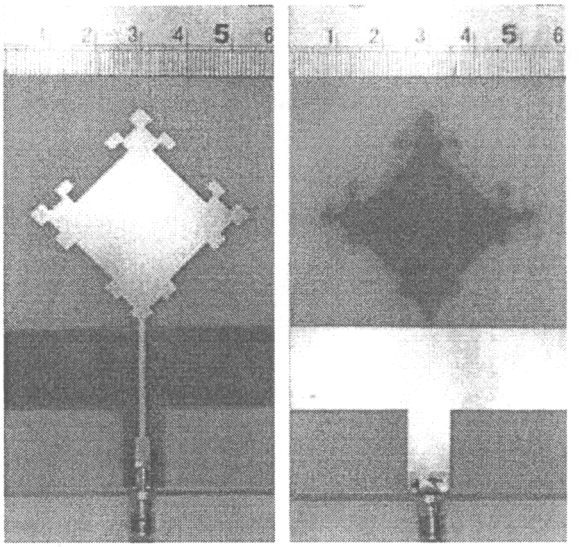
2.1.1 ออกแบบสายอากาศโมโนโพลที่ใช้โครงสร้างเรขาคณิตแฟร็กทัลของมินโควสกี้แบบปรับปรุงระนาบกราวด์ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ประกอบด้วยส่วนของตัวแผ่กระจายคลื่นที่มีการปรับปรุงโครงสร้างเรขาคณิตแฟร็กทัลของมินโควสกี้ขั้นที่ 2 และการปรับปรุงระนาบกราวด์ ในส่วนของตัวแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศนั้นจะมีขนาดความกว้าง W_s ซึ่งถูกป้อนด้วยสายนำสัญญาณไมโครสตริปเพื่อแมตซ์กับอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม โดยมีขนาดความกว้างเป็น W_f ขณะที่บริเวณระนาบกราวด์ของสายอากาศถูกวางอยู่ระนาบด้านล่างของตัวแผ่กระจายคลื่นจะถูกปรับปรุงโครงสร้างเพื่อทำให้อิมพีแดนซ์แบนด์วิทด์และการแผ่กระจายคลื่นมีการปรับปรุงที่ดีขึ้นในย่านความถี่สูง สายอากาศสร้างบนแผ่น FR4 ที่ซับสเตรตมีค่าคงที่ (ε_r) เท่ากับ 4.4 มีค่าแทนเจนต์ของการสูญเสีย (tan δ) เท่ากับ 0.02 และมีความสูงของซับสเตรต (h) เท่ากับ 1.6 มม. โดยค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศมีดังนี้ $W = W_g = 59$ มม. $L = 90$ มม. $L_g = 35.25$ มม. $W_s = 33.54$ มม. $L_t = 25.36$ มม. $W_f = 3.48$ มม. $L_f = 11.55$ มม. $L_{p1} = 16.14$ มม. $L_{p2} = 36.02$ มม. $L_{p3} = 6.21$ มม. $L_{p4} = 7.45$ มม. $g = 1.15$ มม. $W_t = 1.41$ มม. $L_{gt} = 17.60$ มม. $L_{gf} = 17.65$ มม. $W_{gt} = 21$ มม. และ $W_{gf} = 17$ มม.

2.1.2 สร้างสายอากาศต้นแบบดังแสดงในรูปที่ 2.2 และทดสอบโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ข่ายงาน (Network Analyzer) รุ่น HP8510C เพื่อวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับของชิ้นงานจริงเทียบกับผลการจำลองดังแสดงในรูปที่ 2.3 พบว่า ผลจากการจำลองเกิดค่าความถี่เรโซแนนซ์ 3 ความถี่ คือ ค่าความถี่ 2.13 GHz 4.46 GHz และ 5.56 GHz ขณะที่ค่าความถี่เรโซแนนซ์จากผลการวัดชิ้นงานจริงมีค่าความถี่ 2.17 GHz 4.47 GHz และ 5.6 GHz จากผลดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าผลการจำลองกับผลการวัดชิ้นงานจริงมีความสอดคล้องกัน ซึ่งยังคงสามารถครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานของระบบ PCS 1900 UMTS WLAN และ Mobile WiMAX

2.1.3 ทำการวัดรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศชิ้นงานจริงในระนาบ X-Z และระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 2.17 GHz 4.47 GHz และ 5.6 GHz แสดงในรูปที่ 2.4 จากผลการจำลองและการวัดรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ X-Z พบว่ามีลักษณะเป็นรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นรอบทิศทางในระนาบเดี่ยวดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ก) แต่เมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นจะพบว่าปริมาณของค่าโพลาไรเซชั่นไขว้ในระนาบ X-Y เพิ่มขึ้นเช่นกัน และจากรูปที่ 2.4 (ข) แสดงผลการจำลองและการวัดรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ Y-Zโดยที่จุดสูงสุดของการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ Y-Z จะอยู่ที่มุม 0 องศา และ 180 องศา ที่ความถี่ 2.17 GHz และ 4.47 GHz ขณะที่ความถี่ 5.6 GHz จะมีจุดสูงสุดของการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ Y-Z อยู่ที่มุม 30 องศา และ 150 องศาเพราะเนื่องจากการรบกวนกันระหว่างกระแสที่ไหลผ่านค่าความยาว L_c และ L_d อย่างไรก็ตามที่ค่าความถี่เรโซแนนซ์ 5.6 GHz สายอากาศก็ยังแผ่กระจายคลื่นที่มีลักษณะเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดี่ยวเช่นกัน

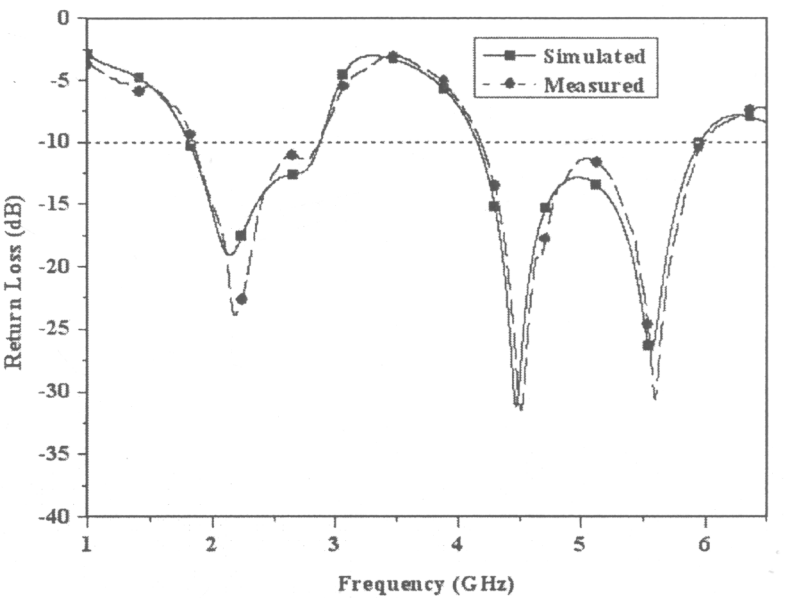


รูปที่ 2.1 สายอากาศโมโนโพลแฟร็กทัลรูปขนมเปียกปูนที่ใช้โครงสร้างเรขาคณิตแฟร็กทัลของมินโควสกี้ แบบปรับปรุงระนาบกราวด์

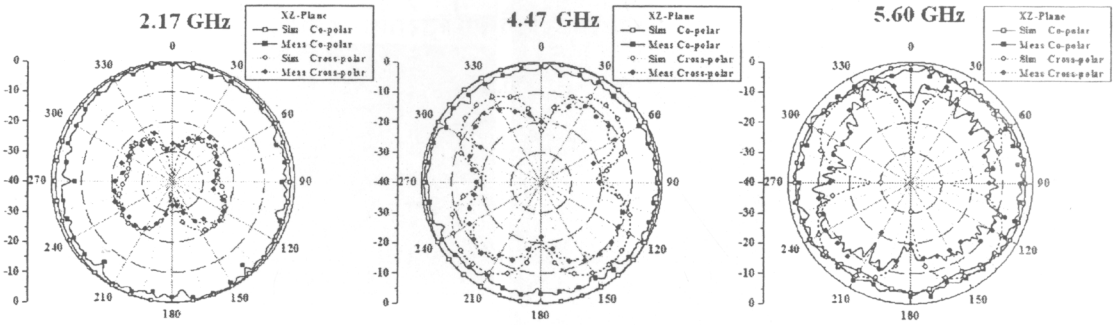


(ก) (ข)

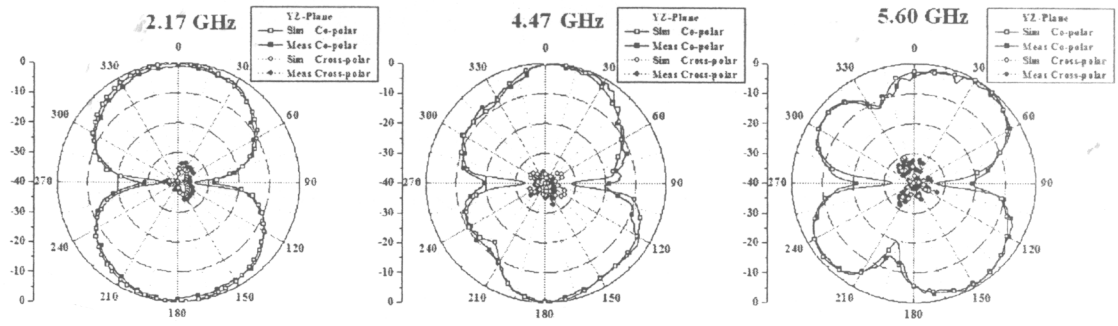
รูปที่ 2.2 ภาพถ่ายชิ้นงานจริงของสายอากาศโมโนโพลแฟร็กทัลรูปขนมเปียกปูนที่ใช้โครงสร้างเรขาคณิตแฟร็กทัลของมินโควสกี้แบบปรับปรุงระนาบกราวด์ (ก) ด้านหน้า และ (ข) ด้านหลัง



รูปที่ 2.3 ผลการจำลองและการวัดชิ้นงานจริงของค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศโมโนโพลแฟร็กทัลรูปขนมเปียกปูนที่ใช้โครงสร้างเรขาคณิตแฟร็กทัลของมินโควสกี้แบบปรับปรุงระนาบกราวด์



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.4 ผลการจำลองและการวัดของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศโมโนโพลแฟร็กทัล รูปขนมเปียกปูนที่ใช้โครงสร้างเรขาคณิตแฟร็กทัลของมินโควสกี้แบบปรับปรุงระนาบกราวด์ ที่ความถี่ 2.17 GHz 4.47 GHz และ 5.60 GHz ที่ระนาบ (ก) X-Z และ (ข) Y-Z

บทสรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศโมโนโพลแฟร็กทัลรูปขนมเปียกปูนที่ใช้โครงสร้างเรขาคณิตแฟร็กทัลของมินโควสกี้แบบปรับปรุงระนาบกราวด์ โดยได้ทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมเพื่อทำให้สายอากาศสามารถครอบคลุมระบบสื่อสารไร้สายต่าง ๆ โดยจากผลการจำลองและผลการวัดของสายอากาศ พบว่าสายอากาศที่นำเสนอสามารถตอบสนองได้หลายย่านแถบความถี่ใช้งาน ซึ่งสามารถครอบคลุมย่านความถี่ในระบบ PCS 1900 (1.85-1.99 GHz) UMTS (1.92-2.17 GHz) WLAN (2.4-2.48 GHz/5.15-5.35 GHz/5.725-5.825 GHz) Mobile WiMAX (2.3-2.36 GHz/2.5-2.69 GHz) และ WiMAX (5.25-5.85 GHz) อีกทั้งแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นยังคงมีลักษณะเป็นการแผ่กระจายคลื่นรอบทิศทางในระนาบเดี่ยวทุกย่านความถี่ใช้งาน ซึ่งถือเป็นข้อดีของการนำโครงสร้างเรขาคณิตแฟร็กทัลที่นำมาออกแบบประยุกต์ร่วมกับสายอากาศ

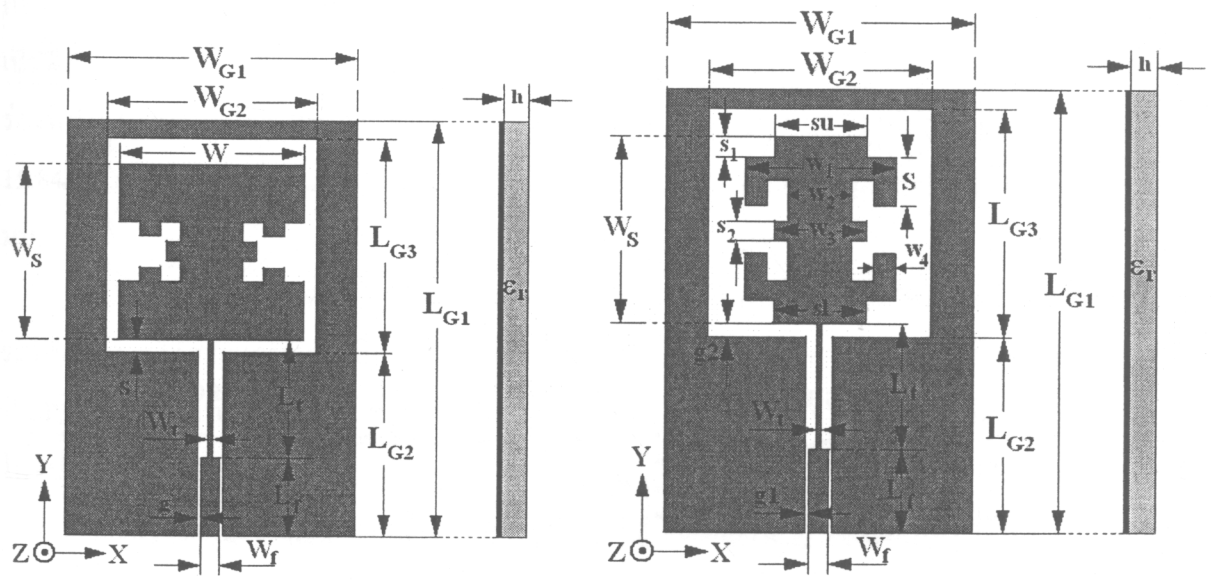
2.2 สายอากาศร่องที่ใช้แพทช์แฟร็กทัล

ขั้นตอนการดำเนินงาน

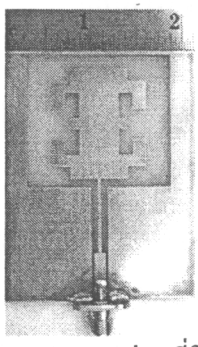
2.2.1 ออกแบบสายอากาศร่องที่ใช้แพทช์แฟร็กทัลดังแสดงในรูปที่ 2.5 โดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์ FR4 ที่ซับสเตรตมีค่าคงที่ (ε_r) เท่ากับ 4.4 มีค่าแทนเจนต์ของการสูญเสีย (tan δ) เท่ากับ 0.02 และมีความสูงของซับสเตรตเท่ากับ 1.6 มม. โดยค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศมีดังนี้ W_{G1} = 53.37 มม. W_{G2} = 38.54 มม. L_{G1} = 75.20 มม. L_{G2} = 34.07 มม. L_{G3} = 39.75 มม. W_s = 32.57 มม. g_1 = 0.5 มม. g_2 = 2.3 มม. W_t = 0.94 มม. L_t = 21.88 มม. W_f = 3.5 มม. L_f = 14.50 มม. W_1 = 25.92 มม. W_2 = 11.11 มม. W_3 = 16.05 มม. W_4 = 3.7 มม. $s_1 = s_2 = s_3$ = 3.55 มม. s_u = 16.05 มม. S = 4.75 มม. s_L = 16.05 มม.

2.1.2 สร้างสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 2.6 และทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับของชิ้นงานจริงเทียบกับผลการจำลองดังแสดงในรูปที่ 2.7 พบว่าผลการจำลองกับผลการวัดชิ้นงานจริงมีความสอดคล้องกัน ซึ่งยังคงสามารถครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานของระบบ DSC 1800 Mobile WiMAX 4G และ WLAN IEEE 802.11a

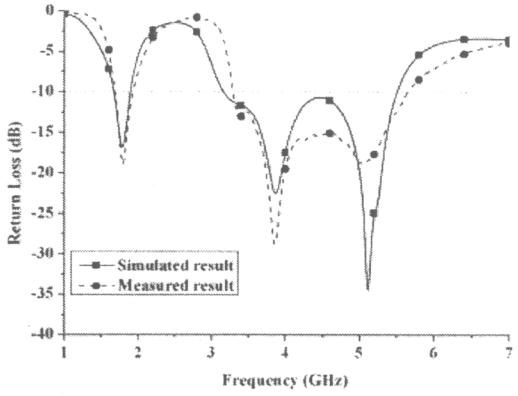
2.1.3 ทำการวัดรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศชิ้นงานจริงในระนาบ X-Z และระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 1.74 GHz 3.85 GHz และ 5.05 GHz แสดงในรูปที่ 2.8 จากผลการจำลองและการวัดรูปแบบการแผ่คลื่นในระนาบ X-Z พบว่ามีลักษณะเป็นการแผ่กระจายคลื่นสองทิศทาง



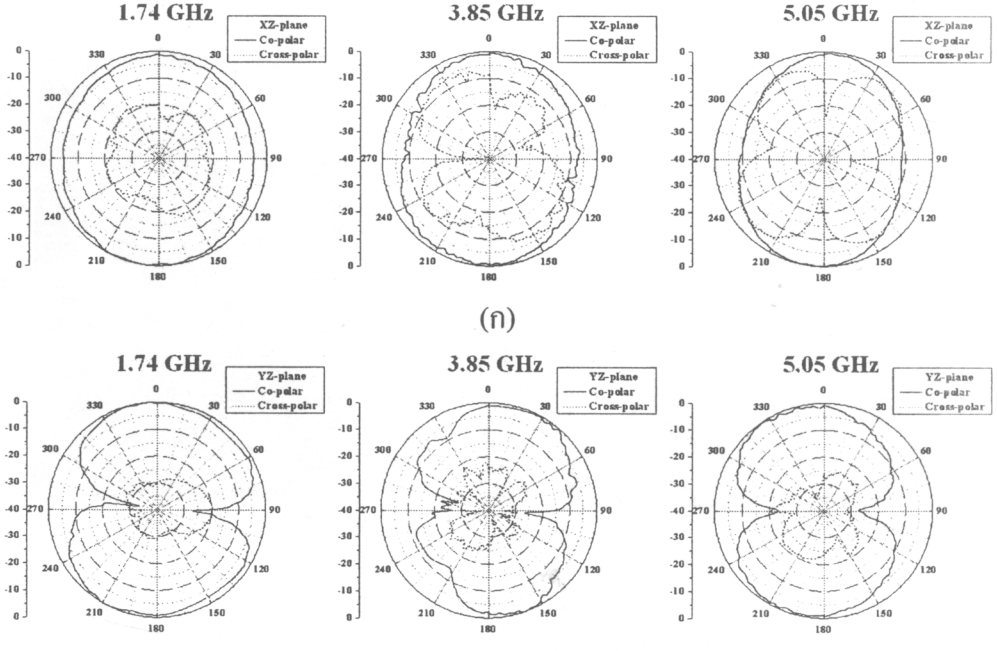
รูปที่ 2.5 (ก) สายอากาศร่องที่ใช้แพทช์แฟร็กทัล และ (ข) สายอากาศร่องที่ใช้แพทช์แฟร็กทัลแบบปรับปรุง



รูปที่ 2.6 ภาพถ่ายชิ้นงานจริงของสายอากาศร่องที่ใช้แพทช์แฟร็กทัลแบบปรับปรุง



รูปที่ 2.7 ผลการจำลองและการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศร่องที่ใช้แพทช์แฟร็กทัลแบบปรับปรุง



รูปที่ 2.8 ผลการจำลองและการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศร่องที่ใช้แพทช์แฟร็กทัล ที่ความถี่ 1.74 GHz 3.85 GHz และ 5.05 GHz ที่ระนาบ (ก) X-Z และ (ข) Y-Z

บทสรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศร่องที่ใช้แพทช์แฟร็กทัลแบบปรับปรุง โดยได้ทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมเพื่อทำให้สายอากาศสามารถครอบคลุมระบบสื่อสารไร้สายต่าง ๆ โดยจากผลการจำลองและผลการวัดของสายอากาศ พบว่าสายอากาศที่นำเสนอสามารถตอบสนองได้หลายย่านแถบความถี่ใช้งาน ซึ่งสามารถครอบคลุมย่านความถี่ในระบบ DSC 1800 (1.71-1.88 GHz) WiMAX (3.3-3.8 GHz) IMT หรือ 4G (3.4-4.2 GHz) WLAN (5.15-5.35 GHz) โดยแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางทุกย่านความถี่ใช้งาน

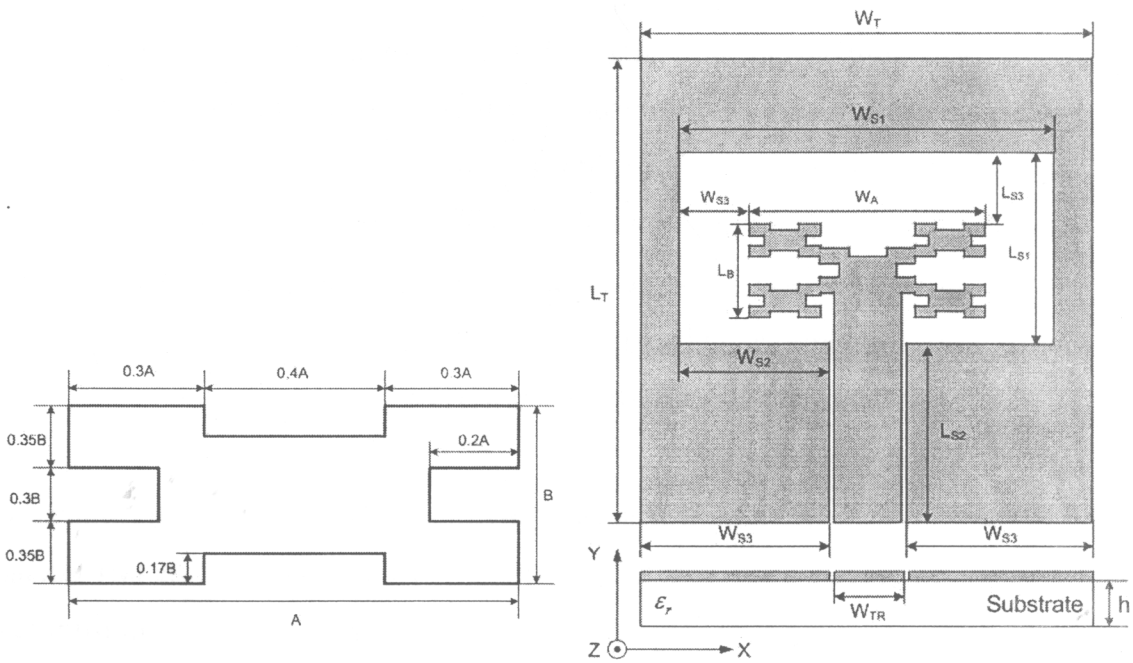
2.3 สายอากาศร่องที่ใช้สตับแฟร็กทัลและพาราสิต

ขั้นตอนการดำเนินงาน

2.3.1 ดำเนินการออกแบบสายอากาศแฟร็กทัลแบบใหม่ทำงานที่แถบความถี่กว้าง เพื่อใช้งานในระบบสื่อสารไร้สาย DSC 1800, WLAN (IEEE802.11 b/g), WiMAX และ IMT advance system (4G) ดังแสดงในรูปที่ 2.9 โดยเป็นสายอากาศแบบร่องและทำการออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ FR4 ไดอิเล็กตริกมีความหนา 0.8 mm มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก 4.2 มีค่า Loss Tangent = 0.019 สายอากาศร่องที่นำเสนอประกอบด้วยสตับรูปสี่เหลี่ยมพื้นผ้า ทำการป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมมีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์มที่ความถี่กลาง 4 GHz ต่อมาทำการออกแบบสายอากาศโดยใช้การทำ Iteration บนสตับเพื่อให้ได้รูปทรงแบบแฟร็กทัล ทำการ Iteration 2 ครั้ง ในการสร้างสตับในแต่ละ Iteration นั้นจะใช้ Element ตามอัตราส่วนในโมเดลตามรูปที่ 2.9 (ก) และสำหรับอัตราส่วนขนาดของ Element ตรงกลางกับ Element ด้านข้างในการทำ Iteration 2 นั้นมีค่า 1.35 เท่า ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดเนื่องจากเป็นอัตราส่วนที่ทำให้ Element ด้านข้างทั้งสี่สามารถเชื่อมต่อกับ Element ส่วนกลางได้พอดี สายอากาศร่องที่ทำการออกแบบมีขนาดดังนี้คือ W_T = 48 มม. L_T = 50 มม. W_{S1} = 39.84 มม. L_{S1} = 20.6 มม. W_{S2} = 15.84 มม. L_{S2} = 19.28 มม. W_{S3} = 7.42 มม. L_{S3} = 7.72 มม. W_A = 25 มม. L_B = 10 มม. และW_{TR} = 7.2 มม.

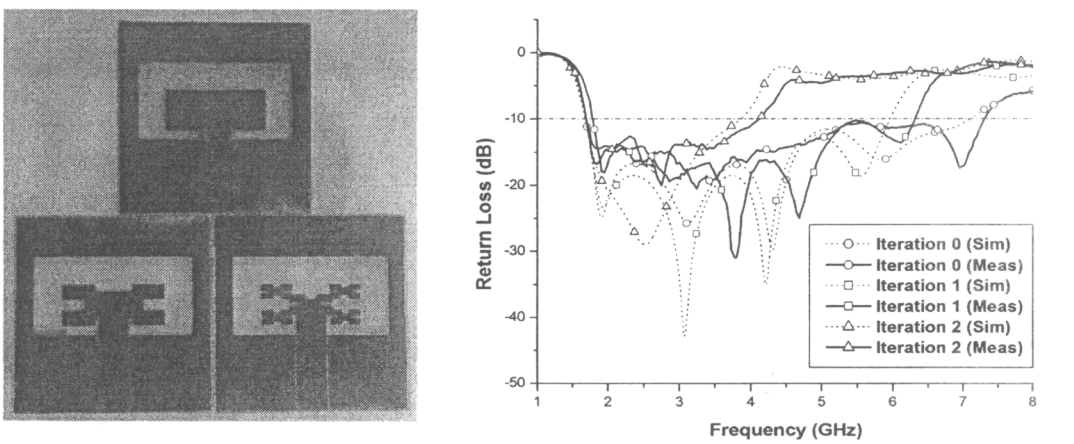
2.3.2 สร้างและทดสอบสายอากาศสายอากาศร่องที่ใช้สตับแฟร็กทัลแบบใหม่ เพื่อใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายแถบความถี่กว้าง ดังแสดงในรูปที่ 2.10 (ก) โดยค่าการสูญเสียย้อนกลับจากการจำลองและการวัดที่แต่ละ Iteration แสดงในรูปที่ 2.10 (ข) ส่วนผลการจำลองแบบรูปสายอากาศแสดงในรูปที่ 2.11 และ 2.12

2.3.3 ออกแบบสายอากาศร่องที่ใช้สตับแฟร็กทัล Iteration 1 ใหม่ และเพิ่มพาราสิต (Parasitic) เพื่อให้สามารถทำงานในแบบหลายแถบความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.13 โดยผลจากการจำลองการทำงานของค่าการสูญเสียย้อนกลับและแบบรูปของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 2.14 และ 2.15 ตามลำดับ



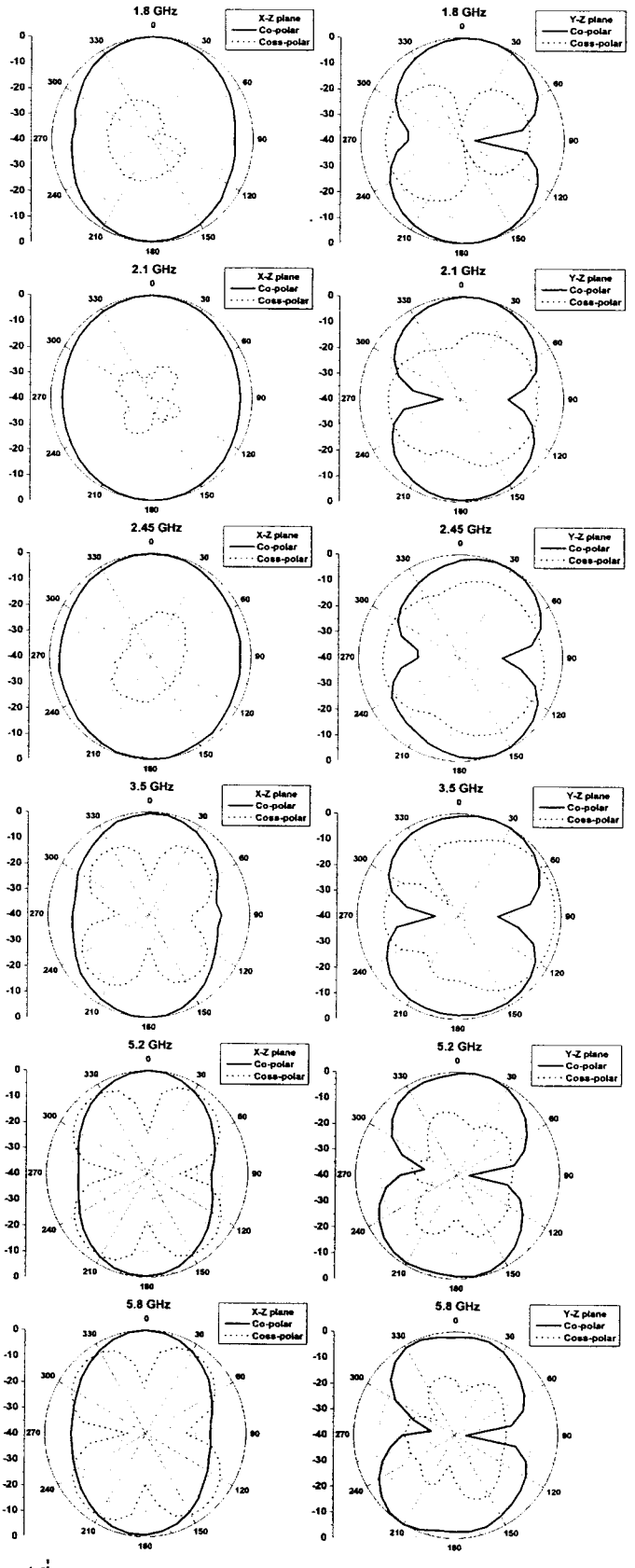
(ก) (ข)

รูปที่ 2.9 สายอากาศที่นำเสนอ (ก) ส่วนของสตับ Iteration 1 และ (ข) สายอากาศที่ใช้สตับแฟร็กทัล Iteration 2

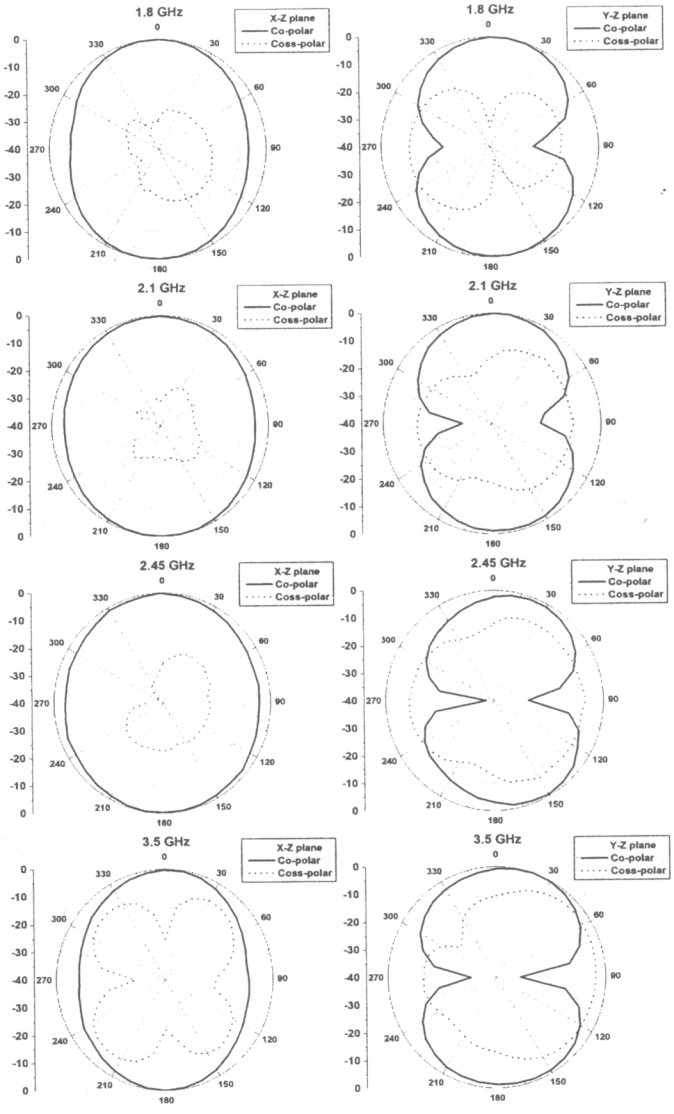


(ก) (ข)

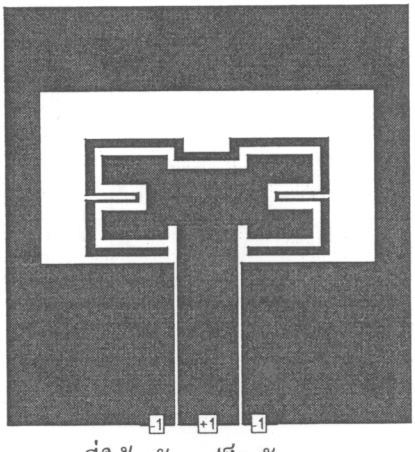
รูปที่ 2.10 (ก) ภาพสายอากาศร่องแถบความถี่กว้างที่ใช้สตับแฟร็กทัล และ (ข) ผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบกับผลการจำลอง



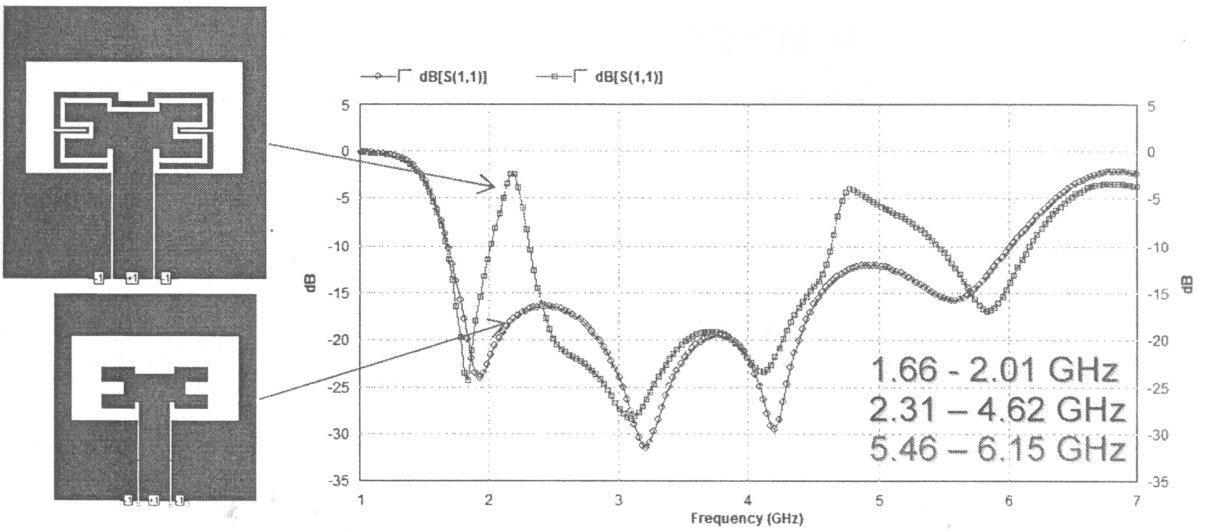
รูปที่ 2.11 ผลการจำลองแบบรูปของสายอากาศ Iteration 1



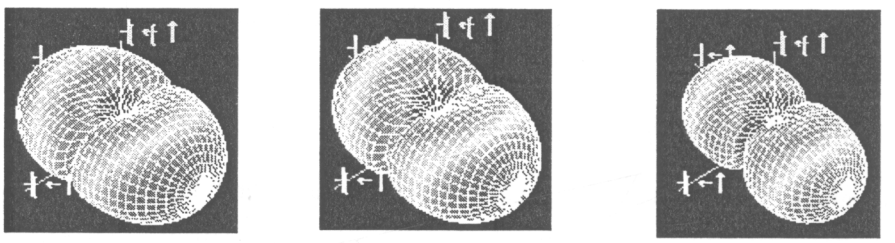
รูปที่ 2.12 ผลการจำลองแบบรูปของสายอากาศ Iteration 2



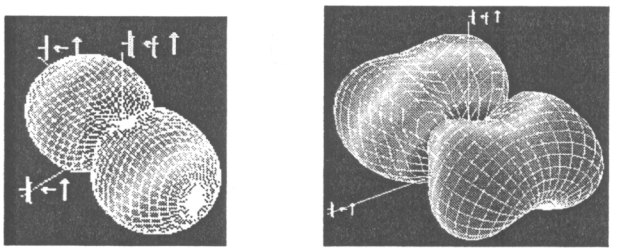
รูปที่ 2.13 สายอากาศที่ใช้สตับแฟร็กทัล Iteration 1 และ Parasitic



รูปที่ 2.14 ภาพสายอากาศร่องที่ใช้สตับแฟร็กทัล Iteration 1 และ Parasitic และผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ



1.8 GHz 2.45 GHz 3.5 GHz



3.8 GHz 5.8 GHz

รูปที่ 2.15 ผลการจำลองแบบรูปของสายอากาศร่องที่ใช้สตับแฟร็กทัล Iteration 1 และ parasitic

บทสรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศร่องที่ใช้สตับแฟร็กทัลที่ทำงานแบบแถบความถี่กว้าง โดยความกว้างของแถบความถี่จะขึ้นกับ Iteration ของการทำแฟร็กทัล จากนั้นทำการเพิ่มพาราสิตที่สตับเพื่อทำให้เกิดหลายแถบความถี่ โดยความถี่ใช้ครอบคลุมการใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายต่าง ๆ ได้แก่ DSC

1800 และ 3G (1.67-2.24 GHz) WiMAX (2.77-4.65 GHz) และระบบ WLAN (5.14-6.10 GHz) โดยแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นมีลักษณะเป็นการแผ่กระจายคลื่นสองทิศทางทุกย่านความถี่ใช้งาน

บทความที่ตีพิมพ์

1. C. Mahatthanajatuphat, S. Saleekaw, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "A Rhombic Patch Monopole Antenna with Modified Minkowski Fractal Geometry for UMTS, WLAN, and Mobile WiMAX Applications," Progress In Electromagnetics Research, PIER 89, 57-74, 2009.
2. C. Mahatthanajatuphat, S. Saleekaw, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "A Bidirectional Multiband Antenna with Modified Fractal Slot Fed by CPW," Progress In Electromagnetics Research, PIER 95, 59-72, 2009.
3. S. Chaimool, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "Wideband constant beamwidth coplanar waveguide-fed antennas using metallic strip loadings and a widened tuning stub with shaped reflectors," Int. Journal of RF and Microwave Computational Aided Engineering, 263-271, 2011.

บทความที่อยู่ระหว่างส่งเพื่อการพิจารณา

1. T. Hongnara, C. Mahatthanajatuphat, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "A Multiband Slot Antenna using Fractal Stub and its Parasitic Fed by CPW," submitted to Radioengineering Journal.

3.5 สายอากาศแบบสองโหมดสำหรับป้ายยูเอชเอฟอาร์เอฟไอดีแบบแพสซิฟ

ผศ.ดร. เด่นชัย วรเศวต และ ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

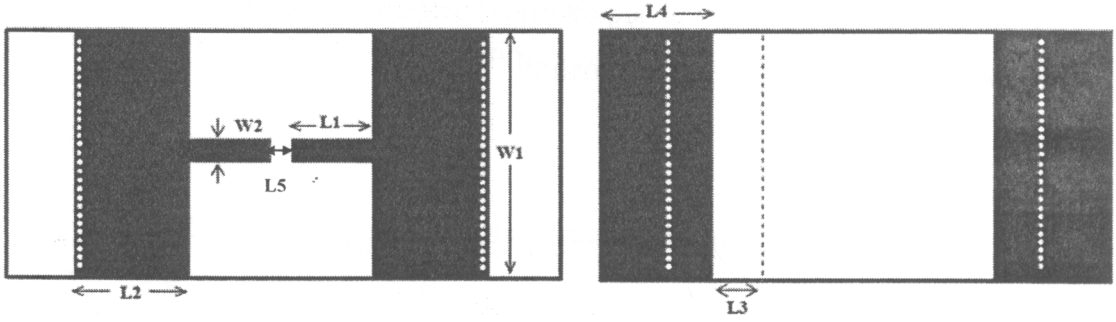
1. บทนำ

ในปัจจุบันการนำระบบอาร์เอฟไอดีมาประยุกต์ใช้งานหลากหลายด้าน เช่น ระบบคลังสินค้า ระบบการขนส่ง เป็นต้น ล้วนแล้วแต่ประกอบด้วยวัสดุที่เป็นโลหะและอโลหะ ป้ายยูเอชเอฟอาร์เอฟไอดีที่จำหน่ายทั่วไปถูกออกแบบเพื่อใช้ในสภาพแวดล้อมที่เป็นอโลหะหรือโลหะอย่างใดอย่างหนึ่ง โดยมีงานวิจัยที่กล่าวถึงสภาพแวดล้อมอันมีผลต่อการทำงานของป้ายยูเอชเอฟอาร์เอฟไอดีแบบแพสทิฟ [1], [2] ป้ายอาร์เอฟไอดีที่นิยมใช้กันทั่วไปคือป้ายที่ใช้สายอากาศไดโพลที่ออกแบบมาเพื่อใช้กับสภาพแวดล้อมที่เป็นอโลหะ [3] โดยมีการกระจายคลื่นแบบรอบตัวในระนาบเดี่ยว ซึ่งการนำป้ายที่เป็นสายอากาศไดโพล ติดบนผิวโลหะนั้น มีผลทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเปลี่ยนไป จนทำให้สายอากาศมิสแมตซ์ และทำให้ป้ายไม่สามารถรับพลังงานที่ส่งมาจากเครื่องอ่านได้อย่างเต็มที่ มีงานวิจัยที่ใช้สายอากาศลักษณะคล้ายสายอากาศแบบไมโครสตริป [4], [5] สำหรับป้ายที่ใช้บนผิวโลหะ โดยการให้ผิวของโลหะทำหน้าที่เป็นระนาบกราวด์ให้กับสายอากาศ โดยจะมีการกระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว

งานวิจัยนี้จึงเสนอการออกแบบสายอากาศสำหรับป้ายยูเอชเอฟอาร์เอฟไอดีแบบแพสทิฟที่ทำงานได้ 2 โหมดคือโหมดไดโพล และโหมดไมโครสตริป สายอากาศจะมีคุณสมบัติแบบสายอากาศไดโพลโดยมีการกระจายคลื่นแบบรอบตัวในระนาบเดี่ยวเมื่อนำไปติดบนผิวอโลหะ ซึ่งเครื่องอ่านสามารถอ่านป้ายจากทั้งด้านหน้าและหลังของป้าย และสายอากาศจะมีคุณสมบัติแบบสายอากาศไมโครสตริปโดยจะมีการกระจายคลื่นแบบทิศทางเดียวเมื่อนำป้ายไปติดบนผิวโลหะ ทำให้เครื่องอ่านสามารถอ่านป้ายจากด้านหน้าของป้ายเท่านั้น โครงสร้างของสายอากาศที่เสนอนี้สามารถปรับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศให้มีค่าแมตซ์กับค่าอิมพีแดนซ์ของชิปที่ความถี่ใช้งานได้พร้อมกันทั้งสองโหมดโดยง่าย งานวิจัยนี้ใช้ความถี่ 922.5 MHz ซึ่งเป็นความถี่กลางของย่านความถี่ที่อนุญาตให้ใช้ในประเทศไทยเป็นตัวอย่างในการออกแบบ

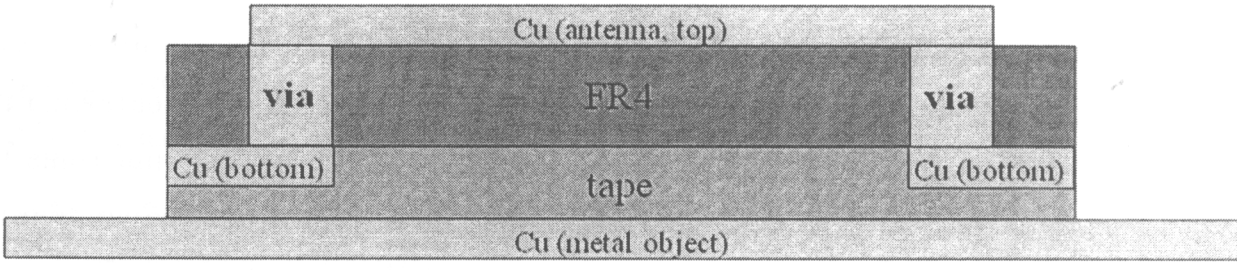
2. โครงสร้างของสายอากาศ

สายอากาศสำหรับป้ายที่งานวิจัยนี้เสนอทำจากแผ่นฐาน FR4 มีความหนา 1.52mm เมื่อใช้ป้ายสำหรับวัสดุอโลหะจะสมมุติให้ทั้งบริเวณด้านบนและด้านล่างของป้ายเป็นอากาศ ซึ่งสายอากาศจะทำงานในโหมดไดโพล เมื่อใช้ป้ายสำหรับวัสดุโลหะจะสมมุติให้ทั้งบริเวณด้านบนของป้ายเป็นอากาศ และบริเวณด้านล่างยึดกับวัสดุโลหะด้วยเทปพีวีซีที่มีความหนา 250μm ซึ่งสายอากาศจะทำงานในโหมดไมโครสตริป รูปที่ 1 (ก) แสดงลายวงจรด้านบน และรูปที่ 1 (ข) แสดงลายวงจรด้านล่างซึ่งเป็นด้านที่ใช้ติดกับวัสดุโลหะด้วยเทปพีวีซี รูปที่ 2 แสดงการยึดป้ายกับวัสดุโลหะด้วยเทปพีวีซี



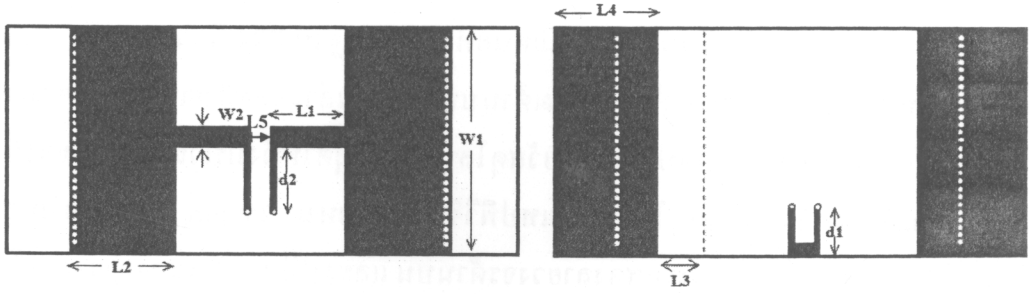
(ก) สายอากาศด้านบน (ข) สายอากาศด้านล่าง

รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศที่เสนอ



รูปที่ 2 แสดงการยึดป้ายกับวัสดุโลหะด้วยเทปพีวีซี

การแมตซ์ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศกับค่าอิมพีแดนซ์ของชิปนั้นจะทำโดยการต่อสตับความยาว d1 และ d2 ตามรูปที่ 3 การแมตซ์ด้วยสตับนั้นสามารถปรับค่าซัสเซปแตนซ์ของสายอากาศได้เท่านั้นและไม่สามารถปรับค่าความนำของสาอากาศดังนั้นจึงต้องปรับค่าความนำของสายอากาศให้แมตซ์ก่อนแล้วจึงปรับค่าซัสเซปแตนซ์ให้แมตซ์ด้วยสตับ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งที่ใช้ทำสตับเมื่อสายอากาศจะทำงานในโหมดไดโพลมีค่าต่างจากค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งที่ใช้ทำสตับเมื่อสายอากาศจะทำงานในโหมดไมโครสตริปและมีสายส่งอยู่สองชุดคือสายส่งยาว d1 และ d2 ทำให้สามารถปรับค่าซัสเซปแตนซ์ในแต่ละโหมดได้อย่างอิสระจากกัน



(ก) สายอากาศด้านบน (ข) สายอากาศด้านล่าง

รูปที่ 3 สายอากาศที่ต่อสตับแล้ว

3. การศึกษาขนาดสายอากาศที่มีผลต่ออิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

การศึกษาผลของพารามิเตอร์ L1 และ L2 ต่อการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ดังรูปที่ 1 และมีขนาดเริ่มต้นดังตารางที่ 1 ในการปรับขนาดของพารามิเตอร์หนึ่ง ขนาดของพารามิเตอร์อื่นๆกำหนดให้มีขนาดเท่ากับขนาดเริ่มต้น โดยที่ L1 คือความยาวของสายป้อนสัญญาณ จะทำให้ความยาวรวมของสายอากาศเปลี่ยนแปลง และ L2 คือความยาวของแผ่นตัวนำด้านบน ทำให้ตำแหน่งของรูเชื่อมต่อเปลี่ยนแปลง แต่ความยาวรวมของสายอากาศไม่เปลี่ยนแปลง

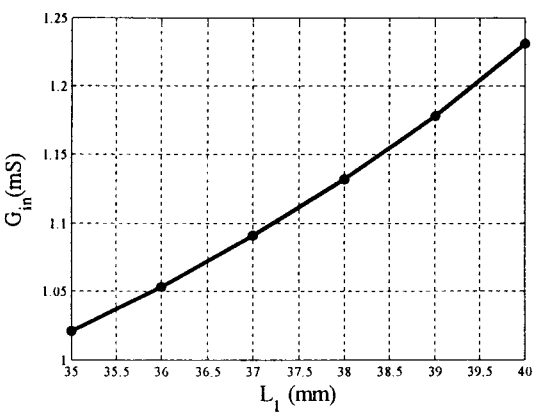
ตารางที่ 1 ขนาดของสายอากาศที่จำลองเพื่อศึกษาการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์

พารามิเตอร์	W1	W2	L1	L2	L3	L4	L5
ขนาด(mm)	63	3	36	38.4	16	35	4

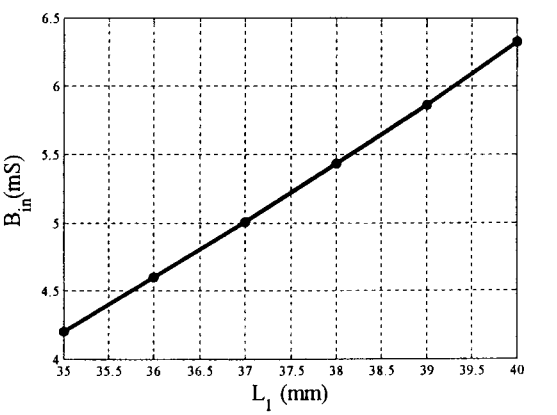
โดยทำการจำลองโปรแกรมทางสนามไฟฟ้าแล้วพิจารณาจากค่าแอตมิทแตนซ์ (Y_{in}) ดังสมการ (1) ของสายอากาศ ที่ความถี่ 922.5 MHz

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = G_{in} + jB_{in} \tag{1}$$

จากรูปที่ 4 และ 5 พบว่าพารามิเตอร์ L1 และ L2 มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแอตมิทแตนซ์ของสายอากาศในโหมดไมโครสตริปอย่างมากแต่จากรูปที่ 6 และ 7 พบว่าพารามิเตอร์ L1 มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแอตมิทแตนซ์ของสายอากาศในโหมดไดโพลอย่างมาก แต่พารามิเตอร์ L2 เกือบจะไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแอตมิทแตนซ์ของสายอากาศในโหมดไดโพลเลย ดังนั้นจึงใช้พารามิเตอร์ L1 ในการปรับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศในโหมดไดโพลก่อน แล้วจึงใช้พารามิเตอร์ L2 ในการปรับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศในโหมดไมโครสตริป

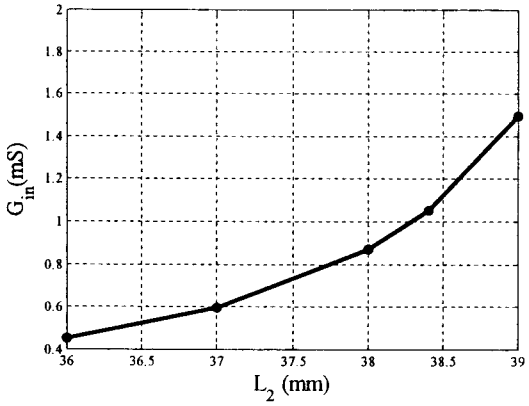


(ก) ส่วนจริงของค่าแอตมิทแตนซ์

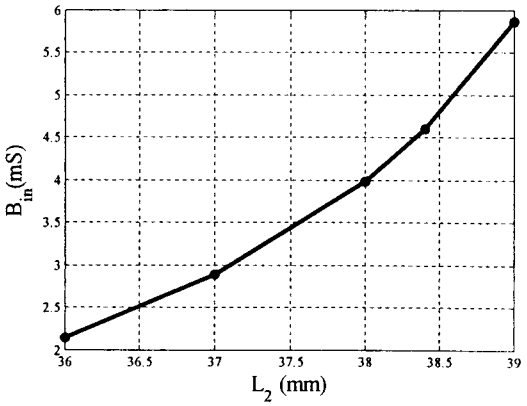


(ข) ส่วนจินตภาพของค่าแอตมิทแตนซ์

รูปที่ 4 ผลของ L1 ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแอตมิทแตนซ์ของสายอากาศในโหมดไมโครสตริป

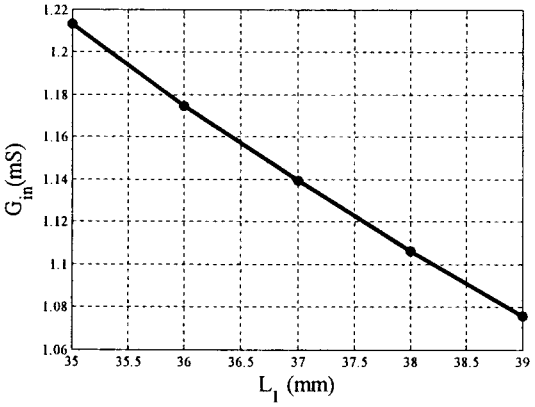


(ก) ส่วนจริงของค่าแอดมิทแตนซ์

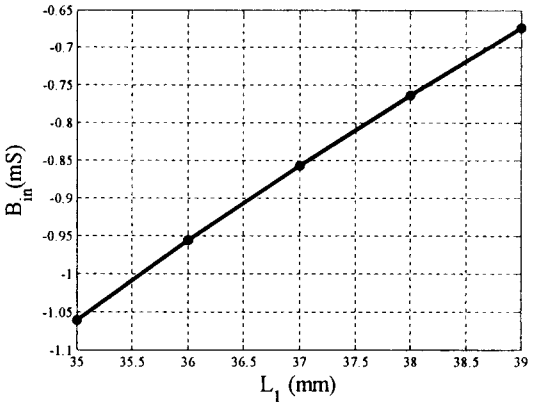


(ข) ส่วนจินตภาพของค่าแอดมิทแตนซ์

รูปที่ 5 ผลของ L2 ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแอดมิทแตนซ์ของสายอากาศในโหมดไมโครสตริป

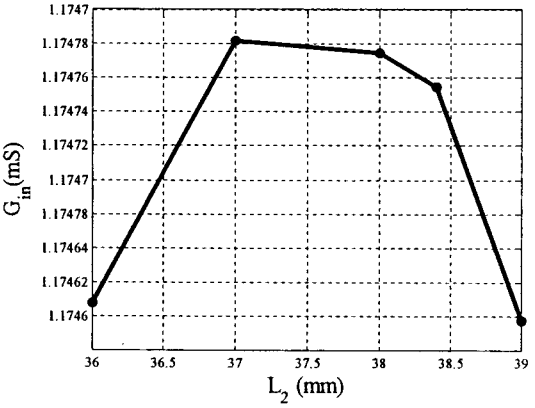


(ก) ส่วนจริงของค่าแอดมิทแตนซ์

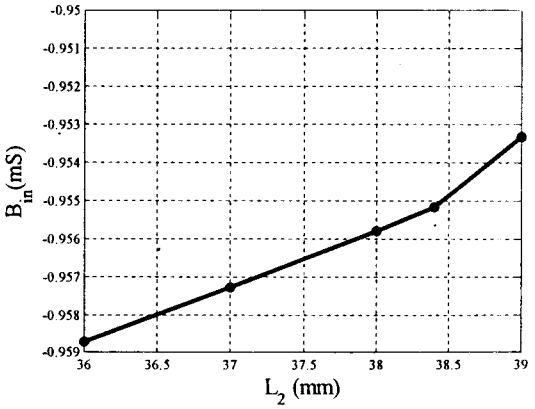


(ข) ส่วนจินตภาพของค่าแอดมิทแตนซ์

รูปที่ 6 ผลของ L1 ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแอดมิทแตนซ์ของสายอากาศในโหมดไดโพล



(ก) ส่วนจริงของค่าแอดมิทแตนซ์

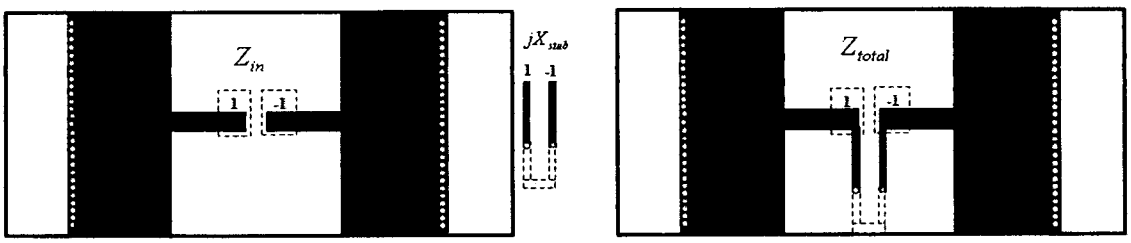


(ข) ส่วนจินตภาพของค่าแอดมิทแตนซ์

รูปที่ 7 ผลของ L2 ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแอดมิทแตนซ์ของสายอากาศในโหมดไดโพล

4. การออกแบบสายอากาศและแมตซ์อิมพีแดนซ์

แมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศกับอิมพีแดนซ์ของชิปโดยการต่อสตับดังรูปที่ 3การวิเคราะห์จะแยกเป็นการหาค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ไม่มีสตับแยกกับสตับ ดังรูปที่ 8



(ก) สายอากาศที่ยังไม่ต่อสตับและสตับ (ข) ต่อสตับ

รูปที่ 8 การวิเคราะห์สายอากาศ

ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของชิปเป็นจำนวนเชิงซ้อน ซึ่งค่าความต้านทานหรือส่วนจริงจะมีค่าน้อยกว่าค่ารีแอกแตนซ์มาก เพื่อให้เกิดการส่งผ่านพลังงานสูงสุดออกจากสายอากาศค่าอิมพิแดนซ์รวม Z_{total} ของสายอากาศที่มีลักษณะดังรูปที่ 8 ตของอิมพิแดนซ์ด้านเข้าของชิปจะต้องมีค่าเท่ากับค่าคอนจูเก (ข) Z_{chip} หรือ $Z_{total} = Z^{*}_{chip}$ หรือ $Y_{total} = Y^{*}_{chip}$ ที่ความถี่ 922. 5MHz โดย Y คือค่าแอตมิทแตนซ์ ดังนั้นต้องเลือกแอตมิทแตนซ์ของสายอากาศที่ยังไม่ต่อสตับคือสายอากาศที่มีลักษณะดังรูปที่ 8เท่ากับให้มีส่วนจริง (ก) หรือใกล้เคียงกับ ส่วนจริงของค่าแอตมิทแตนซ์ของชิป แล้วจึงทำการต่อสตับเพื่อปรับส่วนจินตภาพ จนทำให้ $Y_{total} = Y^{*}_{chip}$ โดยมีขั้นตอนการออกแบบสายอากาศในโหมดไดโพลและไมโครสตริปดังนี้

1. ค่าอิมพีแดนซ์รวมของสายอากาศ (Z_{total}) มีค่าเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ (Z_{in}) ขนานวงจรกับค่ารีแอกแตนซ์ของสตับ (jX_{stub}) ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$Z_{total} = \frac{Z_{in} \times jX_{stub}}{Z_{in} + jX_{stub}} \tag{2}$$

Z_{total} ของสายอากาศเมื่อทำงานในแบบไดโพลต้องมีค่าเท่ากับ Z_{total} ของสายอากาศเมื่อทำงานแบบไมโครสตริปแต่ Z_{in} ของสายอากาศไดไพลไม่เท่ากับไมโครสตริป $\left(Z_{in}^{dipole} \neq Z_{in}^{microstrip}\right)$ และ jX_{stub} ของสายอากาศไดโพลไม่เท่ากับไมโครสตริป $\left(jX_{stub}^{dipole} \neq jX_{stub}^{microstrip}\right)$

2. ค่าอิมพีแดนซ์รวมของสายอากาศสามาถเขียนในรูปของค่าแอตมิทแตนซ์ได้ดังนี้

$$Y_{total} = \frac{1}{Z_{in}} + \frac{1}{jX_{stub}} = G_{in} + jB_{in} + jB_{stub} = \frac{1}{Z_{total}} = G_{total} + jB_{total} \tag{3}$$

กำหนดให้ค่าแอตมิทแตนซ์รวมของสายอากาศเท่ากับค่าคอนจูเกตของแอตมิทแตนซ์ของชิปดังสมการด้านล่าง โดยงานวิจัยนี้เลือกใช้ชิปอาร์เอฟไอดีของ NXP [6] ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 25–j150 โอห์มที่ความถี่ 922.5 MHz หรือค่าแอตมิทแตนซ์คือ 1.08+j6.49 mS

$$Y_{total} = Y^{*}_{chip} = \frac{1}{25 + j150} = 0.001081 - j0.00649 \tag{4}$$

3. แมตซ์ส่วนจริงของค่าแอตมิทแตนซ์ของสายอากาศไดโพล (Y_{in}^{dipole}) หรือค่า G_{in}^{dipole} ให้เท่ากับ 0.001081 ด้วยการปรับระยะ L_1 เนื่องจากการปรับ L_1 ทำให้ส่วนจริงของค่าแอตมิทแตนซ์ของสายอากาศไดโพลเปลี่ยนแปลง ส่วนจริงของ Y_{in}^{dipole} จะต้องเท่ากับส่วนจริงของ $Y_{in}^{microstrip}$ เนื่องจากสตับใช้ปรับเฉพาะส่วนจินตภาพของ Y_{in}

4. แมตซ์ส่วนจินตภาพของค่าแอตมิทแตนซ์ของสายอากาศไดโพลโดยการต่อสตับค่า jB_{stub}^{dipole} ของ สตับที่ต้องการ หาได้จาก

$$jB_{stub}^{dipole} = \mathrm{Im}\left(Y_{total} - Y_{in}^{dipole}\right) \tag{5}$$

โดยที่ Im( ) หมายถึงส่วนจินตภาพ และแอตมิทแตนซ์ด้านเข้าของสตับปิดวงจรสามารถหาได้จาก

$$jB_{stub}^{dipole} = \frac{-j\cot(\beta d)}{Z_0} \tag{6}$$

ความยาวของสตับปิดวงจร(d) สามารถหาได้จากสมการ

$$d = \frac{1}{\beta}\tan^{-1}\left(-\frac{1}{Z_0 B_{stub}^{dipole}}\right) \tag{7}$$

โดยที่ Z_0 คืออิมพีแดนซ์ของสายส่งสตับ, β คือค่าคงที่การแพร่กระจาย (propagation constant) ของสตับ ค่า Z_0 และ β สามารถหาได้จากการจำลอง สตับจะอยู่ด้านบนหรือด้านล่างของค่า Z_0 และ β เหมือนกันเนื่องจากทั้งสองด้านเปิดโล่ง

5. แมตซ์ส่วนจริงของค่าแอตมิทแตนซ์ของของสายอากาศไมโครสตริป ($Y_{in}^{microstrip}$) หรือค่า $G_{in}^{microstrip}$ ให้เท่ากับ 0.001081 ด้วยการปรับระยะ L_2 การปรับระยะ L_2 จะทำให้ความยาวรวมของสายอากาศเท่าเดิม ซึ่งสายอากาศในโหมดไดโพลยังคงมีอิมพีแดนซ์ใกล้เคียงเดิม

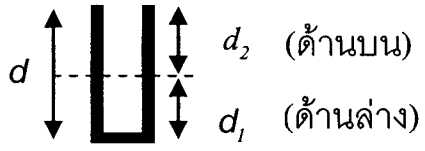
6. แมตซ์ส่วนจินตภาพของค่าแอตมิทแตนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปโดยการต่อสตับ ค่า $jB_{stub}^{microstrip}$ ของสตับ หาได้จากสมการ

$$jB_{stub}^{microstrip} = \mathrm{Im}\left(Y_{total} - Y_{in}^{microstrip}\right) \tag{8}$$

โดยที่ $\mathrm{Im}(\ )$ หมายถึงส่วนจินตภาพ

7. หาความยาวของสตับ โดยมีข้อกำจัดว่าสตับมีความยาวรวม (d) เท่ากับสตับของสายอากาศในโหมดไดโพลที่ทำการแมตซ์แล้วเพื่อไม่ทำให้ค่า jB_{stub}^{dipole} เปลี่ยนแปลง ดังนั้นจึงแบ่ง สตับเป็นสองส่วนคือส่วนที่อยู่ด้านบนยาวเท่ากับ d_2 และส่วนที่อยู่ด้านล่างยาวเท่ากับ d_1 และ $d_1 + d_2 = d$ แสดงดังรูปที่ 9 และค่า $jB_{stub}^{microstrip}$ สามารถหาได้จากสมการ

$$jB_{stub}^{microstrip} = \frac{-j}{Z_{02}} \times \frac{Z_{02} - Z_{01}\tan(\beta_1 d_1)\tan(\beta_2 d_2)}{Z_{01}\tan(\beta_1 d_1) + Z_{02}\tan(\beta_2 d_2)} \tag{9}$$



รูปที่ 9 สายสตับของสายอากาศ

โดยที่ Z_{01} คืออิมพีแดนซ์ของสายส่งสตับด้านล่าง, β_1 คือค่าคงที่การแพร่กระจายของ สตับด้านล่าง, Z_{02} คืออิมพีแดนซ์ของสายส่งสตับด้านบน และ β_2 คือค่าคงที่การแพร่กระจายของ สตับด้านบน Z_{01} และ β_1 สามารถหาได้จากการจำลองโดยให้สตับอยู่ด้านล่าง ส่วน Z_{02} และ β_2 สามารถหาได้จากการจำลองโดยให้สตับอยู่ด้านบน ค่า d_1 และ d_2 เป็นตัวแปรที่ต้องการหาโดยมีข้อจำกัดคือ $d_1 + d_2 = d$ ดังนั้น d_1 และ d_2 หาได้จากวิธีการสุ่มค่า ในการแมตซ์ส่วนจริงของสายอากาศควรเลือกช่วงที่ $B_{total} < B_{in}$ ดังนั้ง $B_{stub} < 0$ ซึ่งจะทำความยาว d สั้นกว่าความยาวคลื่นส่วนสี่

สายอากาศในโหมดไดโพลสามารถแมตซ์ได้โดยเลือกค่า G_{in} จากการปรับความยาว L_1 ที่ได้มาจากโปรแกรมจำลองทางสนามไฟฟ้า จากรูปที่ 6 แสดงให้เห็นว่าที่ L_1 เท่ากับ 36 mm มี $G_{in}^{dipole} = 0.001175$ และ $B_{in}^{dipole} = -0.00095$ ซึ่งมากกว่า $B_{total} = -0.00649$ ดังนั้น $B_{stub}^{dipole} = -0.00554$ จากการจำลองโดยให้สตับกว้าง 1 mm ได้ $\beta = 34.6\, rad/m$ ค่า $Z_0 = 191\Omega$ ซึ่งจากสมการที่ 7 จะได้ความยาวสตับ $d = 22$mm

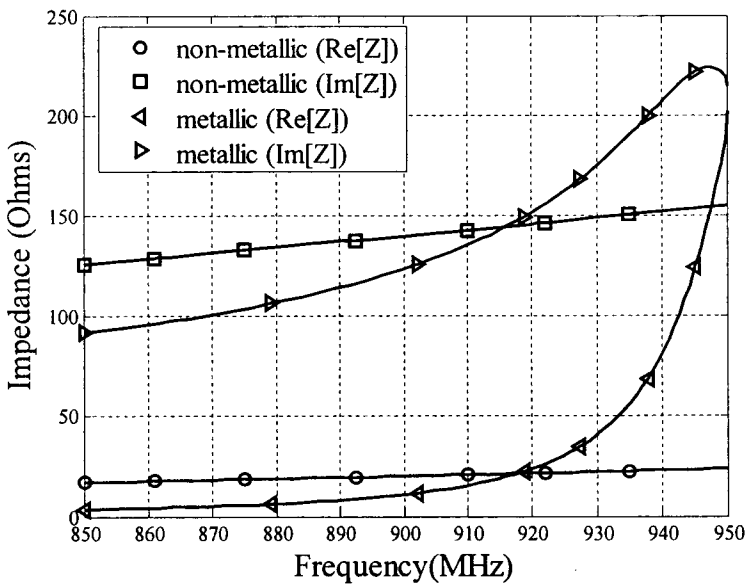
แมตซ์ค่าส่วนจริงของสายอากาศในโหมดไมโครสตริปโดยเลือกค่า G_{in} จากการปรับความยาว L_2 ที่ได้มาจากโปรแกรมจำลองทางสนามไฟฟ้าโดยมี L_1 เท่ากับ 36 mm จากรูปที่ 5 แสดงให้เห็นว่าที่ L_2

เท่ากับ 38.4 mm มี $G_{in}^{microstrip} = 0.00105$ และ $B_{in}^{microstrip} = 0.0046$ ซึ่งมากกว่า $B_{total} = -0.00649$ ดังนั้น $B_{stub}^{microstrip} = -0.0111$ จากการจำลองโดยให้สตับกว้าง 1 mm ได้ $\beta_1 = 45.3 rad/m$, $Z_{01} = 22.5\Omega$, $\beta_2 = 38.4 rad/m$ และ $Z_{02} = 142\Omega$ ซึ่งจากสมการที่ 9 จะได้ความยาวสตับ d_1 เท่ากับ 9.1 mm และd_2 เท่ากับ 12.9 mm

เมื่อนำสายอากาศทำการแมตซ์แล้ว ไปทำการจำลองทางสนามไฟฟ้าในโหมดไดโพลและไมโครสตริป พบว่าสายอากาศมีอิมพีแดนซ์ที่แมตซ์กับอิมพีแดนซ์ของชิปที่ความถี่ 922.5 MHz ทั้งใน 2 กรณี ซึ่งมีขนาดดังตารางที่ *2*

ตารางที่ 2 ขนาดของสายอากาศ

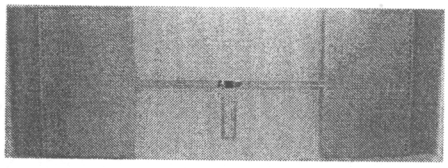
พารามิเตอร์	W_1	W_2	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	d_1	d_2
ขนาด(mm)	63	3	36	38.4	16	35	4	9.1	12.9



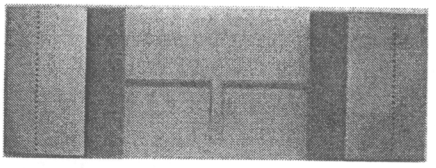
รูปที่ 10 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศในโหมดไดโพล(ผิวอโลหะ)และไมโครสตริป(ผิวโลหะ)

จากรูปที่ 10 พิจารณาที่ความถี่ 922.5 MHz สายอากาศมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ $21.70 + j146.60\Omega$ เมื่อจำลองให้มีโหมดเป็นสายอากาศไดโพล และมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ $26.77 + j156.79\Omega$ เมื่อจำลองให้มีโหมดเป็นสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งสายอากาศทั้งสองกรณีมีอิมพีแดนซ์ใกล้เคียงกับค่าคอนจูเกตของชิป

รูปที่ 11 แสดงสายอากาศที่สร้างบนแผ่นฐาน FR4 ที่มีค่าความหนาเท่ากับ 1.52 mm มีค่าคงที่ความเป็นฉนวนเท่ากับ 4.4 และมีค่า loss tangent เท่ากับ 0.02 ผลจากการจำลองและการวัดในรูปที่ 12 แสดงให้เห็นว่า สายอากาศมีระยะอ่านที่ดีทั้งสองโหมด

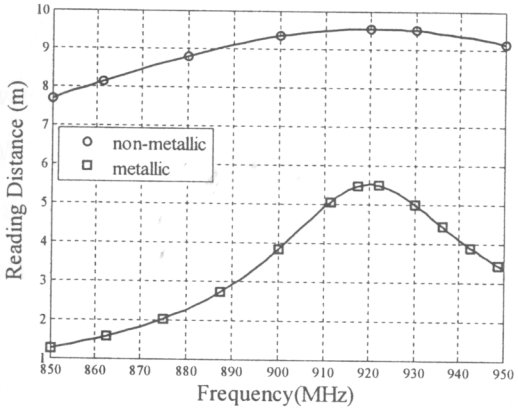


(ก) ด้านบน

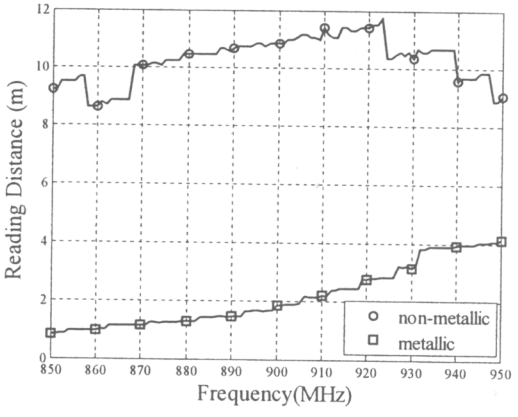


(ข) ด้านล่าง

รูปที่ 11 แผ่นวงจร PCB ของสายอากาศต้นแบบของสายอากาศ B



(ก) กราฟระยะอ่านจากการคำนวณ



(ข) กราฟระยะอ่านจากการวัด

รูปที่ 12 กราฟระยะอ่านของสายอากาศ

5 สรุปผลการวิจัยและแนวทางพัฒนา

งานวิจัยนี้ได้เสนอโครงสร้างอากาศแบบสองโหมดสำหรับป้ายยูเอชเอฟอาร์เอฟไอดีแบบแพสซิฟ ซึ่งได้นำเสนอวิธีการออกแบบและแมตช์สายอากาศกับชิป สายอากาศตัวอย่างได้ถูกสร้างและวัดระยะอ่าน สายอากาศมีระยะอ่านที่ดีทั้งสองโหมด ในงานวิจัยนี้ใช้แผ่นฐาน FR4 ในการสร้างสายอากาศ ซึ่งมีค่า loss tangent สูงทำให้สายอากาศมีความสูญเสียสูงเมื่อทำงานในโหมดไมโครสตริป เพื่อให้ประสิทธิภาพของสายอากาศดีขึ้นควรเลือกใช้แผ่นฐานที่มีค่า loss tangent ต่ำ

เอกสารอ้างอิง

[1] L. Sydanheimo, L. Ukkonen, and M. Kivikoski, "Effects of size and shape of metallic objects on performance of passive radio frequency identification", *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, vol. 30, no. 9–10, pp. 897–905, 2006.

[2] J. D. Griffin, G. D. Durgin, A. Haldi, and B. Kippelen, "RF tag antenna performance on various materials using radio link budgets," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 5, no. 1, pp. 247–250, 2006.

[3] K. V. S. Rao, P. V. Nikitin, and S. F. Lam, "Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 12, pp. 3870–3876, Dec. 2005.

[4] H. Kwon and B. Lee, "Compact slotted planar inverted-F RFID tag mountable on metallic objects," *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 24, pp. 1308–1310, Nov. 2005.

[5] H. W. Son, G. Y. Choi, and C. S. Pyo, "Design of wideband RFID tag antenna for metallic surfaces," *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 5, pp. 263–265, Mar. 2006.

[6] NXP Semiconductors, Ultra high frequency smart label ICs, http://www.nxp.com/acrobat_download/literature/9397/75016225.pdf, (online access 26 Jan. 2009).

[7] P.V. Nikitin, K. V. S. Rao, and R. Martinez, "Sensitivity and Impedance Measurements of UHF RFID chips", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*,vol. 57, no. 5, May 2009.

บทที่ 4
การแพร่กระจายคลื่นและโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย

4.1 การแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสวนทุเรียน (Propagation in a Durian Orchard)

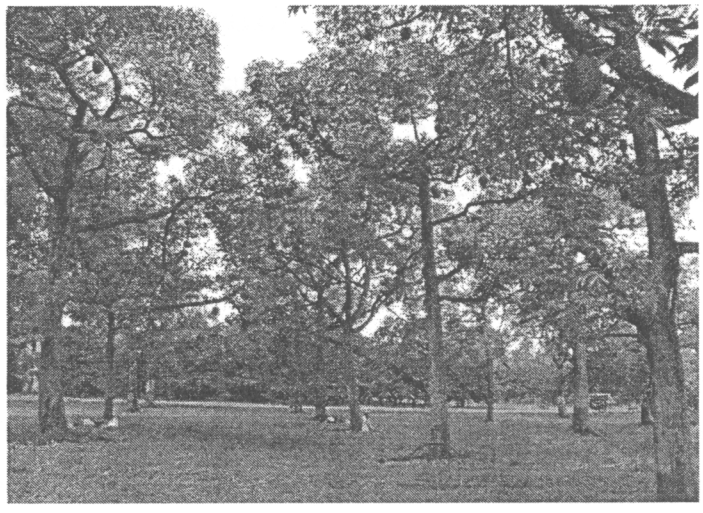
ผศ.ดร. ฐิติพงษ์ เลิศวิริยะประภา นายกิตติศักดิ์ แพบัว รศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ และ ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

1. วัตถุประสงค์

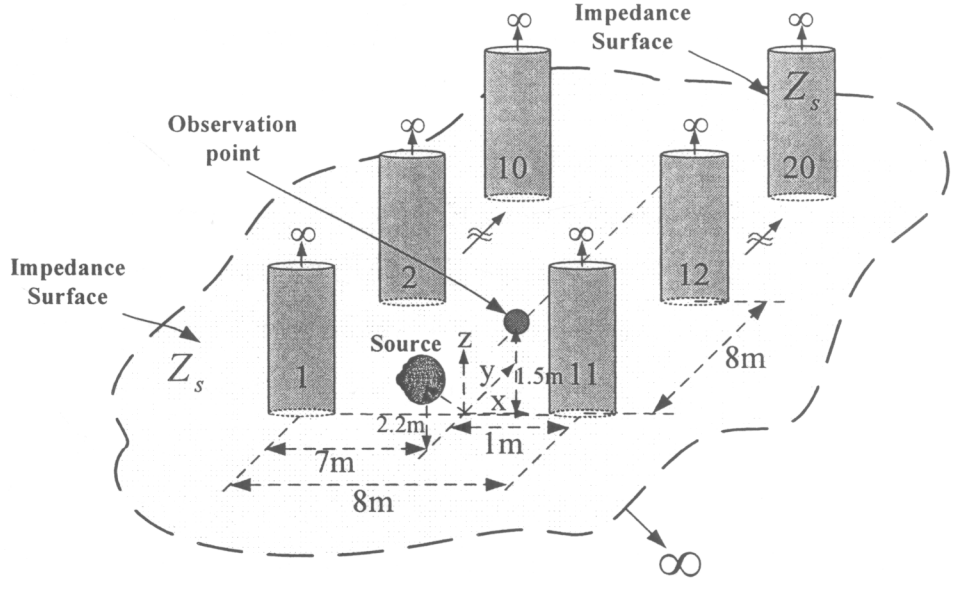
วัตถุประสงค์ของโครงการนี้เพื่อศึกษาการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสภาพแวดล้อมที่มีลักษณะเป็นป่าไม้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในสวนผลไม้ โดยทำการศึกษาการแพร่กระจายคลื่นด้วยการทำนายจากสมการแม่นตรงโดยใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนทางเรขาคณิตแบบสม่ำเสมอ (Uniform Geometrical Theory of Diffraction; UTD) เพื่อทำนายค่าการสูญเสียกำลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามระยะทางในช่องทางการแพร่กระจายคลื่นในระบบโครงข่ายตรวจจับแบบไร้สาย

2. ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบัน ระบบโครงข่ายตรวจจับแบบไร้สาย (Wireless Sensor Network: WSN) ได้รับความสนใจในการใช้งานเพิ่มมากขึ้นเป็นอย่างมาก เนื่องจากระบบ WSN มีข้อดีหลายประการเช่น ความสะดวกในการติดตั้งเครือข่าย (วางตัวตรวจจับที่ตำแหน่งที่ต้องการโดยไม่ต้องเชื่อมต่อสายนำสัญญาณ) ตัวอุปกรณ์ได้ถูกพัฒนาให้มีขนาดที่เล็กลง ราคาถูกลง จุดประสงค์ของการประยุกต์ใช้งานระบบโครงข่ายตรวจจับแบบไร้สายเพื่อตรวจจับตัวแปรที่ต้องการทราบค่า ตัวอย่างเช่น รถยนต์ในระบบการจัดการการจอดรถ สภาพจราจรในระบบการขนส่งอัจฉริยะ และอีกมากมาย การประยุกต์ใช้งานที่น่าสนใจอีกอย่างหนึ่งของระบบ WSN คือ การตรวจสอบความอ่อนแก่ของผลทุเรียนในสวนดังแสดงสภาพแวดล้อมจริงในรูปที่ 1 (ก) ซึ่งตัวตรวจจับจะถูกติดตั้งบนผลทุเรียน เพื่อตรวจจับความเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะทางไฟฟ้าของผลทุเรียน จากนั้นจะส่งข้อมูลที่ตรวจจับได้ให้กับระบบประมวลผลกลางผ่านสัญญาณคลื่นวิทยุในโครงข่ายตรวจจับแบบไร้สายเพื่อทำนายช่วงเวลาการเก็บเกี่ยวที่เหมาะสมให้กับเกษตรกร ดังนั้นคุณลักษณะของช่องสัญญาณคลื่นวิทยุในสภาพแวดล้อมของสวนทุเรียนจึงมีความสำคัญมากต่อคุณภาพการสื่อสารของระบบ WSN และเป็นตัวแปรหลักในการกำหนดจุดติดตั้งตัวตรวจจับในระบบ WSN อีกด้วย โดยทั่วไปแล้วคุณลักษณะของช่องสัญญาณคลื่นวิทยุจะขึ้นกับสภาพแวดล้อม ซึ่งจะเป็นตัวกำเนิดสัญญาณรบกวนและทำให้เกิดการลดทอนของสัญญาณที่เปลี่ยนไปตามระยะทาง (Path loss) และเป็นแปลงตามเวลา (Signal time variation) ส่งผลต่อคุณภาพการสื่อสารได้ ดังนั้นการทราบถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณคลื่นวิทยุในแต่ละสภาพแวดล้อมที่ทำการสื่อสารจึงมีความสำคัญเป็นอย่างมากสำหรับการออกแบบระบบโครงข่ายตรวจจับแบบไร้สาย



(ก)



(ข)

รูปที่ 1 การจำลองสวนทุเรียนและการทดสอบ: (ก) สภาพแวดล้อมจริง (ข)

ในการศึกษาการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสวนทุเรียนได้ทำการวิเคราะห์ถึงค่าการสูญเสียกำลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามระยะทาง (Path loss) โดยทำการจำลองสวนทุเรียนให้อยู่ในรูปแบบของตัวกระจัดกระจายคลื่นเทียบเคียงแบบพื้นฐานอย่างง่ายเช่น ทรงกระบอก (Cylindrical structure) สำหรับจำลองลำต้นของต้นไม้ และระนาบกราวนด์สำหรับทำการจำลองพื้นดิน (Ground plane) ดังแสดงแบบจำลองในรูปที่ 1(ข) ซึ่งในขั้นตอนการศึกษาได้ทำการวิเคราะห์ในกรณีที่พื้นผิวของตัวกระจัดกระจายคลื่นถูกสมมุติให้เป็นตัวนำสัมบูรณ์ (Perfect Electric Conductor: PEC) เพื่อง่ายต่อการคำนวณการแพร่กระจายคลื่นโดยใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนทางเรขาคณิตแบบสม่ำเสมอ (Uniform

Geometrical Theory of Diffraction; UTD) และได้ทำการพัฒนาปรับปรุงวิธีการคำนวณให้รองรับพื้นผิวของตัวกระจัดกระจายคลื่นที่ไม่ใช่ PEC โดยทำการประมาณพื้นผิวของต้นไม้และพื้นดินด้วยค่าอิมพีแดนซ์ (Surface impedance: Z_s) เพื่อให้แบบจำลองสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมจริงมากที่สุดเพื่อใช้ในการทำนายระดับกำลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มาถึงยังจุดต่างๆในสวนทุเรียนเพื่อนำไปใช้ในการออกแบบติดตั้งระบบโครงข่ายตรวจจับแบบไร้สายต่อไป

3. ทฤษฎีที่ใช้ในงานวิจัย

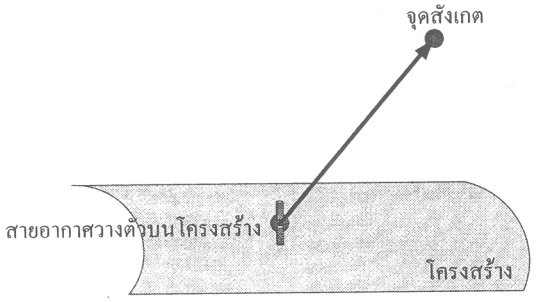
ทฤษฎีการเลี้ยวเบนทางเรขาคณิตแบบสม่ำเสมอ (Uniform Geometrical Theory of Diffraction; UTD) คือวิธีการคำนวณการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่สูง (High frequency techniques) โดยพฤติกรรมของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถอธิบายได้ในแง่ของเส้นรังสี (Ray path) ทฤษฎี UTD สามารถใช้คำนวณปัญหาการกระจัดกระจายของคลื่น (Scattering problem) การแพร่กระจายคลื่น (Radiation problem) และการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศบนพื้นผิวเดียวกัน (Coupling problem) โดยที่โครงสร้างปัญหาต้องมีขนาดใหญ่กว่าความยาวคลื่น (Wavelength) ในทางปฏิบัติทฤษฎี UTD สามารถใช้ในการวิเคราะห์การแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากสายอากาศแบบต่างๆ และรวมถึงผลกระทบของวัตถุที่อยู่ในบริเวณที่เราสนใจในการคำนวณที่มีผลต่อการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิดหรือสายอากาศ ทฤษฎี UTD เป็นวิธีการที่มีประสิทธิ์ภาพสูง สามารถทำการคำนวณได้เร็วกว่าวิธีการเชิงเลขแบบอื่นๆ หรือ ในบางกรณีไม่สามารถคำนวณได้ในวิธีการเชิงเลขแบบอื่นๆ เนื่องจากปัญหาที่ทำการคำนวณมีขนาดใหญ่มาก เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นจึงส่งผลให้วิธีการเชิงเลขแบบอื่นๆ จะต้องใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ที่มีประสิทธิภาพสูงมากในการคำนวณ และอาจจะใช้เวลานานในการคำนวณอีกด้วย นอกจากนี้ทฤษฎี UTD ยังให้ผลลัพธ์ในทางปฏิบัติที่ถูกต้องและแม่นยำสำหรับประยุกต์ใช้ในการคำนวณการแพร่กระจายคลื่น การกระจัดกระจายของคลื่น จากสายอากาศชนิดต่างๆ และยังทำให้เกิดความเข้าใจกลไกการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเนื่องจากอยู่บนพื้นฐานของทฤษฎีเส้นรังสี (Ray method) ซึ่งไม่สามารถพบได้ในระเบียบวิธีเชิงเลขอื่นๆ อีกด้วย

เพื่อเป็นการยืนยันผลการคำนวณ คณะผู้วิจัยจึงได้ทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณที่ได้ในงานวิจัยนี้กับโปรแกรม NEC-BSC ซึ่งเป็นโปรแกรมสำเร็จรูปที่ใช้ทฤษฎี UTD เช่นเดียวกันแต่จำกัดเฉพาะพื้นผิว PEC เท่านั้น นอกจากนี้ยังทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณในบางกรณีด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ซึ่งเป็นโปรแกรมสำเร็จรูปโดยอาศัยทฤษฎี Finite Integral Techniques (FIT) ซึ่งสามารถจำลองการแพร่กระจายคลื่นบนโครงสร้างที่ซับซ้อนในแบบสามมิติได้เป็นอย่างดี

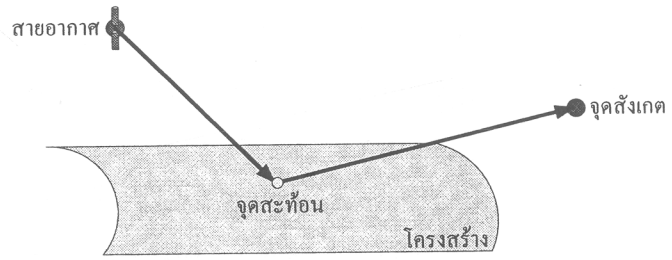
3.1 ทฤษฎีการเลี้ยวเบนทางเรขาคณิตของคลื่นแบบสม่ำเสมอ UTD

ในย่านความถี่สูง การแผ่รังสี (Radiation) การกระจัดกระจาย (Scattering) และการเลี้ยวเบนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Diffraction) เป็นพฤติกรรมพื้นฐานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า สามารถอธิบาย

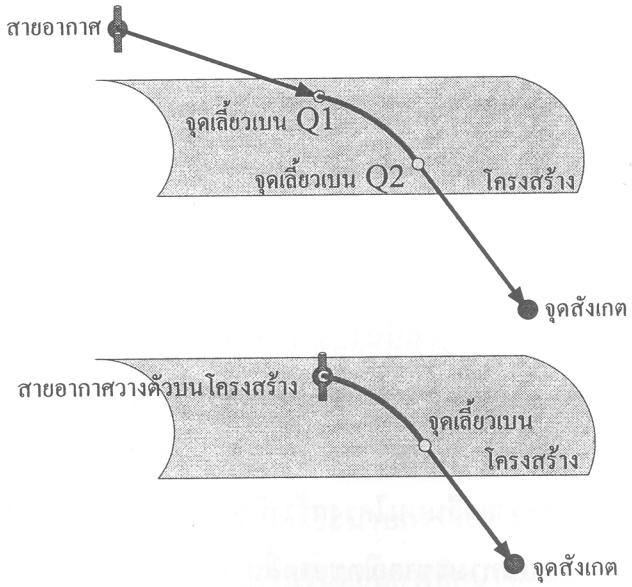
พฤติกรรมพื้นฐานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่สูงได้ในแง่ของรังสี (Ray) ซึ่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวมที่จุดสังเกตสามารถหาได้โดยการรวมกัน (Superposition) ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งหมดจากแต่ละเส้นรังสีที่มาถึงยังจุดสังเกตจากแหล่งกำเนิด ซึ่งประกอบด้วย เส้นรังสีทางตรงหรือคลื่นตกกระทบ (Incident Ray) จากแหล่งกำเนิดหรือสายอากาศ และเส้นรังสีที่เกิดจากการสะท้อน (Reflected Ray) จากสภาพแวดล้อม และเส้นรังสีการเลี้ยวเบน (Diffracted Ray) จากสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกัน โดยบริเวณต่างๆที่สัมพันธ์กับเส้นรังสีเรียกว่าจุด Flashpoint ที่อยู่บนสายอากาศและโครงสร้าง ดังแสดงตัวอย่างในรูปที่ 2



(ก) เส้นรังสีตกกระทบจากสายอากาศ



(ข) เส้นรังสีสะท้อนบนโครงสร้างผิวโค้งจากสายอากาศ

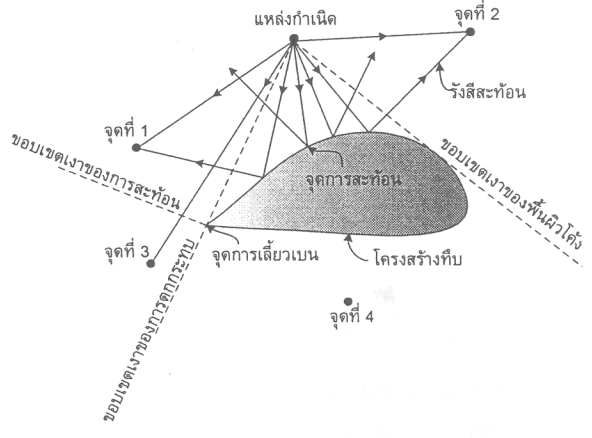


(ค) เส้นรังสีเลี้ยวเบนบนโครงสร้างผิวโค้ง

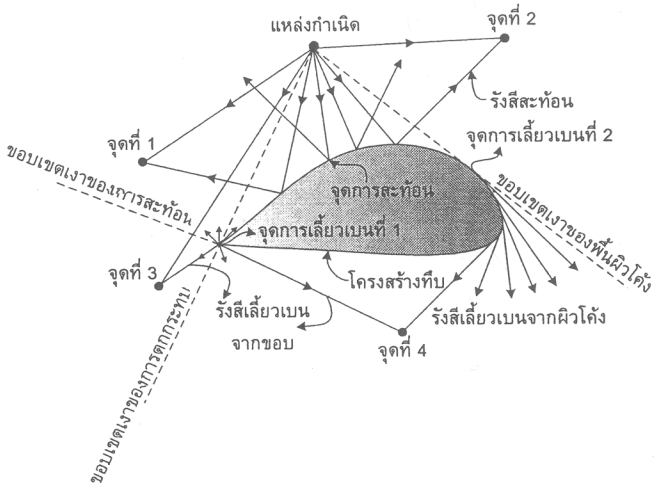
รูปที่ 2 เส้นรังสีจากสายอากาศบนโครงสร้างผิวโค้ง

จากหลักการเรขาคณิตของแสง (GO) ซึ่งเป็นหลักการพื้นฐานดั้งเดิมในการคำนวณการแพร่กระจายคลื่น โดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวม GO ประกอบด้วยเพียงคลื่นตกกระทบ คลื่นสะท้อน และการส่งผ่านของคลื่นผ่านวัตถุเท่านั้น ตัวอย่างเช่นเมื่อแหล่งกำเนิดวางตัวเหนือโครงสร้างตัวกระจัดกระจายคลื่น ในบริเวณที่มองเห็นแหล่งกำเนิด (Lit zone) มีเพียงคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน (GO) เกิดขึ้นเท่านั้นที่ตำแหน่งของจุดสังเกตรอบๆโครงสร้าง และลำคลื่นตกกระทบหาค่าไม่ได้ที่ขอบของโครงสร้างทำให้เกิดขอบเขตเงาของคลื่นตกกระทบ (Incident shadow boundary: ISB) และสำหรับพื้นผิวที่ราบเรียบคลื่นตกกระทบทำให้เกิดขอบเขตเงาของพื้นผิว (Surface shadow boundary: SSB) ตามลำดับ คลื่นสะท้อนจะหายไปที่ขอบของโครงสร้างทำให้เกิดขอบเขตเงาของการสะท้อน (Reflection shadow boundary: SSB) ตัวอย่างแสดงในรูปที่ 3 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดที่ 3 ประกอบด้วยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบเพียงอย่างเดียว

แต่ในหลักการการเลี้ยวเบนทางเรขาคณิตของแสง (GTD) ซึ่งพัฒนาจาก GO จะรวมคลื่นเลี้ยวเบนที่ขอบมายังจุดที่ 3 ด้วยดังแสดงในรูปที่ 4 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดที่ 4 ในรูปที่ 4 หายไปหมดตามการทำนายด้วย GO ในทางตรงกันข้ามการทำนายด้วย GTD คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะไม่เป็นศูนย์ที่จุดที่ 4 ซึ่งก็คือเป็นผลการรวมตัวกัน (Superposition) ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเลี้ยวเบนที่ขอบและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเลี้ยวเบนบนพื้นผิวดังในรูปที่ 4 ดังนั้นจะเห็นได้ว่า GO ไม่สามารถทำนายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าภายในขอบเขตเงาของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนได้ ข้อจำกัดของ GO ในขอบเขตเงานี้ถูกแก้ไขโดย Keller GTD [1] โดยทฤษฎี GTD สามารถคำนวณคลื่นเลี้ยวเบนจากขอบของปัญหาเข้าด้วย ซึ่งเกิดจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเลี้ยวแบน GTD ที่ขอบหรือจุดที่ไม่ต่อเนื่องของพื้นผิว อย่างไรก็ตาม GTD ไม่สามารถใช้ในการอธิบายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าภายในบริเวณการเปลี่ยนแปลงของขอบเขตเงา (ตัวอย่างเช่น ISB, RSB และ SSB) โดยที่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเลี้ยวเบน GTD โดยทั่วไปแล้วเป็นมีค่าเป็นอนันต์ (Singular) ที่บริเวณนี้ อย่างไรก็ตามข้อจำกัดของ GTD ภายในบริเวณขอบเขตการเปลี่ยนแปลงของรอยต่อเงา ได้ถูกแก้ไขด้วยทฤษฎีการเลี้ยวเบนทางเรขาคณิตแบบสม่ำเสมอ (UTD)



รูปที่ 3 คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน GO ที่เกิดจากการแพร่กระจายของแหล่งกำเนิดเชิงเส้นบนโครงสร้างทึบแสง



รูปที่ 4 รังสีเลี้ยวเบนที่ขอบเกิดจากขอบ Q_E และรังสีเลี้ยวเบนสัมผัสจากคลื่นผิวที่กระตุ้นที่จุดตกกระทบในแนวสัมผัสกับพื้น Q_S

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวม (Total field) ตามทฤษฎี UTD ที่จุดสังเกตต่างๆ จะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถเดินทางมายังจุดสังเกตได้ ซึ่งถูกกำหนดโดยตำแหน่งของแหล่งกำเนิด โดยแหล่งกำเนิดจะเป็นตัวกำหนดขอบเขตเงาของคลื่นตกกระทบ (Incident shadow boundary: ISB) ขอบเขตของพื้นผิวโค้งเรียบที่ทำให้เกิดขอบเขตเงาของพื้นผิวโค้ง (Surface shadow boundary: SSB) และขอบเขตของคลื่นสะท้อนหายไปที่ขอบทำให้เกิดขอบเขตเงาของการสะท้อน (Reflection shadow boundary: RSB)

3.2 องค์ประกอบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวมตามทฤษฎี UTD

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบ

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบในบริเวณเหนือจาก ISB แสดงดังรูปที่ 4 สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (1) และเป็นศูนย์ในบริเวณอื่นๆ โดยกำหนดให้รัศมีความโค้งของหน้าคลื่นตกกระทบเขียนแทนด้วย ρ_1^i และ ρ_2^i

$$\bar{E}^i(P) = \bar{E}^i(Q_i)\sqrt{\frac{\rho_1^i}{\rho_1^i + s^i}}e^{-jks^i} \tag{1}$$

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสะท้อน

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสะท้อนในบริเวณเหนือจาก RSB แสดงดังรูปที่ 4 สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (2) และเป็นศูนย์ในที่บริเวณอื่นๆ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสะท้อน $\bar{E}^r(Q_R)$ ที่จุดสะท้อน Q_R สัมพันธ์กับคลื่นตกกระทบ $\bar{E}^i(Q_R)$ ที่จุด Q_R โดยค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนไดแอดิก $\bar{\bar{R}}$ แสดงโดย

$$\bar{E}^r(P) = \bar{E}^i(Q_r) \cdot \bar{\bar{R}} \cdot \sqrt{\frac{\rho_1^r}{\rho_1^r + s^r}} e^{-jks^r} \tag{2}$$

ในกรณีของการสะท้อนบนพื้นผิวโค้งค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน R จะประกอบด้วยฟังก์ชันรอยต่อ $F(X_p)$ (Transition Function) จากฟังก์ชันการอินทิเกรตของเฟรสเนล (Fresnel integration function) และฟังก์ชันการกระจัดกระจายของฟอค (Fock scattering function) $p^*(\xi)$ และ $q^*(\xi)$ เขียนได้เป็น

$$R_{s,h} = -\sqrt{\frac{-4}{\xi\pi}} \cdot e^{-j\pi/4} \cdot e^{-j\xi^3/12} \left[\frac{-F(X_p)}{2\xi\sqrt{\pi}} + \left\{ \frac{p^*(\xi)}{q^*(\xi)} \right\} \right] \tag{3}$$

ฟังก์ชันรอยต่อ $F(X_p)$ แสดงได้ดังนี้

$$F(X_p) = 2j\sqrt{x} \cdot e^{jx} \cdot \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-ju^2} du$$

และฟังก์ชันการกระจัดกระจายของฟอคสำหรับพื้นผิว PEC (Fock function) แสดงได้ดังนี้

$$P_{s,h}(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\tilde{Q}V(\tau) \cdot e^{-jx\tau}}{\tilde{Q}W_2(\tau)} d\tau$$

เมื่อ

$$P_{s,h}(X, q_{s,h}) = \left\{ \begin{matrix} p^*(X) \\ q^*(X) \end{matrix} \right\} e^{-j(\pi/4)} - \frac{e^{-j(\pi/4)}}{2\sqrt{\pi}X}$$

และ

$$\tilde{Q} = \begin{cases} 1 & \text{soft case} \\ d/d\tau & \text{hard case} \end{cases}$$

เมื่อ $Ai(\tau)$ คือแอรี่ฟังก์ชัน (Airy function)

$$V(\tau) = \sqrt{\pi} Ai(\tau)$$

$$Ai(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j(t^3/3 + xt)} dt \quad \text{และ} \quad W_2(\tau) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\infty e^{j2\pi/3}}^{\infty} e^{-z^3/3} e^{\tau z} dz$$

ตัวแปรฟอค $\xi = -2m(Q_r)\cos(\theta^i)$ โดยที่ $m(Q_r) = \left(\frac{ka_0(Q_r)}{3}\right)^{1/3}$ เมื่อ $a_0(Q_r)$ คือรัศมีความโค้งของพื้นผิวและ $X_p = 2kL_p\cos^2(\theta^i)$ โดยที่ θ^i คือมุมระหว่างเส้นรังสีตกกระทบกับทิศทางที่ตั้งฉากกับพื้นผิวที่จุดสะท้อน พารามิเตอร์ $L_p = \frac{s^i s^r}{(s^i + s^r)}$

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเลี้ยวเบนบนโครงสร้างผิวโค้ง

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเลี้ยวเบนในบริเวณระหว่าง ISB หรือ SSB แสดงดังรูปที่ 4 สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (4) และอาจไม่เป็นศูนย์ในที่บริเวณอื่นๆ (มีความแข็งน้อยมากอาจกำหนดให้เป็นศูนย์ในบางกรณี) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเลี้ยวเบน $\overline{E}^d(Q_d)$ ที่จุดของการสะท้อน Q_d สัมพันธ์กับคลื่นตกกระทบ $\overline{E}^i(Q_d)$ ที่จุด Q_d ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\overline{E}^d(P) = \overline{E}^i(Q_R)\cdot T_{s,h}\cdot\sqrt{\frac{d\eta(Q_1)}{d\eta(Q_2)}}\sqrt{\frac{\rho_2^d}{s^d(\rho_2^d + s^d)}}e^{-jks^d} \tag{4}$$

ในกรณีของการเลี้ยวเบนบนพื้นผิวโค้งค่าสัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบน $T_{s,h}$ จะประกอบด้วยฟังก์ชันรอยต่อ $F(X_p)$ (Transition Function) จากฟังก์ชันการอินทิเกรตของเฟรสเนล (Fresnel integration function) และฟังก์ชันการกระจัดกระจายของฟอค (Fock scattering function) $p^*(\xi)$ และ $q^*(\xi)$ ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$T_{s,h} = -\sqrt{m(Q1)m(Q1)}\sqrt{\frac{2}{k}}e^{-j\pi/4}\cdot e^{-jkt}\left[\frac{-F(X_d)}{2\xi\sqrt{\pi}} + \begin{Bmatrix} p^*(\xi) \\ q^*(\xi) \end{Bmatrix}\right] \tag{5}$$

ตัวแปรฟอคในบริเวณขอบเขตเงาสามารถแสดงดังนี้

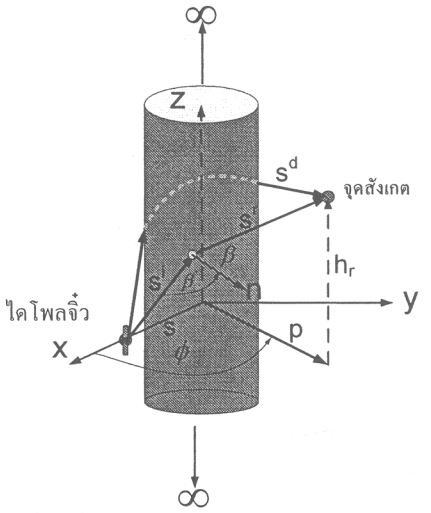
$$\xi = \int_{\tau(Q_1)}^{\tau(Q_2)} \frac{m(\tau)}{a(\tau)}d\tau \qquad \text{โดยที่} \quad m(Q_r) = \left(\frac{ka_0(Q_r)}{3}\right)^{1/3}$$

เมื่อ $a_0(Q_r)$ คือรัศมีความโค้งของพื้นผิวและ $X_d = \frac{kL_d\xi^2}{2m(Q_1)m(Q_2)}$ โดยที่พารามิเตอร์ $L_d = \frac{s^i s^d}{(s^i + s^d)}$ ความต่อเนื่องของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวมที่บริเวณรอยต่อในแต่ระขอบเขต และ

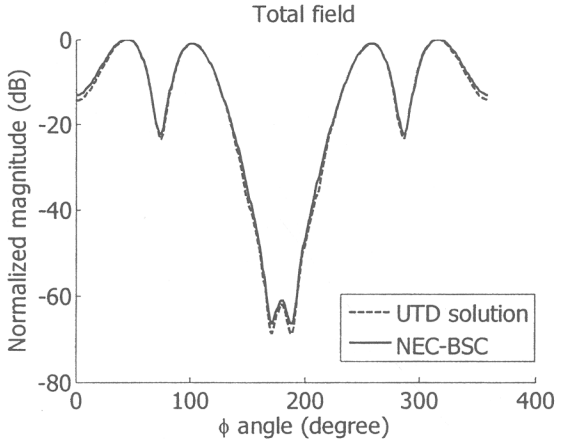
ความถูกต้องของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวมในบริเวณต่างๆ ในทฤษฎี UTD จะสัมพันธ์กับค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆ เช่น สัมประสิทธิ์การสะท้อน สัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบนที่ขอบ ผิวโค้ง และมุม เป็นต้น

3.3 ผลการคำนวณการกระจัดกระจายคลื่นจากทรงกระบอกยาวอนันต์พื้นผิว PEC

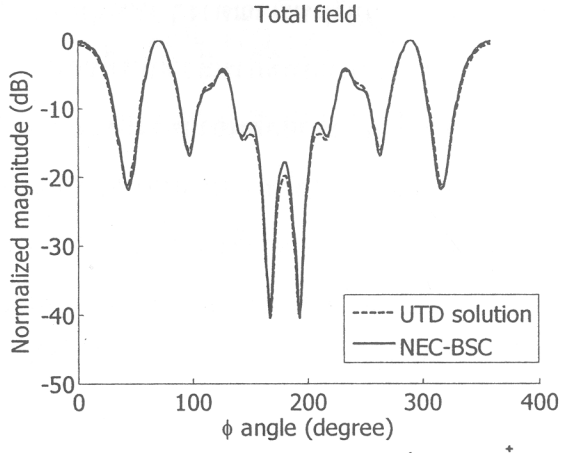
เพื่อเป็นการยืนยันผลการคำนวณ จะทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณกับโปรแกรม NEC-BSC ซึ่งเป็นโปรแกรมสำเร็จรูปที่ใช้ทฤษฎี UTD เช่นเดียวกันในกรณีพื้นผิวทรงกระบอกเป็น PEC ทั้งในกรณีของการกระจัดกระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากทรงกระบอกเดี่ยว และกลุ่มทรงกระบอกที่ทำการจำลองเป็นตัวแทนต้นไม้รวมถึงการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากพื้นดิน



(ก) โครงสร้างตัวกระจัดกระจายคลื่นทรงกระบอกยาวอนันต์ และเส้นรังสีในกรณี 3 มิติ



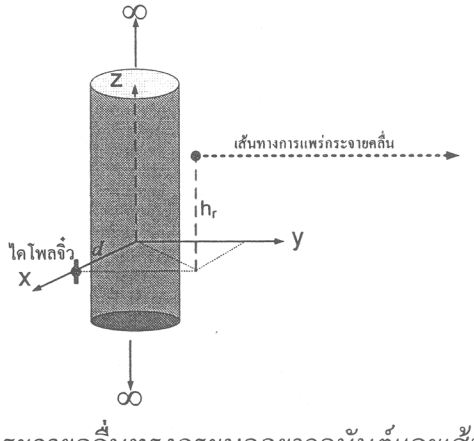
(ข) แหล่งกำเนิดไดโพลไฟฟ้าขนาดจิ๋ว



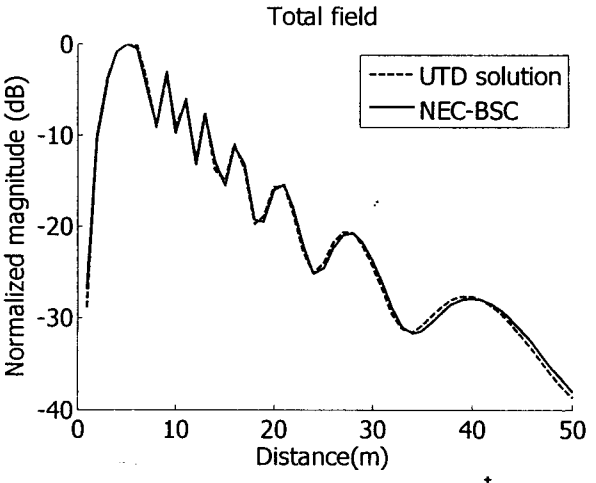
(ค)แหล่งกำเนิดไดโพลแม่เหล็กขนาดจิ๋ว

รูปที่ 5 สนามรวมจากแหล่งกำเนิดไดโพลไฟฟ้าขนาดจิ๋ว $s = 2\lambda$ $a = \lambda$ $p = 100\lambda$ และ $h_r = 40\lambda$

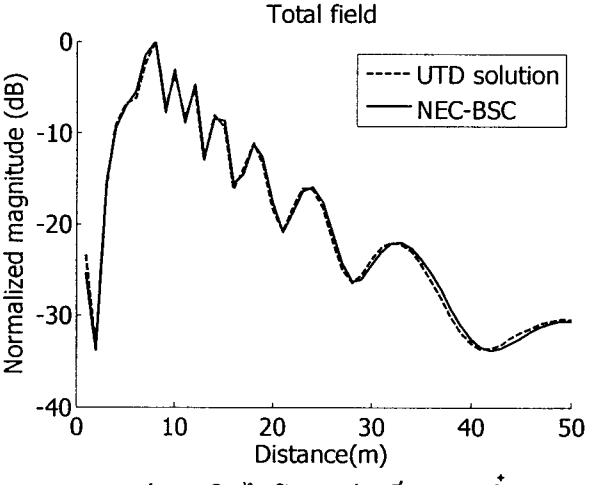
ตัวอย่างการคำนวณโดยใช้สมการ UTD ในรูปแบบแบบ 3 มิติดังแสดงโครงสร้างปัญหาการคำนวณทรงกระบอกเดี่ยวในภาพที่ 5 (ก) ผลการคำนวณการกระจัดกระจายคลื่นจากทรงกระบอกพื้นผิว PEC โดยมีระยะทางจากจุดกำเนิดถึงแหล่งกำเนิดคลื่นสายอากาศไดโพลวางตัวในแนวตั้งคือ $s = 2\lambda$ รัศมี $a = \lambda$ ระยะทางจากจุดกำเนิดถึงจุดสังเกต $p = 100\lambda$ และความสูงของจุดสังเกต $h_r = 40\lambda$ แสดงในรูปที่ 5 (ข) และ (ค) พบว่าผลการคำนวณสอดคล้องกันเป็นอย่างดีระหว่างการคำนวณโดยใช้โปรแกรม NEC-BSC และจากสมการ UTD



(ก) โครงสร้างตัวกระจัดกระจายคลื่นทรงกระบอกยาวอนันต์และเส้นทางการแพร่กระจายคลื่น



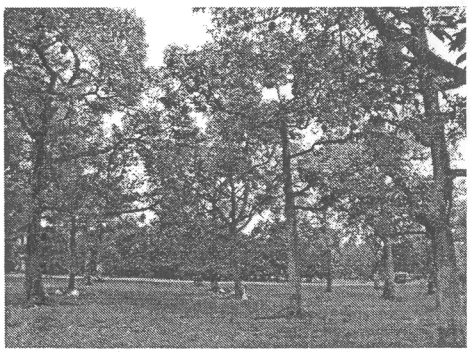
(ข) แหล่งกำเนิดไดโพลไฟฟ้าขนาดจิ๋ว



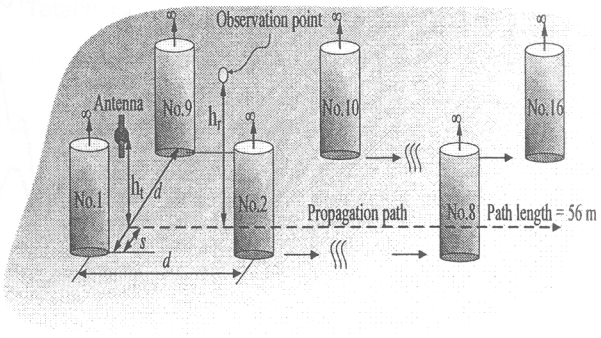
(ค) แหล่งกำเนิดไดโพลแม่เหล็กขนาดจิ๋ว

รูปที่ 6 ค่าการสูญเสียตามระยะทางเมื่อ $a = 5\lambda$ $d = 50\lambda$ และ $h_r = 40\lambda$

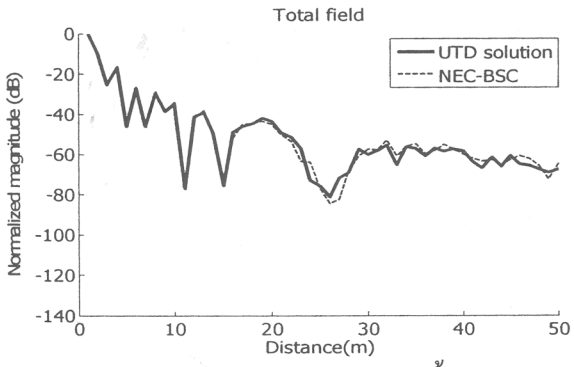
ตัวอย่างการคำนวณโดยใช้สมการ UTD ในรูปแบบแบบ 3 มิติดังแสดงโครงสร้างปัญหาการคำนวณทรงกระบอกเดี่ยวในรูปที่ 6(ก) ผลการคำนวณการกระจัดกระจายคลื่นจากทรงกระบอกพื้นผิว PEC โดยมีระยะทางจากจุดกำเนิดถึงแหล่งกำเนิดคลื่นสายอากาศไดโพล วางตัวในแนวตั้งคือ $d = 50\lambda$ รัศมี $a = \lambda$ ระยะทางจากจุดกำเนิดถึงจุดสังเกตเปลี่ยนแปลงทุกๆ 1 เมตร และความสูงของจุดสังเกต $h_r = 40\lambda$ แสดงในรูปที่ 6 (ข) และ (ค) พบว่าผลการคำนวณสอดคล้องกันเป็นอย่างดีระหว่างการคำนวณโดยใช้โปรแกรม NEC-BSC และจากสมการ UTD



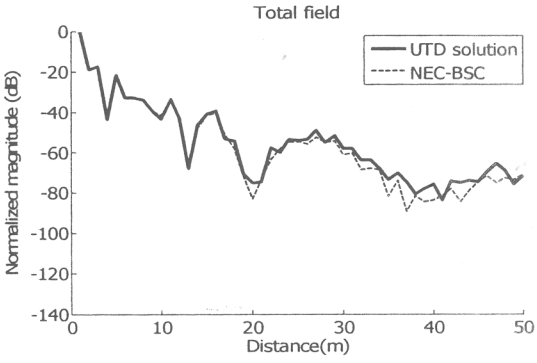
(ก)



(ข)



(ค) โพลาไรซ์แนวตั้ง



(ง) โพลาไรซ์แนวนอน

รูปที่ 7 แบบจำลองและการสูญเสียการแพร่กระจายคลื่นตามระยะทาง (ก) สวนทุเรียน (ข) แบบจำลองอย่างง่ายพื้นผิว PEC (ค) โพลาไรซ์แนวตั้ง (ง) โพลาไรซ์แนวนอน

ทำการจำลองแบบอย่างง่ายของสวนทุเรียนที่มีลักษณะของต้นทุเรียนสูงโปรงและเรียงตัวอย่างเป็นระเบียบดังแสดงในรูปที่ 7 (ก) ด้วยทรงกระบอกตัวนำสัมบูรณ์ และระนาบกราวนด์ตัวนำสัมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 7 (ข) จากนั้นทำการคำนวณการกระจัดกระจายของคลื่นจากแหล่งกำเนิดชนิดไดโพล โดยมีระยะทางจากจุดทรงกระบอกแรกถึงแหล่งกำเนิดคลื่นสายอากาศไดโพลวางตัวในแนวตั้งคือ $s = 1$ เมตร รัศมี $a = 0.3$ เมตร ระยะทางจากจุดกำเนิดถึงจุดสังเกตเปลี่ยนแปลงทุกๆ 1 เมตร จนถึง 50 เมตร และความสูงของสายอากาศทั้งสอง $h_t = h_r = 1$ เมตร ทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณกับโปรแกรม NEC-BSC เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของการคำนวณ ซึ่งให้ผลที่สอดคล้องกันเป็นอย่างดีมากดังแสดงในรูปที่ 7 (ค)และ(ง) จึงสามารถยืนยันได้ว่ากระบวนการคำนวณมีความถูกต้องเป็นอย่างดี

3.4 ทฤษฎี UTD สำหรับวัสดุโครงสร้างผิวโค้งที่พื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ (Z_s) [5] และ [6]

จากผลการคำนวณในหัวข้อก่อนหน้านี้ เมื่อพิจาณาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่กระจัดกระจายจากทรงกระบอก PEC และพื้นดินที่แทนพื้นผิวด้วย PEC พบว่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากระจัดกระจายจากทรงกระบอกและสนามแม่เหล็กสะท้อนมีความแรงมากเนื่องจากพื้นผิวจำลองสมมุติเป็น PEC ดังนั้น

แบบจำลองทรงกระบอกควรจะทำการประมาณเป็นพื้นผิวที่มีค่าอิมพีแดนซ์ (Z_S) จึงจะมีความสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมจริงมากขึ้น

จากสมการ UTD สำหรับพื้นผิว PEC ที่แสดงในหัวข้อก่อนหน้านี้ ซึ่งใช้ในคำนวณการกระจัดกระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากทรงกระบอกตัวนำสมบูรณ์ PEC ในปัญหา 2 มิติและ 3 มิติ [3] และ [4] สมการ UTD สำหรับโครงสร้างผิวโค้งที่พื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ (Z_S) ได้ถูกนำเสนอโดย [5] และ [6] อย่างไรก็ตามสมการเหล่านั้นรองรับการคำนวณใน 2 มิติเท่านั้น จากการศึกษาพบว่า ความแตกต่างระหว่าง สมการ UTD ใน 2 มิติของปัญหากระจัดกระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากทรงกระบอกตัวนำสมบูรณ์และพื้นผิวอิมพีแดนซ์ คือฟังก์ชันการกระจัดกระจายของฟอค $P_{s,h}(X,q_{s,h})$ ซึ่งจะต้องรวมผลของค่าอิมพีแดนซ์ของพื้นผิวในการคำนวณ ดังแสดงในสมการด้านล่าง

$$P_{s,h}(X,q_{s,h})=\frac{e^{-j(\pi/4)}}{\sqrt{\pi}}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{V'(t)-q_{s,h}V(t)}{w_2'(t)-q_{s,h}w_2'(t)}e^{-jXt}dt \tag{6a}$$

โดยที่

$$P_{s,h}(X,q_{s,h})=\begin{Bmatrix}p^*(X)\\q^*(X)\end{Bmatrix}e^{-j(\pi/4)}-\frac{e^{-j(\pi/4)}}{2\sqrt{\pi}X} \tag{6b}$$

ซึ่งตัวแปรค่าอิมพีแดนซ์ของพื้นผิวสามารถเขียนได้เป็น

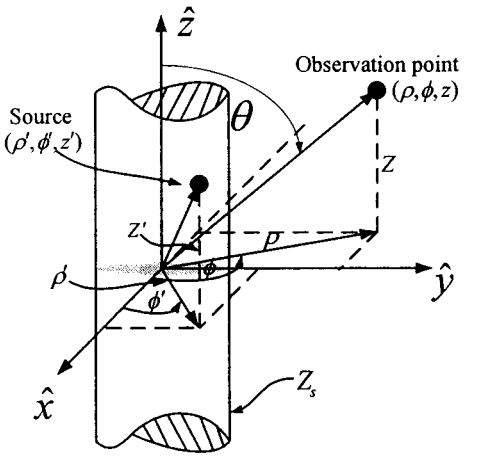
$$q_{s,h}=\begin{cases}-j\left(\frac{ka}{2}\right)^{1/3}\frac{Z_s}{Z_o}, & \text{Soft case}\\ -j\left(\frac{ka}{2}\right)^{1/3}\frac{Z_o}{Z_s}, & \text{Hard case}\end{cases} \tag{6c}$$

ค่าการประมาณของค่าอิมพีแดนซ์ของพื้นผิว จากปัญหาพื้นผิวที่หุ้มด้วยชั้นไดอิเล็กตริกสามารถเขียนได้ดัง [11]

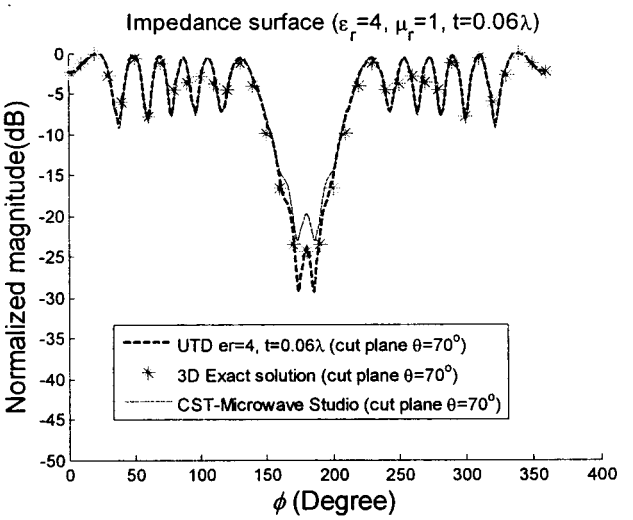
$$Z_s\approx-\frac{jZ_okt}{\varepsilon_r}(1-\varepsilon_r\mu_r)\left[1+\frac{k^2t^2}{2}(1-\varepsilon_r\mu_r)\right]^{-1} \tag{6d}$$

ดังนั้นสมการ UTD สำหรับการคำนวณปัญหาการกระจัดกระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากทรงกระบอกพื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ ใน 3 มิติสามารถสร้างได้โดยการปรับปรุงสมการ UTD พื้นผิวเป็นตัวนำสมบูรณ์ (PEC) [4] ด้วยการเปลี่ยนฟังก์ชันการกระจัดกระจายของฟอค โดยการอินทิ

เกรตฟังก์ชันในสมการที่ (6) แทนที่ฟังก์ชันการกระจัดกระจายของฟอคเดิม แต่การคำนวณหาเส้นรังสีต่างๆ จะทำในรูปแบบ 3 มิติ



(ก)



$\theta = 70^\circ$ (3D-case)

(ข)

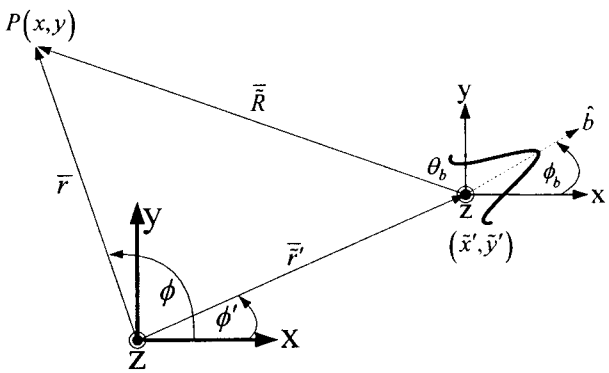
รูปที่ 8 ปัญหาทรงกระบอกและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (TE-case หรือ soft case (สายอากาศไดโพลวางตัวตามแนวแกนz-axis)) จากแหล่งกำเนิดไดโพลวางตัวใกล้กับทรงกระบอก พื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ คำนวณโดย UTD, CST program และ สมการแม่นตรง: $a = 2\lambda$, $\rho' = 5\lambda$, $t = 0.06\lambda$, $\varepsilon_r = 4$, $\mu_r = 1$ และ $\rho = 100\lambda$

ตัวอย่างการคำนวณโดยใช้สมการ UTD ที่ทำการปรับปรุงสมการเพื่อใช้คำนวณการกระจัดกระจายคลื่นจากทรงกระบอกพื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์แสดงในรูปที่ 1 พบว่ามีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดีระหว่างการคำนวณโดย CST program และ สมการแม่นตรง ดังนั้นเราสามารถใช้สมการ

UTD ที่ทำการปรับปรุงโครงสร้างของการกระจัดกระจายของฟอค นำไปคำนวณการแพร่กระจายคลื่นในสวนทุเรียนต่อไปได้

3.5 การจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นด้วยวิธีลำคลื่นเกาส์เซียน

สายอากาศที่ใช้งานในทางปฏิบัติอาจติดตั้งบนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรือติดตั้งใกล้กับวัสดุอื่นๆ ซึ่งส่งผลต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น และส่งผลต่อการสูญเสียการแพร่กระจายคลื่นตามระยะทางในทิศทางต่างๆ ดังนั้นจึงได้ศึกษาการจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศที่ติดตั้งบนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรือติดตั้งใกล้กับวัสดุอื่นๆ โดยใช้วิธีการกระจายลำคลื่นแบบเกาส์เซียน (Gaussian beams expansion) ทำการจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศระนาบที่ติดตั้งบนลูกทุเรียนในแบบ 3 มิติ ลำคลื่นแบบเกาส์เซียนสามารถสร้างได้โดยกำหนดให้ตำแหน่งของแหล่งกำเนิดเป็นจำนวนเชิงซ้อนในสมการของ UTD ได้โดยตรง



รูปที่ 9 ลำคลื่นแบบเกาส์เซียนและพารามิเตอร์ต่างๆ

สำหรับลำคลื่นแบบเกาส์เซียนที่ทิศทางลำคลื่นใดๆ ในกรณีสองมิติ สามารถหาค่าได้โดยแทนระยะทางที่เป็นค่าจริง R โดยระยะทางที่เป็นค่าเชิงซ้อน $\tilde{R}$ ดังแสดงตัวอย่างการคำนวณโดย

$$\bar{E}(R) = \hat{u}E_0 \frac{e^{-jk\tilde{R}}}{\sqrt{\tilde{R}}} \quad \text{(คลื่นทรงกระบอก)} \tag{7}$$

ระยะทางจากจุดกำเนิดถึงจุดสังเกตที่จุด P ในกรณีสองมิติสามารถอธิบายได้โดย

$$r = \sqrt{x^2 + y^2} \tag{8}$$

ขณะที่

$$x = r\cos(\phi) \tag{9a}$$

$$y = r\sin(\phi) \tag{9b}$$

ระยะทางเชิงซ้อนของลำคลื่นแบบเกาส์เซียนที่มีความสมมาตรกันโดยรอบสามารถแสดงได้โดย

$$\tilde{r}' = \sqrt{\tilde{x}'^2 + \tilde{y}'^2} \tag{10}$$

ตำแหน่งของแหล่งกำเนิดที่เป็นค่าจริงแสดงได้โดย

$$x' = r'\cos(\phi') \tag{11a}$$

$$y' = r'\sin(\phi') \tag{11b}$$

ขณะที่ ตำแหน่งเชิงซ้อนของแหล่งกำเนิดสามารถแสดงได้โดย

$$\tilde{x}' = x' - jb\cos(\phi_b) \tag{12a}$$

$$\tilde{y}' = y' - jb\sin(\phi_b) \tag{12b}$$

ซึ่งค่าพารามิเตอร์ b มีความสัมพันธ์กับขนาดของเอว w_0 ของลำคลื่นเกาส์เซียน ซึ่ง $w_0 = w(0) = \sqrt{\frac{2b}{k}}$ ระยะทางระหว่างแหล่งกำเนิดไปยังจุดสังเกตสามารถแสดงได้เป็น

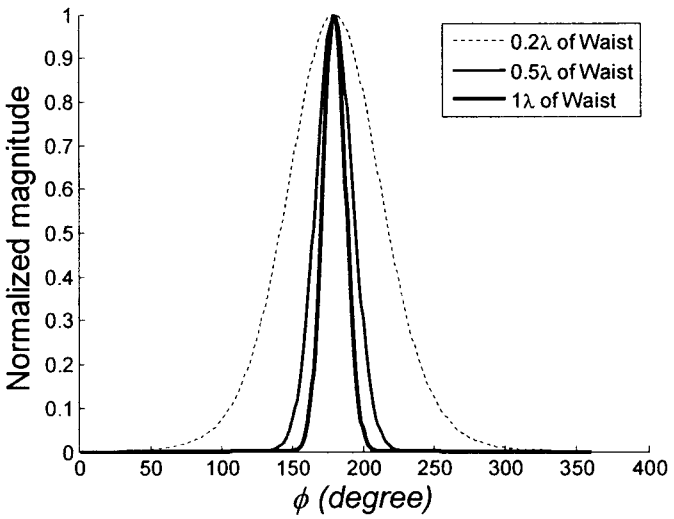
$$\tilde{\bar{R}}_i = \bar{r} - \tilde{r}' \tag{13a}$$

เขียนได้เป็น

$$\tilde{R}_i = \sqrt{\bar{r}^2 + \tilde{r}'^2 - 2\bar{r}\tilde{r}'\cos(\phi - \tilde{\phi}')} \tag{13b}$$

ขณะที่

$$\tilde{\phi}' = \cos^{-1}(\tilde{x}'/\tilde{r}') \tag{14}$$



รูปที่ 10 ลำคลื่นแบบเกาส์เซียนตามการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ความกว้างเอวลำคลื่น (Beam waist: w_0) เมื่อทิศทางของลำคลื่นชี้ที่ 180 องศา

รูปที่ 10 แสดงลำคลื่นแบบเกาส์เซียนตามการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ความกว้างของเอวลำคลื่นเมื่อทิศทางของลำคลื่นชี้ที่ 180 องศา ซึ่งเมื่อเพิ่มค่าพารามิเตอร์เอวลำคลื่นแบบเกาส์เซียน จะทำให้ลำคลื่นเกาส์เซียนแคบลง

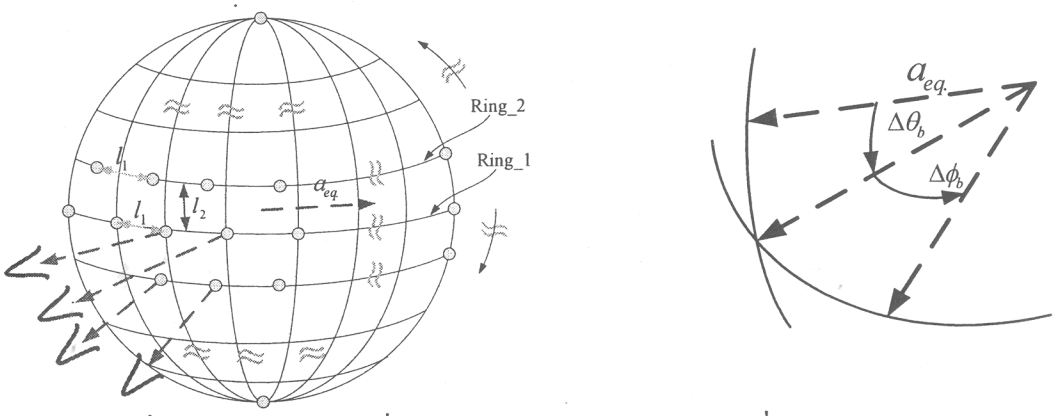
การจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นด้วยวิธีเกาส์เซียนได้ถูกใช้ในการวิเคราะห์การกระจัดกระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในปัญหาสามมิติร่วมกับวิธีการ UTD โดยเฉพาะเมื่อแหล่งกำเนิดมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ซับซ้อน ตัวอย่างเช่นสายอากาศที่เป็นแหล่งกำเนิดติดตั้งใกล้กับวัสดุอื่น ซึ่งทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเปลี่ยนแปลง เราสามารถจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศได้โดยระเบียบวิธีเชิงเลขอื่นๆ หรือโปรแกรมสำเร็จรูปในการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (ตัวอย่างเช่น โปรแกรม CST; Microwave studio) รวมทั้งใช้การทดสอบเพื่อหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบไม่ละเอียด จากนั้นทำการจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นโดยใช้การกระจายลำคลื่นแบบเกาส์เซียนที่ใช้พื้นฐานของสมการ UTD และทำการคำนวณการกระจัดกระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธี UTD ต่อไป

$$E_{3D}(r) = \sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{M} G_{n,m}(r/\tilde{r}') \cdot a_{n,m} \tag{15}$$

เมื่อ $E(r)$ คือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ตำแหน่งใดๆ $G(r/\tilde{r}_n')$ คือ เกาส์เซียนฟังก์ชันที่ได้จากสมการ UTD ที่ตำแหน่งของแหล่งกำเนิดเป็นจำนวนเชิงซ้อน $\tilde{r}_n'$ ในตำแหน่งที่ n ของจำนวนลำคลื่นเกาส์เซียนทั้งหมด N ตัว โดยมีสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น a_n ในตำแหน่งที่ n ของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากแหล่งกำเนิด ทิศทางของลำคลื่นเกาส์เซียนสามารถเขียนสมการได้เป็น

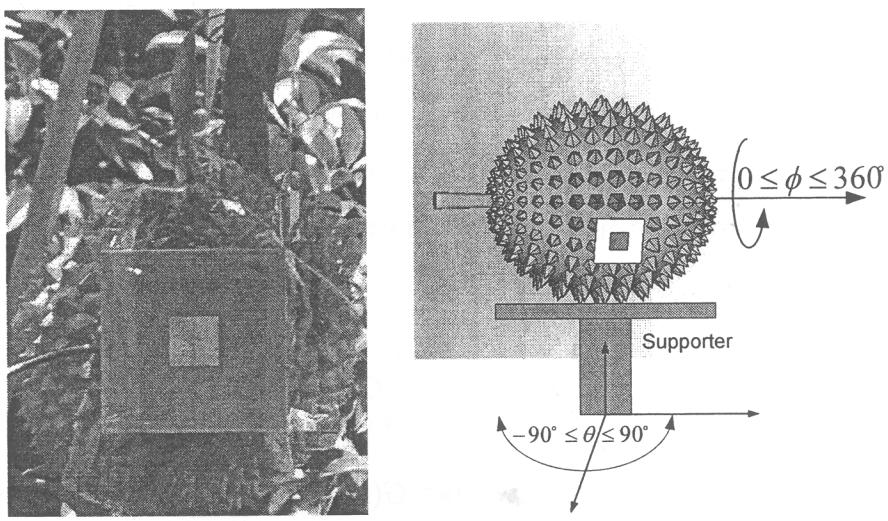
$$\hat{g} = \sin(\theta_b)\cos(\phi_b)\hat{x} + \sin(\theta_b)\sin(\phi_b)\hat{y} + \cos(\theta_b)\hat{z}$$

โดยที่ระยะห่างระหว่างลำคลื่นบนทรงกลมเสมือนคือ $\Delta\theta_b$ และ $\Delta\phi_b$.



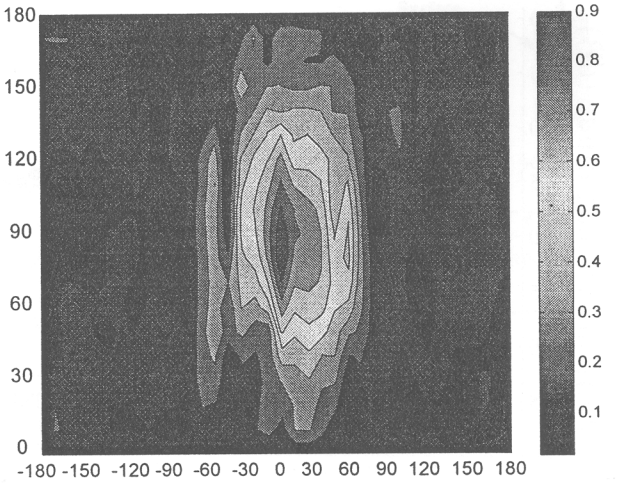
รูปที่ 11 ทิศทางของลำคลื่นเกาส์เซียนบนทรงกลมเสมือนที่มีขนาดรัศมี $a_{eq.}$

ในรายงานนี้จะทำการหาค่าสัมประสิทธิ์ลำคลื่นเกาส์เซียนทั้งหมด N ตัวด้วยการทดสอบการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศแบบระนาบที่มีโพราไรซ์แบบเชิงเส้นในแนวตั้ง (vertical linear polarized) บนผลทุเรียนจริงเพื่อลดความคลาดเคลื่อน โดยทำการทดสอบระดับความแรงของคลื่นที่แพร่กระจายออกมาจากสายอากาศที่วางตัวบนผลทุเรียนทุกๆ 10 องศาโดยรอบตัวของสายอากาศ โดยสายอากาศติดตั้งบนผลทุเรียนดังแสดงในรูปที่ 12 (ก) แผนผังในการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 12 (ข)

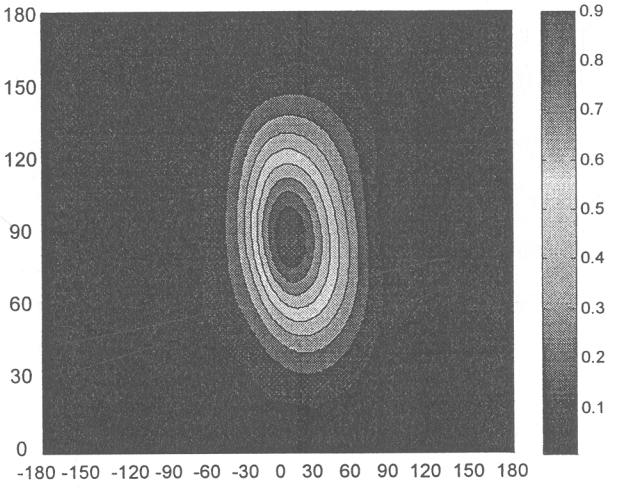


(ก) (ข)

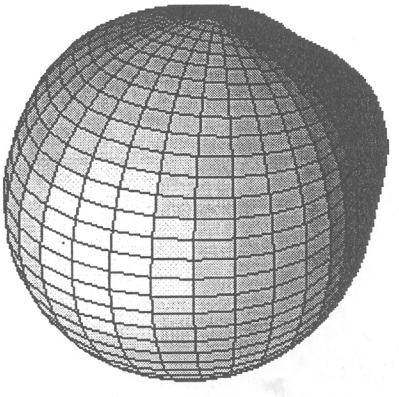
รูปที่ 12 สายอากาศ patch antenna ติดตั้งบนผลทุเรียน: (ก) สภาพแวดล้อมจริง (ข) แผนผังการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น



(ก)

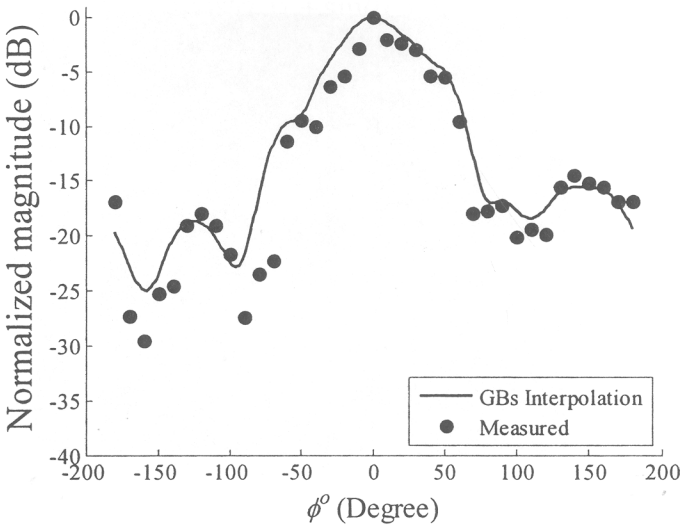


(ข)



(ค)

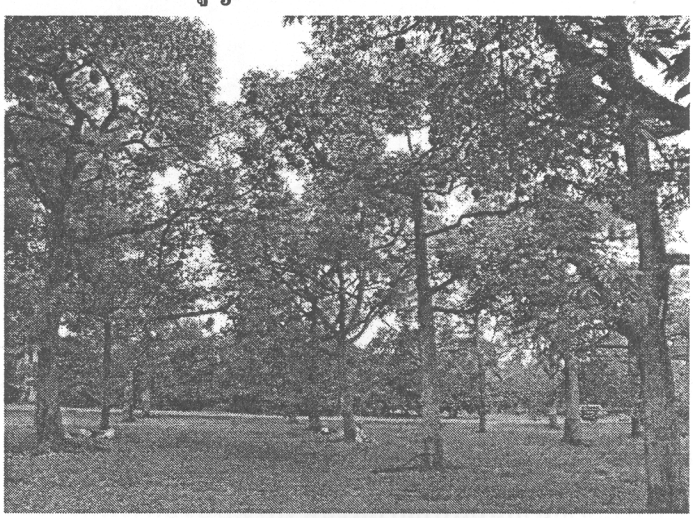
รูปที่ 13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ถูกนอร์แมลไลซ์ด้วยค่าสูงสุด: (ก) ทดสอบทุกๆ 10 องศา (ข) การกระจายลำคลื่นแบบเกาส์เซียน (ค) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น 3 มิติ



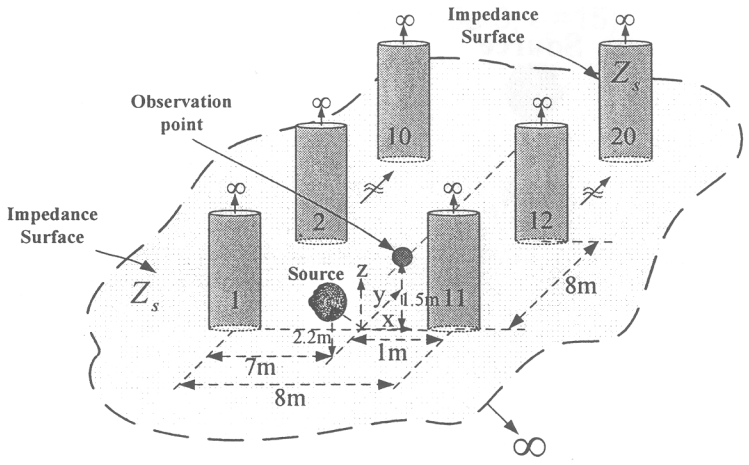
รูปที่ 14 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบแนวนอน

ผลการจำลองและการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศที่ติดตั้งบนผลทุเรียนด้วยการกระจายลำคลื่นแบบเกาส์เซียนในแบบ 3 มิติดังแสดงในรูปที่ 13 ผลการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 13 (ก) ในการจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนั้นจะทำการจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นด้วยการกระจายลำคลื่นแบบเกาส์เซียน โดยระยะห่างระหว่างลำคลื่นบนทรงกลมเสมือนคือ $\Delta\theta_b$ และ $\Delta\varphi_b = 10^0$ โดยใช้เอวลำคลื่น $w_0 = 1\lambda$ จากผลการคำนวณ พบว่าผลการจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นด้วยวิธีการกระจายลำคลื่นแบบเกาส์เซียนในแบบ 3 มิติ มีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดีกับผลการทดสอบ ดังแสดงในรูปที่ 13 (ข) (ค) และในระนาบแนวนอน ดังแสดงในรูปที่ 14 ดังนั้นเราสามารถประมาณหรือจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่วางตัวบนผลทุเรียนได้ในทุกมุมได้ๆ บนพื้นฐานของสมการ UTD

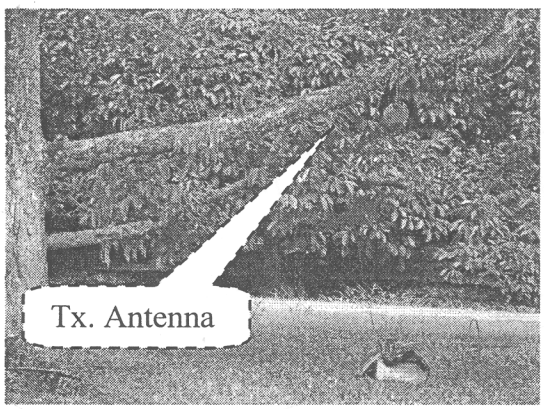
4. ผลการคำนวณและการทดสอบการสูญเสียการแพร่กระจายคลื่นตามระยะทางในสวนทุเรียน



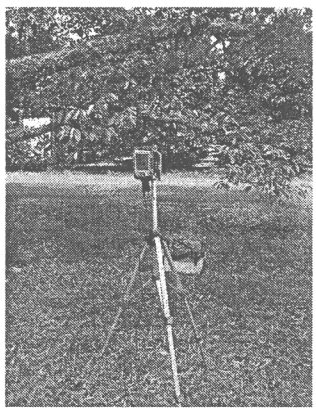
(ก)



(ข)



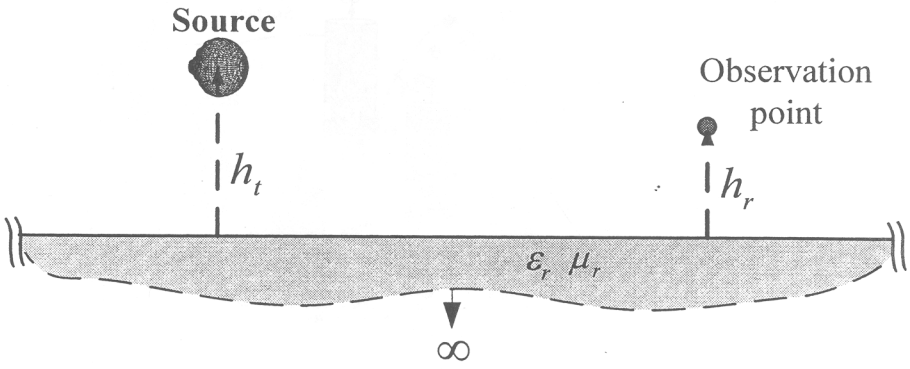
(ค)



(ง)

รูปที่ 15 การจำลองสวนทุเรียนและการทดสอบ: (ก) สภาพแวดล้อมจริง (ข) แบบจำลอง (ค) สายอากาศส่งติดตั้งบนผลทุเรียน (ง) เครื่องรับสัญญาณ

รูปที่ 15 (ก) แสดงสภาพแวดล้อมจริงของสวนทุเรียนในศูนย์วิจัยพืชสวนจังหวัดจันทบุรี และแบบจำลองแสดงในรูปที่ 15 (ข) ต้นทุเรียนถูกจำลองด้วยทรงกระบอกที่มีพื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ สำหรับค่าพื้นผิวอิมพีแดนซ์สามารถทำการประมาณได้จากโครงสร้างทรงกระบอก PEC ที่ถูกหุ้มด้วยชั้นไดอิเล็กตริกหนา t ดังแสดงในสมการที่ 6d [11] รูปที่ 15 (ค)แสดงตำแหน่งติดตั้งสายอากาศส่ง รูปที่ 13 (ง) แสดงเครื่องรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ ระยะห่างระว่างต้นทุเรียนเท่ากับ 8 เมตร ความสูงของสายอากาศส่งเท่ากับ 2.2 เมตร จากนั้นทำการคำนวณรวมค่าการสะท้อนของพื้นดินดังแสดงแบบจำลองในรูปที่ 16 โดยค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นผิวที่ไม่ใช่ตัวนำสมบูรณ์ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 16 และ 17 ในกรณีสายอากาศส่งมีโพลาไรซ์ในแนวตั้งและแนวนอนตามลำดับ สำหรับในการทดสอบในรายงานนี้กำหนดให้สายอากาศส่งมีโพลาไรซ์ในแนวตั้ง



รูปที่ 16 แบบจำลองพื้นดินในสวน

$$R_H = \frac{\sin(\psi) - \sqrt{(\varepsilon_r - jY) - \cos^2(\psi)}}{\sin(\psi) + \sqrt{(\varepsilon_r - jY) - \cos^2(\psi)}} \tag{16}$$

$$R_V = \frac{(\varepsilon_r - jY)\cdot\sin(\psi) - \sqrt{(\varepsilon_r - jY) - \cos^2(\psi)}}{(\varepsilon_r - jY)\cdot\sin(\psi) + \sqrt{(\varepsilon_r - jY) - \cos^2(\psi)}} \tag{17}$$

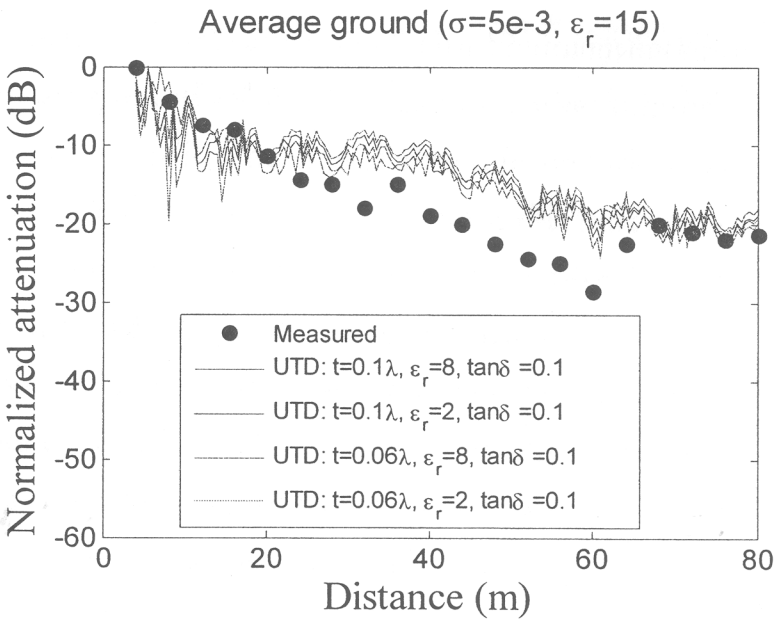
ψ =มุมของคลื่นสะท้อนวัดจากพื้นโลก

$Y = 18\ 10^9 \sigma/f.$

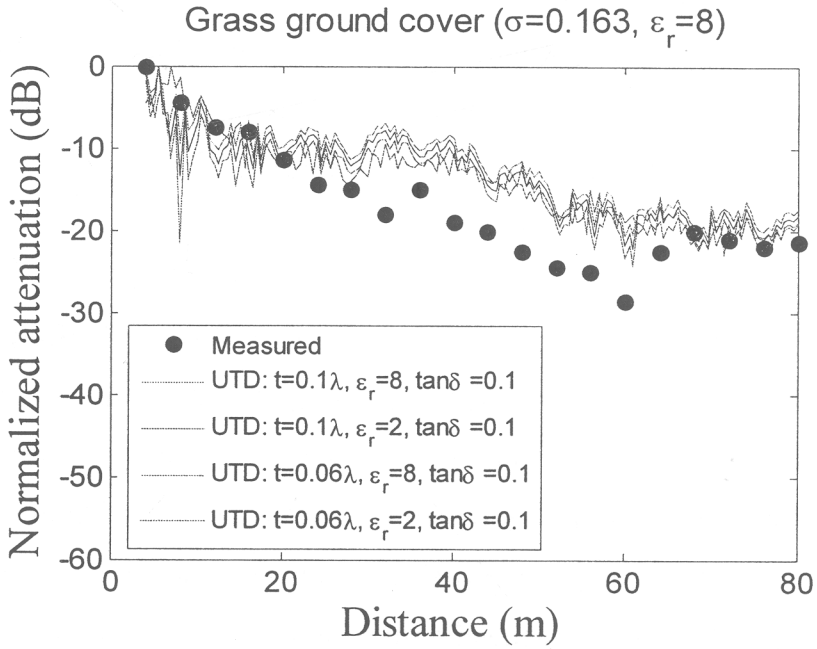
f=ความถี่ (Hz)

ตารางที่ 1

Surface	**Conductivity σ**	**Dielectric Constant ε_r**
Dry Poor Ground	10^{-3}	4-7
Average Ground	$5\ 10^{-3}$	15
Wet Good Ground	$2\ 10^{-2}$	25-30
Fresh Water	10^{-2}	81
Sea Water	5	81
Grass ground cover	0.163	8



รูปที่ 17 การสูญเสียตามระยะทางเทียบกับนอร์แมลไลซ์ด้วยค่าสูงสุดของแต่ละข้อมูล: กรณี average ground (σ =5e-3, ε_r =15) และทรงกระบอกพื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ ($\tan\delta$ =0.1, ε_r = 2 and 8, t=0.1 λ and 0.06 λ)



รูปที่ 18 การสูญเสียตามระยะทางเทียบกับนอร์แมลไลซ์ด้วยค่าสูงสุดของแต่ละข้อมูล: กรณี grass ground cover (σ =0.163, ε_r =8) ทรงกระบอกพื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ ($\tan\delta$ =0.1, ε_r = 2 and 8, t=0.1 λ and 0.06 λ)

ตารางที่ 1 แสดงค่าความนำ (Conductivity σ) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric Constant ε_r) ของพื้นผิวโลกแบบต่างๆ รูปที่ 17 และ 18 แสดงผลการคำนวณโดยวิธี UTD คำนวณโดยพื้นผิว

ทรงกระบอกของแบบจำลองถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ทั้งหมดจำนวน 20 ทรงกระบอก แถวละ 10 ต้น และในกรณีที่แทนค่าพื้นดินด้วยค่าความนำและค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ทำการคำนวณแบ่งเป็น 2 กรณีคือ กรณีที่ 1 Average ground ค่าความนำมีค่าเท่ากับ 0.005 และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกมีค่าเท่ากับ 15 กรณีที่ 2 Grass ground cover ค่าความนำมีค่าเท่ากับ 0.163 และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกมีค่าเท่ากับ 8 จากผลการคำนวณ พบว่าค่าการสูญเสียตามระยะทางมีความใกล้เคียงกับผลการทดสอบการแพร่กระจายคลื่นซึ่งรูปแบบการลดทอนในช่วง 30 เมตรแรก และช่วงระยะสุดท้ายของการคำนวณ มีความใกล้เคียงกับผลการทดสอบเป็นอย่างมาก ทั้งนี้ในส่วนของค่าการลดทอนในระยะ 30-60 เมตร พบว่ามีค่าระดับที่แตกต่างกันกับผลการทดสอบ แต่รูปแบบการลดทอนมีแนวโน้มที่คล้ายคลึงกัน จากการเปลี่ยนแปลงค่าความนำและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของระนาบกราวนด์ที่ได้ทำการศึกษาพบว่าค่าการลดทอนและรูปแบบการลดทอนไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก ส่วนการเปลี่ยนแปลงค่าความหนาและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของไดอิเล็กตริกที่หุ้มทรงกระบอกพบว่าระดับของค่าการลดทอนมีการเปลี่ยนแปลง ทั้งนี้ความคลาดเคลื่อนของระดับค่าการลดทอนระหว่างผลการทดสอบและผลการคำนวณอาจมาจากตัวแปรที่ไม่ทราบค่าเช่น ระยะความสูงของเครื่องรับสัญญาณเทียบกับความสูงของเครื่องส่งสัญญาณในการทดสอบเมื่อเปลี่ยนตำแหน่งการทดสอบเนื่องจากพื้นดินอาจมีลักษณะที่ไม่ราบเรียบ รวมถึงการลดทอนหรือการลบกวนจากคลื่นที่กระจัดกระจายจากใบไม้ที่ไม่สามารถจำลองได้ในขณะนี้ สำหรับแนวทางการติดตั้งตัวสื่อสารในโครงข่ายตัวจับไร้สายสามารถติดตั้งได้โดยใช้ค่ากำลังงานรับต่ำสุดของตัวอุปกรณ์สื่อสารเป็นข้อกำหนดในการหาค่าระยะที่เหมาะสม โดยทำการอ่านค่าการลดทอนจากผลการคำนวณแล้วหาระยะที่เหมาะสมในการติดตั้งตัวสื่อสารในแต่ระสภาพแวดล้อมที่สนใจ

5. สรุป

การคำนวณปัญหาการแพร่กระจายคลื่นด้วยวิธี UTD เป็นวิธีการที่ให้ผลที่แม่นยำเช่นเดียวกับการคำนวณด้วยระเบียบวิธีเชิงเลขอื่นๆ แต่ใช้เวลาในการคำนวณต่ำกว่าในการคำนวณปัญหาที่มีขนาดใหญ่ จากผลการคำนวณเมื่อนำเทคนิคการกระจายลำคลื่นแบบเกาส์เซียนมาประยุกต์ใช้ร่วมกับวิธีการ UTD พบว่าสามารถคำนวณการกระจัดกระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแม่เหล็กไฟฟ้าได้อย่างถูกต้องมากยิ่งขึ้นเนื่องจากได้รวมผลของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากแหน่งกำเนิดซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวมที่ทำการคำนวณมีความถูกต้องใกล้เคียงกับการทดสอบการแพร่กระจายคลื่น

จากผลการคำนวณ พบว่ามีความสอดคล้องกับการทดสอบค่าการสูญเสียตามระยะทาง ดังนั้นแบบจำลองและวิธีการคำนวณที่นำเสนอ จึงมีความเหมาะสมในการนำมาใช้ในการจำลองสภาพแวดล้อมจริงในสถานการณ์ต่างๆ ทั้งนี้สามารถเปลี่ยนแปลงแบบจำลองให้สอดคล้องกับสภาพแวดล้อมจริงที่ทำการศึกษาการแพร่กระจายคลื่นได้ง่าย จึงทำให้วิธีการคำนวณที่นำเสนอนี้สามารถปรับใช้ได้หลากหลายสถานการณ์ อย่างไรก็ตาม การจำลองสภาพแวดล้อมจริงด้วยทรงกระบอกและระนาบกราวนด์ที่มีพื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์นั้นจะจำกัดเฉพาะในการจำลอง

สภาพแวดล้อมจริงที่ต้นไม้มีลักษณะสูงโปร่ง ถ้าต้องการปรับใช้ในสภาพแวดล้อมจริงที่ต้นไม้มีลักษณะมีใบมากหรือมีลักษณะทรงพุ่ม จะต้องทำการจำลองพุ่มไม้ร่วมด้วย

เอกสารอ้างอิง

[1] R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak, "A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface," Proc. IEEE, vol. 62, pp. 1448{1461, November 1974.

[2] P. H. Pathak, "High-frequency techniques for antenna analysis," Proc. IEEE, Vol. 80, pp. 44-65, Jan. 1992.

[3] P. H. Pathak, "An Asymptotic Analysis of the Scattering of Plane Waves by a Smooth Convex Cylinder", Radio Sci., Vol. 14, pp. 419-435, May- June, 1979.

[4] P. H. Pathak, W. D. Burnside, and R. J. Marhefka, "A uniform UTD analysis of the diffraction of electromagnetic waves by a smooth convex surface", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-28, pp. 609-622, Sept. 1980.

[5] H. H. Syed and J. L. Volakis, "An Asymptotic Analysis of the Plane Wave Scattering by a Smooth Convex Impedance Cylinder," Report, Radiation Laboratory Department of Electrical Engineering and Computer Science The University of Michigan Ann Arbor.

[6] H. H. Syed and J. L. Volakis, " High-frequency scattering by a smooth coated cylinder simulated with generalized impedance boundary conditions," Radio Science, Vol. 26, No. Sep.-Oct., 1991.

[7] L. W. Pearson, "A scheme for automatic computation fo fock-type integrals," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-35, pp. 1111–1118, Oct. 1987.

[8] K. Tap, "Complex Source Point Beam Expansions for Some Electromagnetic Radiation and Scattering Problems," Ph.D. dissertation, The Ohio State Univ., Columbus, OH, 2007.

[9] H.-T. Chou, P. H. Pathak, and R. J. Burkholder, "Novel Gaussian Beam Method for the Rapid Analysis of Large Reflector Antennas," IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 49, No. 6, pp. 880-893, June 2001.

[10] T. Lertwiriyaprapa, P. H. Pathak, and J. L. Volakis, "A UTD for Predicting Fields of Sources near or on Thin Planar Positive/Negative Material Discontinuities," Radio Science, vol. 42, RS6S18, 2007

[11] C. Tokgoz, "Asymptotic High Frequency Analysis of the Surface Fields of a Source Excited Circular Cylinder with an Impedance Boundary Condition" Ph.D., Dept. Elec. Comput. Eng., The Ohio State Univ., Columbus, OH, 2002.

4.2 ระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย

นายอภิฌาณ กาญจนวาปสถิตย์และศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

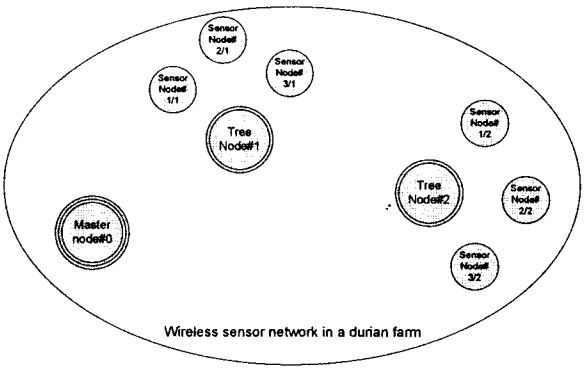
1. บทนำ

เนื่องจากสวนทุเรียนสวนหนึ่งประกอบไปด้วยต้นทุเรียนจำนวนมาก ดังนั้นการตรวจวัดโดยการใช้คลื่นไมโครเวฟตรวจสอบทีละลูกในลักษณะการเชื่อมต่อแบบจุดต่อจุด (Point-To-Point) จึงไม่เหมาะสมเนื่องจากเกษตรกรต้องเข้าไปใกล้กับจุดที่สามารถรับส่งสัญญาณจึงทำให้เสียเวลาในการตรวจวัด เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวนี้ ผู้วิจัยจึงได้ประยุกต์โครงข่ายเซนเซอร์แบบไร้สาย (Wireless Sensor Network) เข้ากับการวัดค่าความแก่ของผลทุเรียนจากคลื่นไมโครเวฟ ซึ่งโครงข่ายตรวจวัดแบบไร้สายนี้จะช่วยอำนวยความสะดวกต่อเกษตรกรในการเก็บค่าการตรวจวัดผลทุเรียนจากต้นต่างๆแบบอัตโนมัติ และโนดต่างๆในเครือข่ายจะสามารถส่งข้อมูลถึงกันได้โดยไม่จำกัดเรื่องระยะทาง

สำหรับโครงสร้างของระบบสื่อสารเพื่อการตรวจวัดค่าความสุกแก่ของทุเรียนสามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน โดยส่วนแรกเป็นส่วนการสื่อสารในเครือข่ายเซนเซอร์ไร้สาย และส่วนที่สองเป็นส่วนการสื่อสารผ่านเครือข่ายอินเตอร์เนต ในส่วนแรกจะเป็นการสื่อสารระหว่างโนดต่างๆ ในเครือข่ายเซนเซอร์ไร้สาย โดยจะมีโนดหลัก (Master node) ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานทั้งหมด และเมื่อโนดหลักได้รับข้อมูลตรวจวัดค่าความสุกแก่ของผลทุเรียน โนดหลักก็จะส่งข้อมูลนั้นผ่านเครือข่าย GPRS ซึ่งจะเชื่อมต่อเข้ากับเครือข่ายอินเตอร์เนตไปเก็บในฐานข้อมูลของเครื่องให้บริการ

2. โนดในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย

ในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายที่ประยุกต์การตรวจวัดความสุกแก่ของผลทุเรียนนี้จะประกอบด้วยโนด 3 ประเภท ได้แก่ โนดหลัก (Master node) โนดประจำต้น (Tree node) และโนดตรวจวัด (Sensor node) ดังแสดงในรูปที่ 1 สำหรับเหตุผลที่แบ่งชนิดของโนดออกเป็น 3 ชนิด เนื่องจากการคำนึงถึงประสิทธิภาพในการทำงานของโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย โดยโนดหลักจะเสมือนกับเป็นผู้ควบคุมหลักของโครงข่ายทั้งหมด และเนื่องจากจำนวนลูกทุเรียนในแต่ละต้นมีเป็นจำนวนมาก หากให้โนดตรวจวัดทำการส่งข้อมูลโดยตรงถึงโนดหลักจะทำให้โครงข่ายเกิดความคับคั่งเนื่องมาจากจำนวนข้อมูลที่มากจนเกินไป ดังนั้นเพื่อเป็นการลดจำนวนของข้อมูล จึงต้องมีโนดประจำต้นเพื่อเป็นจุดรวบรวมข้อมูลในต้นนั้นๆแล้วจึงส่งต่อให้โนดหลักอีกทอดหนึ่ง



รูปที่ 1 โนดในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายที่ออกแบบ

3. โปรโตคอลค้นหาเส้นทางในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย

สำหรับการสื่อสารในโครงข่ายใดๆ ปกติจะต้องมีการกำหนดโปรโตคอลซึ่งเป็นกระบวนการที่ทุกๆ โนดในโครงข่ายจะต้องปฏิบัติตามเพื่อทำให้การสื่อสารเกิดขึ้นอย่างราบรื่นและมีประสิทธิผล ซึ่งในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายในการวิจัยนี้จะประกอบไปด้วยโปรโตคอลหลักสองโปรโตคอล ได้แก่ โปรโตคอลควบคุมการเข้าใช้ช่องสัญญาณ (Medium access control protocol) ที่มีไว้สำหรับควบคุมการส่งข้อมูลเข้าไปช่องสัญญาณ ซึ่งโปรโตคอลที่ใช้ในการวิจัยนี้เป็นโปรโตคอลประเภท CSMA (Carrier sense multiple access) ซึ่งเป็นโปรโตคอลที่ถูกกำหนดให้ทำงานในอาร์เอฟโมดูลสำเร็จรูปที่ได้เลือกใช้งาน สำหรับโปรโตคอลที่สำคัญอีกตัวหนึ่งได้แก่โปรโตคอลค้นหาเส้นทางการส่งข้อมูล (Routing protocol) เนื่องจากสวนทุเรียนโดยปกติจะมีขนาดกว้างและพลังงานที่ป้อนให้กับวงจรของโนดแต่ละตัวในโครงข่ายมีจำกัดซึ่งส่งผลให้ระยะทางในการติดต่อสื่อสารระหว่างโนดถูกจำกัดไปด้วย ทำให้โนดประจำต้นบางตัวไม่สามารถส่งข้อมูลโดยตรงไปยังโนดหลักได้ ดังนั้นจึงต้องอาศัยโนดประจำต้นอื่นๆ ช่วยถ่ายทอดข้อมูลไปยังโนดหลัก ดังนั้นจึงต้องมีการออกแบบโปรโตคอลค้นหาเส้นทางในการส่งข้อมูลในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายเพื่อให้เหมาะกับการทำงานในสวนทุเรียน

โปรโตคอลสำหรับติดต่อสื่อสารในโครงข่ายไร้สาย จะเริ่มต้นจากการที่ในแต่ละรอบของการตรวจสอบค่าความสุกแก่ของผลทุเรียน โนดหลักจะต้องทำการตรวจสอบจำนวนที่แน่นอนของโนดประจำต้นในสวนทุเรียน ทั้งนี้เนื่องจากจำนวนของโนดประจำต้นไม่สามารถโปรแกรมในหน่วยความจำของไมโครคอนโทรเลอร์ไว้ล่วงหน้า เพราะการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของโนดประจำต้นในเครือข่ายจะสามารถเปลี่ยนแปลงได้ในแต่ละวัน ตัวอย่างเช่น เมื่อแบตเตอรี่ของโนดประจำต้นหมดโนดนั้นก็จะไม่สามารถทำงานได้ หรือมีการติดตั้งโนดประจำต้นเพิ่มเติมเข้าไปในโครงข่าย เป็นต้น โดยการตรวจสอบจำนวนโนดประจำต้นจะเริ่มจากการที่โนดหลักจะส่งเฟรมให้โนดประจำต้นทำการรายงานตัวต่อโนดหลัก (Request to Report Oneself Frame: RRO) โดยเมื่อส่งเฟรมดังกล่าวออกไปโนดหลักก็จะทำการตั้งค่าเวลาสิ้นสุดของการรายงานตัว (Timeout for report oneself) เมื่อโนดประจำต้นใดๆ ได้รับเฟรมให้รายงานตัวก็จะทำการสุ่มค่าเวลาที่จะส่งเฟรมรายงานตัว (Report Oneself Frame: RO) และทำการกระจายเฟรมดังกล่าวออกไปพร้อมๆกับทำการเพิ่มข้อมูลลงในตารางข้อมูลขาลงไปสู่โนด

หลัก (Downward routing table) ซึ่งมีส่วนประกอบของตารางดังแสดงในตารางที่ 1 ซึ่งข้อมูลในคอลัมภ์แรกของตารางจะเป็นหมายเลขของโนดประจำต้นที่ส่งข้อมูลออกมา ซึ่งในที่นี้คือ หมายเลขของโนดหลัก ในคอลัมภ์ที่สองเป็นหมายเลขของโนดประจำต้นที่กระจายเฟรม RRO ส่วนคอลัมภ์สุดท้ายเป็นจำนวนครั้งของการถ่ายทอดเฟรม RRO ตั้งแต่ส่งออกมาจากโนดหลัก โดยในเฟรม RRO จะมีฟิลด์แสดงจำนวนของการถ่ายทอดเฟรมและทุกครั้งที่มีการกระจายเฟรมออกไปจะมีการเพิ่มค่าในฟิลด์นี้ครั้งละหนึ่งค่า

ตารางที่ 1 ตารางข้อมูลขาลง

ID of actual transmitting station	ID of the latest transmitting station	Number of hops

เมื่อถึงเวลาที่จะทำการส่งเฟรมรายงานตัวจากโนดประจำต้นแต่ละตัว โนดประจำต้นตัวนั้นก็จะทำการค้นหาในตารางข้อมูลขาลงเพื่อตรวจหาว่าถ้าต้องการส่งเฟรม RO กลับไปหาโนดหลักจะต้องส่งไปให้กับโนดประจำต้นตัวใดในโครงข่าย ถ้าหากพบหลายเส้นทางที่จะส่งข้อมูล โนดประจำต้นตัวนั้นก็จะทำการเลือกหมายเลขของโนดประจำต้นตัวที่อยู่ถัดออกไปที่มีจำนวนครั้งของการถ่ายทอดข้อมูลน้อยที่สุด ซึ่งอาจหมายถึงเส้นทางที่มีระยะทางที่สั้นที่สุดที่เฟรม RO จะเดินทางไปสู่โนดหลัก เมื่อเลือกเส้นทางได้แล้วโนดประจำต้นตัวนั้นก็จะทำการส่งเฟรม RO ต่อไปยังโนดประจำต้นปลายทางที่ได้เลือกเอาไว้ เมื่อโนดประจำต้นปลายทางได้รับเฟรม RO ก็จะทำการเพิ่มข้อมูลลงในตารางข้อมูลขาขึ้น (Upward Routing Table) ซึ่งก็มีส่วนประกอบเช่นเดียวกับตารางข้อมูลขาลง

โดยวิธีการเช่นนี้จะทำให้เฟรม RO จากโนดประจำต้นแต่ละตัวที่อยู่ในโครงข่ายสามารถเดินทางไปถึงโนดหลักเพื่อให้โนดหลักทราบถึงจำนวนแท้จริงของโนดประจำต้นในโครงข่ายเพื่อที่จะได้ทำการส่งเฟรมสอบถามข้อมูลความสุกแก่ของทุเรียนในต้นนั้นๆ ได้ (Request to Report Durian Maturity frame: RRDM) และเมื่อสิ้นสุดเวลาของการรายงานตัวที่โนดหลักตั้งเอาไว้ โนดหลักก็จะเริ่มทำการส่งเฟรม RRDM โดยการส่งเฟรมจะเรียงจากหมายเลขของโนดประจำต้นตัวแรกที่ส่งเฟรม RO มาถึงจนถึงหมายเลขประจำต้นตัวสุดท้ายที่ส่งเฟรม และเนื่องจากโนดหลักได้ทำการเพิ่มข้อมูลในตารางขาขึ้นของตัวเองเมื่อครั้งที่ได้รับเฟรม RO เช่นกัน โนดหลักจึงสามารถเลือกหมายเลขของโนดประจำต้นตัวถัดไปที่จะสามารถส่งเฟรม RRDM จนไปถึงโนดประจำต้นปลายทางที่ต้องการติดต่อได้ เมื่อเฟรม RRDM เดินทางไปถึงโนดประจำต้นตัวถัดไปที่ถูกเลือกโดยโนดหลัก โนดประจำต้นตัวนั้นก็จะค้นในตารางข้อมูลขาขึ้นเพื่อหาหมายเลขของโนดประจำต้นถัดออกไป ด้วยวิธีนี้เฟรม RRDM จะสามารถเดินทางไปจนถึงโนดประจำต้นปลายทาง และเมื่อโนดประจำต้นปลายทางได้รับเฟรม RRDM ก็จะทำการกระจายเฟรมสอบถามข้อมูลความสุกแก่ของทุเรียนไปยังโนดตรวจวัด (Request to Sensor

node to Report Durian Maturity: RSRDM) ออกไปให้โนดตรวจวัดที่อยู่ในต้นของตัวเอง เมื่อโนดตรวจวัดได้รับเฟรม RSRDM ก็จะทำการตรวจวัดค่าความสุกแก่ของผลทุเรียน จากนั้นก็จะส่งเฟรมข้อมูลรายงานค่าความสุกแก่ของผลทุเรียน (Durian Maturity frame: DM) กลับไปให้โนดประจำต้นของตัวเอง และเมื่อโนดประจำต้นของตัวเองได้รับข้อมูลความสุกแก่ของผลทุเรียนที่ได้จากโนดตรวจวัด โนดประจำต้นก็จะส่งเฟรมข้อมูลตรวจวัด (Report Durian Maturity frame: RDM) กลับไปให้โนดหลักโดยใช้ข้อมูลในตารางข้อมูลขาลง

ตัวอย่างการทำงานของโปรโตคอลค้นหาเส้นทาง

ในตัวอย่างนี้สมมติว่าในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายประกอบด้วยโนดหลัก โนดประจำต้น 2 โนด และโนดประจำต้นแต่ละโนดมีโนดตรวจวัดจำนวน 3 โนด ดังแสดงในรูปที่ 1

ขั้นตอนที่ 1 โนดหลักกระจายเฟรม RRO ออกไป โนดประจำต้นหมายเลข 1 และได้รับเฟรมดังกล่าว แต่โนดประจำต้นหมายเลข 2 ไม่ได้รับเนื่องจากอยู่ห่างออกไปเกินระยะได้รับสัญญาณ จากนั้นโนดประจำต้นหมายเลข 1 ทำการตั้งเวลาในการส่งเฟรม RO และปรับปรุงข้อมูลในตารางข้อมูลขาลง ดังแสดงในตารางที่ 2 จากนั้นกระจายเฟรม RRO ออกไป

ตารางที่ 2 ตัวอย่างข้อมูลในตารางข้อมูลขาลงของโนดประจำต้น#1

ID of actual transmitting station	ID of the latest transmitting station	Number of hops
0	0	1

ขั้นตอนที่ 2 เฟรม RRO เดินทางไปถึงโนดประจำต้นหมายเลข 2 จากนั้นโนดประจำต้นหมายเลข 2 ทำการตั้งเวลาในการส่งเฟรม RO ของตัวเองและปรับปรุงข้อมูลในตารางข้อมูลขาลง ดังแสดงในตารางที่ 3 จากนั้นกระจายเฟรม RRO ออกไป

ตารางที่ 3 ตัวอย่างข้อมูลในตารางข้อมูลขาลงของโนดประจำต้น#2

ID of actual transmitting station	ID of the latest transmitting station	Number of hops
0	1	2

ขั้นตอนที่ 3 เมื่อถึงเวลาที่ตั้งเอาไว้โนดประจำต้นหมายเลข 1 ทำการส่งเฟรม RO ของตัวเองกลับไปให้โนดหลัก เมื่อค้นในตารางข้อมูลขาลงของตัวเองพบว่าจะต้องส่งเฟรม RO ผ่านโนดหมายเลข 0 ซึ่งก็คือหมายเลขของโนดหลักนั่นเอง (เนื่องจากโนดประจำต้นหมายเลข 1 สามารถรับข้อมูลได้โดยตรงจากโนดหลัก) ส่วนโนดประจำต้นหมายเลข 2 เมื่อค้นในตารางข้อมูลขาลงพบว่าต้องส่งเฟรม RO ของตัวเองผ่านไปยังโนดประจำต้นหมายเลข 1

ขั้นตอนที่ 4 เมื่อเฟรม RO ของโนดประจำต้นหมายเลข 2 มาถึงโนดประจำต้นหมายเลข 1 โนดประจำต้นหมายเลข 1 ก็จะทำการปรับปรุงตารางข้อมูลขาขึ้น ดังแสดงในตารางที่ 4 แล้วจึงตรวจสอบตารางข้อมูลขาลงของตัวเอง พบว่าสามารถส่งเฟรม RO ของโนดประจำต้นหมายเลข 2 ไปยังโนดหลักได้โดยตรง

ตารางที่ 4 ตัวอย่างตารางข้อมูลขาขึ้นของโนดประจำต้น#1

ID of actual transmitting station	ID of the latest transmitting station	Number of hops
2	2	1

ขั้นตอนที่ 5 เมื่อเฟรม RO ของโนดประจำต้นหมายเลข 1 และ 2 เดินทางไปถึงโนดหลัก โนดหลักทำการปรับปรุงข้อมูลในตารางข้อมูลขาขึ้น ดังแสดงในตารางที่ 5

ตารางที่ 5 ตัวอย่างตารางข้อมูลขาขึ้นของโนดหลัก

ID of actual transmitting station	ID of the latest transmitting station	Number of hops
1	1	1
2	1	2

ขั้นตอนที่ 6 โนดหลักทำการส่งเฟรม RRDM ไปให้โนดประจำต้นหมายเลข 1 เมื่อตรวจสอบในตารางข้อมูลขาขึ้นของตัวเอง พบว่าสามารถส่งข้อมูลไปให้โนดประจำต้นหมายเลข 1 ได้โดยตรง

ขั้นตอนที่ 7 เมื่อเฟรม RRDM เดินทางไปถึงโนดประจำต้นหมายเลข 1 โนดประจำต้นหมายเลข 1 กระจายเฟรม RSRDM ออกไปให้โนดตรวจวัดในต้นของตัวเองและเมื่อโนดตรวจวัดของตัวเองส่งเฟรม DM กลับมาให้ โนดประจำต้นหมายเลข 1 ก็ส่งเฟรม RDM ต่อไปให้โนดหลักโดยใช้ตารางข้อมูลขาลงของตัวเอง

ขั้นตอนที่ 8 โนดหลักทำการส่งเฟรม RRDM ไปให้โนดประจำต้นหมายเลข 2 เมื่อตรวจสอบในตารางข้อมูลขาขึ้นของตัวเอง พบว่าสามารถส่งข้อมูลไปให้โนดประจำต้นหมายเลข 2 ผ่านทางโนดประจำต้นหมายเลข 1

ขั้นตอนที่ 9 โนดประจำต้นหมายเลข 1 เมื่อได้รับเฟรม RRDM ของโนดประจำต้นหมายเลข 2 ก็ทำการตรวจสอบข้อมูลขาขึ้น พบว่าสามารถส่งเฟรม RRDM ไปยังโนดประจำต้นหมายเลข 2 ได้โดยตรง

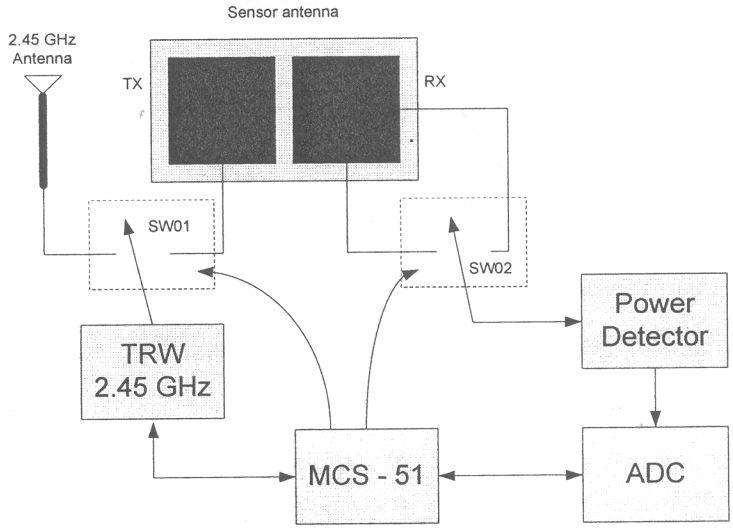
ขั้นตอนที่ 10 เมื่อเฟรม RRDM เดินทางไปถึงโนดประจำต้นหมายเลข 2 โนดประจำต้นหมายเลข 2 กระจายเฟรม RSRDM ออกไปให้โนดตรวจวัดในต้นของตัวเองและเมื่อโนดตรวจวัดของตัวเองรายงานค่าความสุกแก่ของผลทุเรียนกลับมาให้ เมื่อค้นในตารางข้อมูลขาลงโนดประจำต้นหมายเลข 2 พบว่าต้องส่งเฟรม RDM ต่อไปให้โนดหลักผ่านทางโนดประจำต้นหมายเลข 1

ขั้นตอนที่ 11 เมื่อโนดประจำต้นหมายเลข 1 ได้รับเฟรม RDM จากโนดประจำต้นหมายเลข 2 จากนั้นทำการตรวจสอบข้อมูลในตารางขาลง พบว่าสามารถส่งเฟรมดังกล่าวไปยังโนดหลักได้โดยตรง

4. รูปแบบของเฟรมในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย

รูปแบบทั่วไปของเฟรมที่รับส่งภายในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายประกอบด้วยส่วนประกอบของเฟรมมีฟิลด์ที่มีขนาด 8 บิตทั้งหมด 14 ฟิลด์ประกอบด้วย ฟิลด์เริ่มต้น ฟิลด์ชนิดของเฟรม ฟิลด์ลำดับของเฟรม ฟิลด์จำนวนครั้งของส่งต่อ ฟิลด์หมายเลขของโหนดปลายทางที่แท้จริง ฟิลด์หมายเลขปลายทางของโหนดถัดออกไป ฟิลด์หมายเลขของโหนดที่ส่งเฟรมที่แท้จริง ฟิลด์หมายเลขของโหนดที่ทำหน้าที่ถ่ายทอดเฟรม ฟิลด์หมายเลขของโหนดตรวจวัด ส่วนอีกสี่ฟิลด์ต่อมาเป็นฟิลด์บรรจุค่าการตรวจวัด ปิดท้ายเฟรมด้วยฟิลด์สิ้นสุด สำหรับชนิดของเฟรมที่รับส่งประกอบไปด้วเฟรมดังต่อไปนี้ เฟรม RRO เฟรม RO เฟรม RRDM เฟรม RSRDM เฟรม RDM และเฟรม ACK อย่างไรก็ตามชนิดของเฟรมบางชนิดไม่ได้ประกอบด้วยฟิลด์ทั้งหมด อย่างเช่น เฟรม ACK จะประกอบด้วยฟิลด์ 5 ฟิลด์เท่านั้น ซึ่งได้แก่ ฟิลด์เริ่มต้น ฟิลด์ชนิดของเฟรม ฟิลด์หมายเลขโหนดปลายทาง ฟิลด์หมายเลขโหนดต้นทาง ฟิลด์สิ้นสุด

5. การออกแบบโนดเซนเซอร์



รูปที่ 2 ผังภูมิการทำงานของโนดเซนเซอร์

จากรูปที่ 2 เป็นผังภูมิการทำงานของโนดเซนเซอร์ ซึ่งมีไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 เป็นตัวคุมการทำงานหลัก โมดูล TRW 2.45GHz ทำหน้าที่เป็นตัวรับ–ส่งข้อมูล ในขณะเดียวกันก็ทำหน้าที่เป็นตัวกำเนิดความถี่เพื่อป้อนให้กับสายอากาศเซนเซอร์ (Sensor antenna) ด้วย โดยมีขั้นตอนการทำงานเป็นลำดับดังต่อไปนี้

1. ไมโครคอนโทรลเลอร์ส่งสัญญาณกระตุ้นให้ SW01 ทำงานโดยสวิตช์ไปที่ตำแหน่งสายอากาศเซนเซอร์ภาคส่ง (TX) เพื่อส่งสัญญาณความถี่ 2.45GHz เข้าไปในผลไม้ที่ทำการวัด ซึ่ง SW01 ทำหน้าที่สลับเส้นทางการส่งข้อมูลระหว่างสายอากาศส่งข้อมูล (2.45GHz antenna) และสายอากาศเซนเซอร์

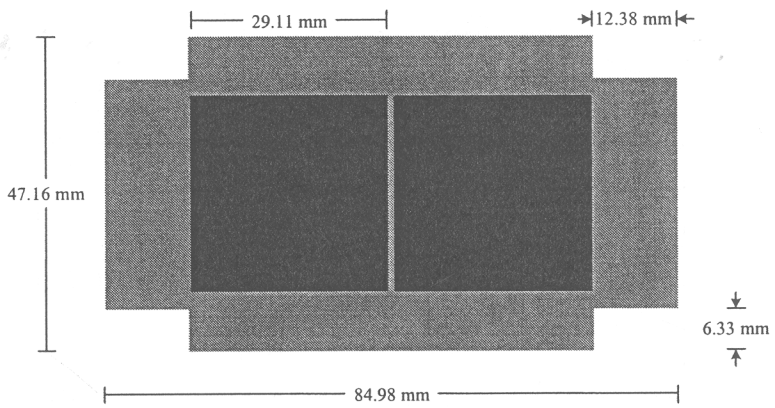
2. สัญญาณเชื่อมต่อร่วมจากสายอากาศส่ง (Coupling) ไปยังสายอากาศรับ (RX) เพื่อส่งต่อไปยังภาคตรวจรับกำลังงาน (Power detector) ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณวิทยุ (RF) ที่รับได้ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (DC) ซึ่งมีระดับที่แตกต่างกันจากการวัด

3. สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (DC) ที่ได้จากภาคตรวจรับกำลังงานจะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอลด้วยวงจรการแปลงสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิตอล (Analog to Digital Convertor: ADC) ขนาด 12 บิตเพื่อส่งต่อไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์

4. ไมโครคอนโทรลเลอร์จะส่งสัญญาณควบคุมให้ SW01 สลับไปยังตำแหน่งสายอากาศส่งข้อมูลเพื่อส่งข้อมูลที่ได้ออกไป ซึ่งข้อมูลที่ได้ในแต่ละตัวจะส่งไปยังเซนเซอร์ประจำต้น จากนั้นเซนเซอร์ประจำต้นจะส่งข้อมูลทั้งหมดไปยังโหนดแม่ ซึ่งทำหน้าที่ประมวลผลข้อมูลทั้งหมดแล้วจัดส่งไปยังคอมพิวเตอร์ส่วนกลางผ่านระบบ GPRS

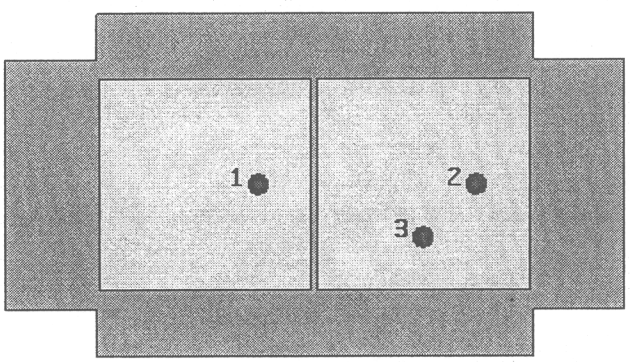
5.1 ส่วนสายอากาศ

สายอากาศที่นำมาใช้เป็นตัวเซ็นเซอร์ในระบบโครงข่ายไร้สายเป็นสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ โดยออกแบบให้สายอากาศสองตัววางห่างกันในระยะประชิดที่ใกล้ที่สุดเพื่อให้สามารถรับสัญญาณเชื่อมต่อร่วมได้ดีที่สุด สายอากาศตัวแรกต่อกับเครื่องกำเนิดสัญญาณทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง สายอากาศอีกตัวต่ออยู่กับเครื่องรับกำลังงานสัญญาณทำหน้าที่เป็นสายอากาศตัวรับ ซึ่งสายอากาศทั้งสองตัวถูกออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ โดยให้สายอากาศแผ่คลื่นในโหมด 1 ขนาดของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 ขนาดของสายอากาศที่ได้จากการออกแบบ

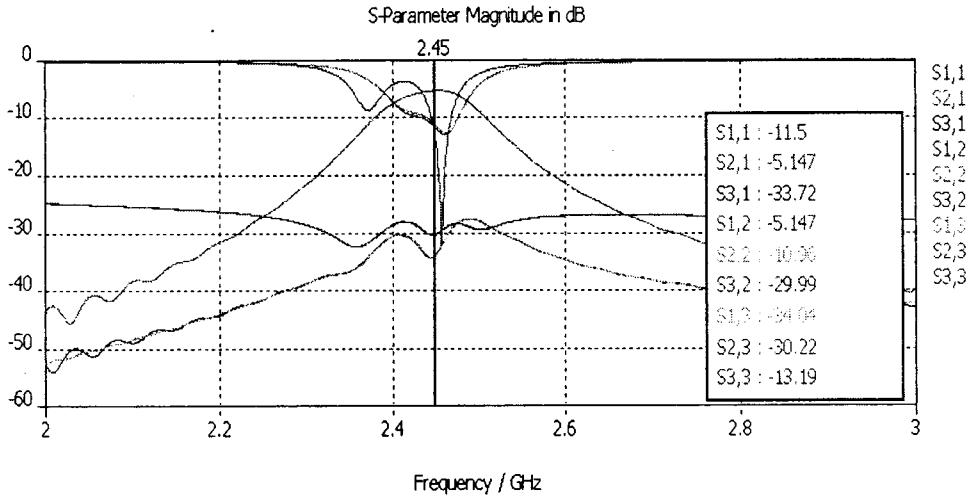
จากนั้นนำขนาดของสายอากาศที่ได้จากการออกแบบไปจำลองในโปรแกรมทางแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อตรวจสอบว่าสายอากาศที่ได้ออกแบบสามารถทำงานที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4 การจำลองสายอากาศในโปรแกรมทางแม่เหล็กไฟฟ้า

จากรูปที่ 4 จะเห็นได้ว่าสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ที่ใช้จำลองในโปรแกรมทางแม่เหล็กไฟฟ้ามีจุดป้อนสัญญาณ 3 จุด ซึ่งในการนำไปใช้งานจริง จะมีสวิตช์ทำหน้าที่ปรับเปลี่ยนโพลาไรเซชัน โดยที่จุดป้อนหมายเลข 1 เป็นจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นตัวส่ง จุดป้อน

หมายเลข 2 เป็นจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นตัวรับสัญญาณในกรณีโพลาไรเซชันขนาน ส่วนจุดป้อนหมายเลข 3 เป็นจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นตัวรับสัญญาณในกรณีโพลาไรเซชันตั้งฉาก

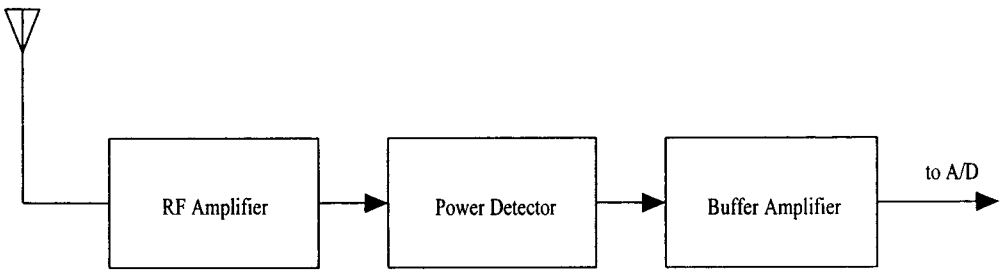


รูปที่ 5 ผลการจำลองที่ได้จากโปรแกรมทางแม่เหล็กไฟฟ้า

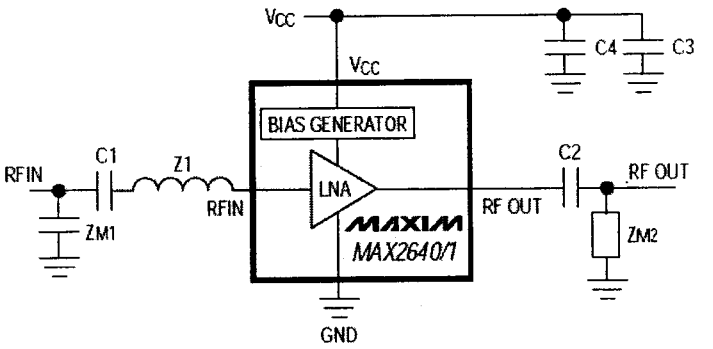
จากรูปที่ 5 เป็นผลของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR)ของแต่ละจุดป้อนสัญญาณที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมทางแม่เหล็กไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของจุดป้อนสัญญาณทั้ง 3 จุดมีค่าต่ำกว่า -10 dB ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ แสดงว่าสายอากาศนี้มีค่าแมตช์ที่ดี (Matching) ซึ่งทำให้สายอากาศสามารถทำงานที่ความถี่ดังกล่าวได้

5.2 ส่วนวงจรตรวจรับกำลังงาน

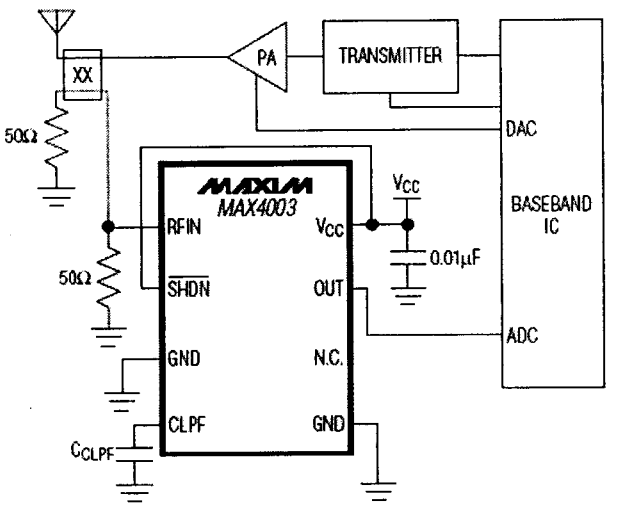
ส่วนของภาคตรวจรับกำลังงาน (Power detector) ประกอบด้วยวงจรขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier) วงจรรับกำลังงาน (Power detector) และวงจรขยายบัฟเฟอร์ (Buffer Amplifier) ดังแสดงในรูปที่ 6 ซึ่งมีวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ วงจรตรวจรับกำลังงาน วงจรขยายบัฟเฟอร์และรูปถ่าย ดังแสดงในรูปที่ 7 ถึง 10 ตามลำดับ



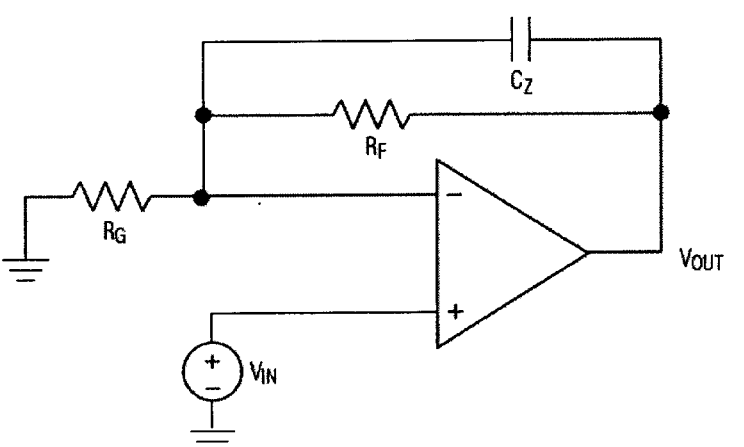
รูปที่ 6 ไดอะแกรมการทำงานของภาคตรวจรับกำลังงาน



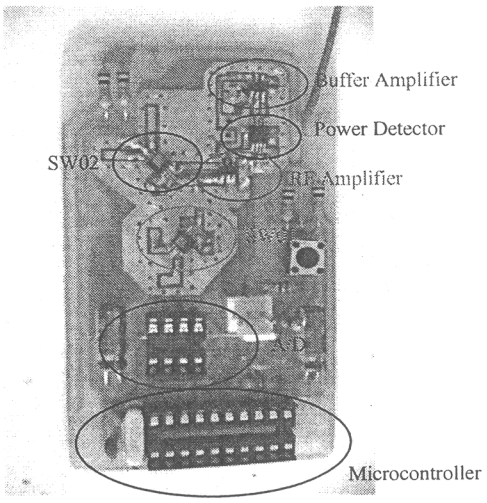
รูปที่ 7 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ



รูปที่ 8 วงจรตรวจรับกำลังงาน



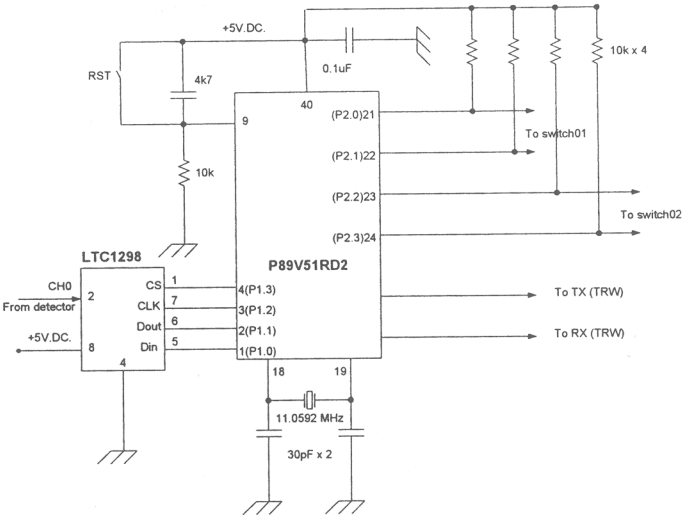
รูปที่ 9 วงจรขยายบัฟเฟอร์



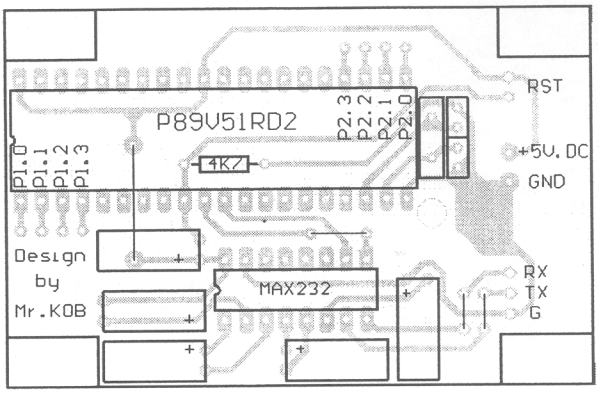
รูปที่ 10 ลายวงจรส่วนตรวจจับกำลังงาน

5.3 ส่วนวงจรควบคุมการทำงาน

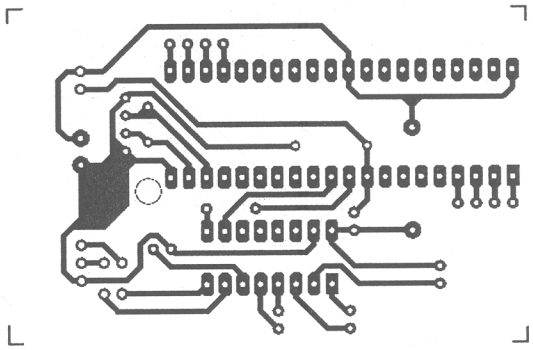
ในรูปที่ 11 เป็นวงจรควบคุมการทำงานด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ P89V51RD2 ขนาด 40 ขาซึ่งสามารถเขียนข้อมูลได้ด้วยวิธีการแบบ ISP (In-System Programming) ทำให้การแก้โปรแกรมต่างๆ ทำได้โดยง่าย ไม่ยุ่งยาก สะดวก และรวดเร็ว โดยรูปที่ 11คือลายวงจรพิมพ์ด้านบน (ก) และด้านล่าง (ข) และมีลายพิมพ์ในรูปที่ 12



รูปที่ 11วงจรควบคุมการทำงานภายในเซนเซอร์



(ก)



ข)

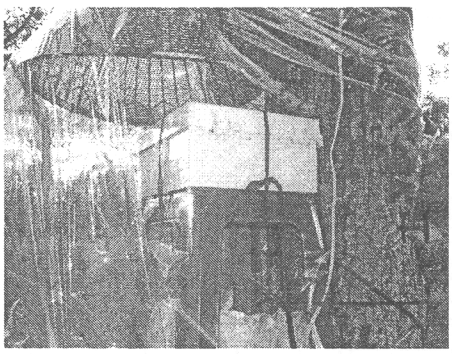
รูปที่ 12 ลายวงจรพิมพ์ของวงจรควบคุมการทำงาน

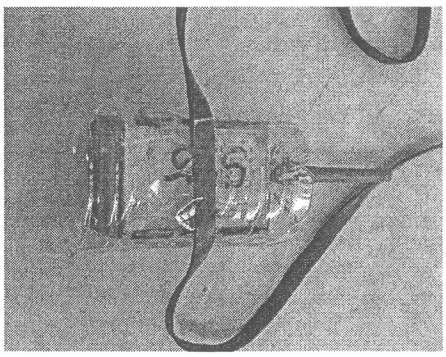
(ก) ด้านบน (ข) ด้านล่าง

6. การทดสอบภาคสนาม

ได้ออกแบบและสร้างเซนเซอร์ทั้งหมด 16 ตัว มีรูปถ่ายของโนดแม่และโนดลูกแสดงในรูปที่ 13 เพื่อทดสอบการส่งสัญญาณระดับความแก่ของทุเรียนที่ศูนย์วิจัยพืชสวน จังหวัดจันทบุรี ในเดือนพฤษภาคม 2552 และที่อำเภอชะอวด จังหวัดนครศรีธรรมราช ในเดือนสิงหาคม 2552

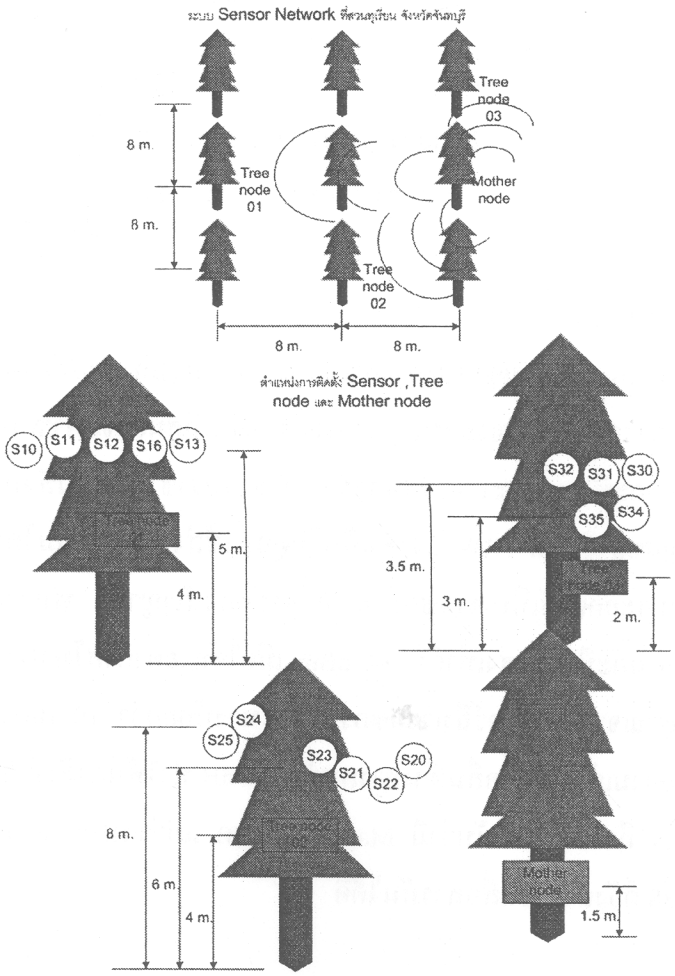
จากข้อมูลของโมดูล TRW 2.4 ซึ่งเป็นโมดูลที่ใช้ส่งสัญญาณไมโครเวฟความถี่ 2.4 GHz ซึ่งในโครงการนี้นำมาประยุกต์ใช้เป็นเซนเซอร์และเครื่องรับส่งสัญญาณ พบว่ามีความไวในการรับสัญญาณเท่ากับ -80 dBm และมีกำลังส่งเท่ากับ +4 dBm เมื่อใช้สายอากาศโมโนโพลที่มีอัตราขยายเท่ากับ 2.1 dBi การส่งสัญญาณจากเซนเซอร์ถึงเซนเซอร์มีระยะทางน้อยกว่า 10 เมตร ซึ่งจากข้อมูลในตารางที่ 2 พบว่าการสูญเสียตามเส้นทางที่คลื่นเดินทางเท่ากับ 65 dB ทำให้มีกำลังที่เครื่องรับมีขนาด -53 dBm ซึ่งสูงกว่า -80 dBm ถึง 27 dB นับว่ามี Margin สูงมาก แม้ว่าแบบจำลอง Rician ที่มี K=14.25 มีค่าแปรปรวน 0.0188 ก็ยังสามารถสื่อสารกันได้ดี

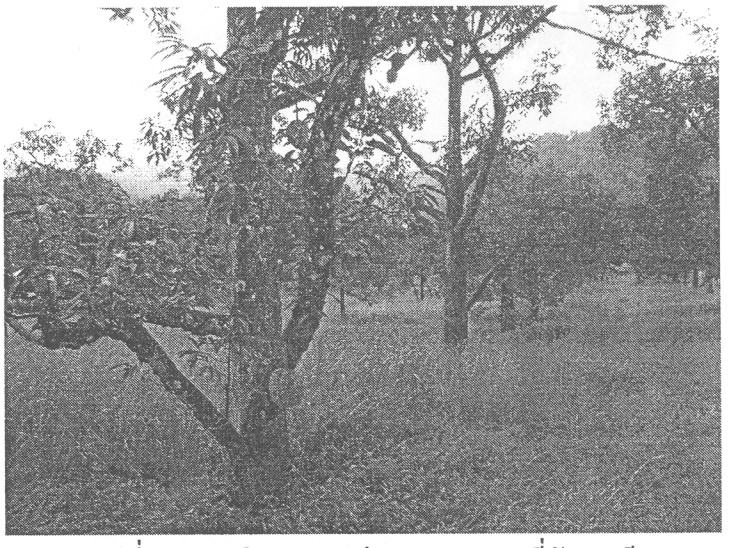






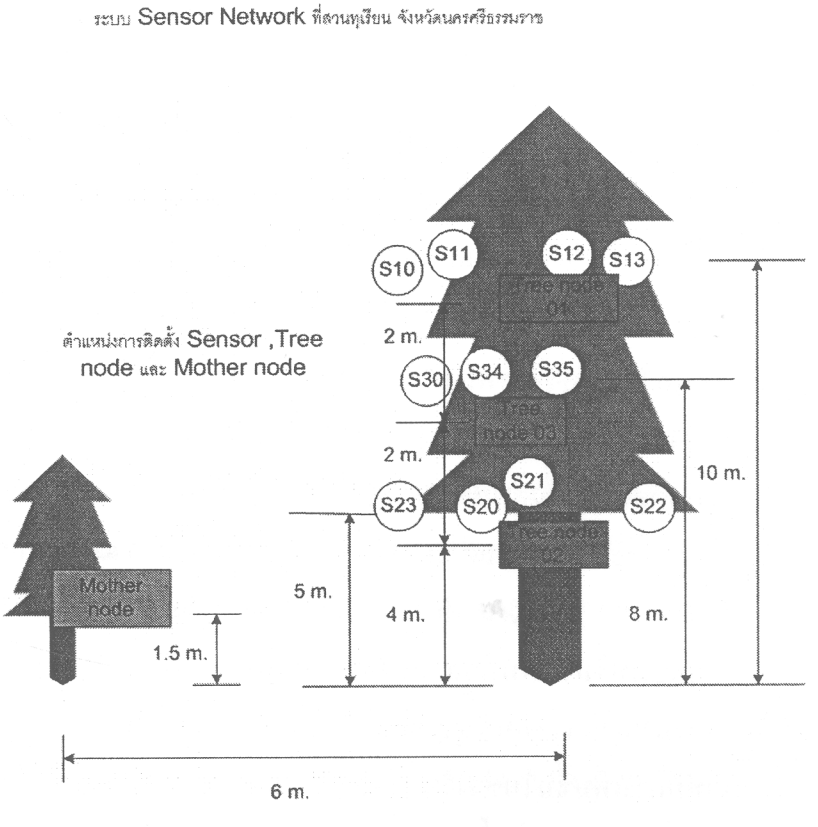
รูปที่ 13 รูปถ่ายของโนดแม่และโนดลูก

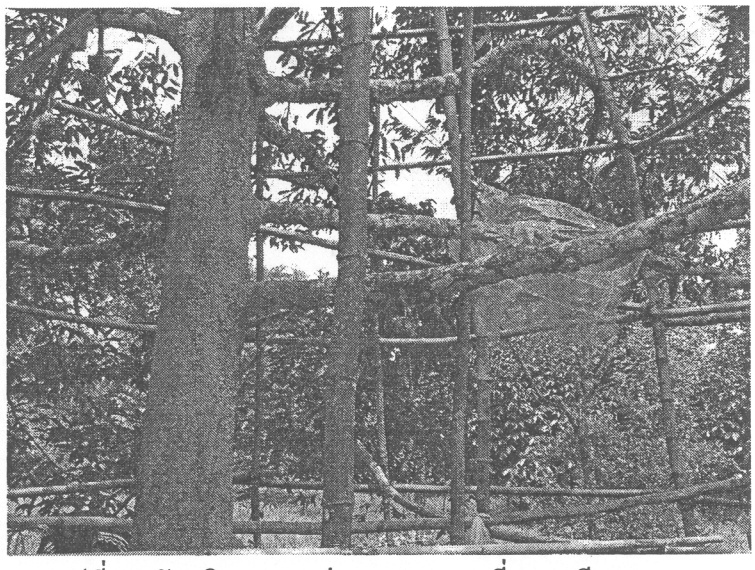




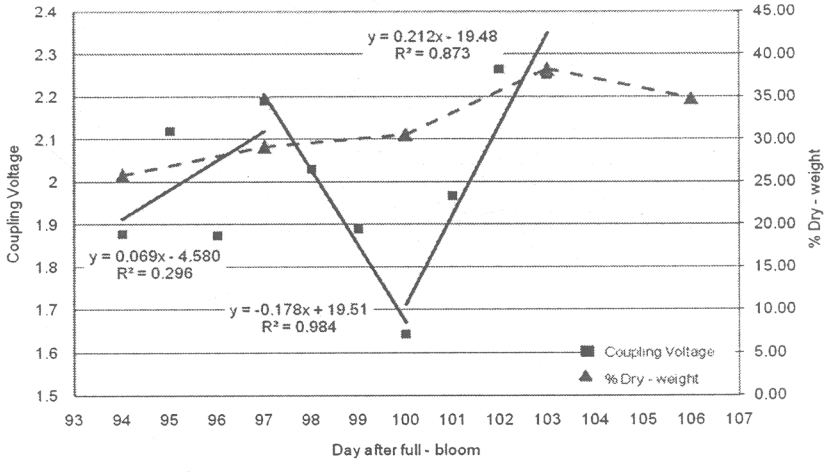
รูปที่ 14 ผังภูมิและภาพถ่ายการทดลองที่จันทบุรี

เราได้จัดการทดลองภาคสนามที่ศูนย์วิจัยพืชสวน จังหวัดจันทบุรี ในเดือนพฤษภาคม 2552 โดยมีโนดประจำต้นจำนวน 3 โนด แต่ละต้นมี 3-4 โนด มีผังภูมิและภาพถ่ายดังแสดงในรูปที่ 14 เนื่องจากในช่วงเวลาดังกล่าวมีฝนตกมากทุกวัน วันละหลายครั้ง ความชื้นจากน้ำฝนทำให้การวัดผิดพลาดและสร้างความเสียหายแก่แหล่งจ่ายพลังงานของระบบ จึงไม่สามารถเก็บข้อมูลได้





รูปที่ 15 ผังภูมิและภาพถ่ายการทดลองที่นครศรีธรรมราช



รูปที่ 16 การเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณไมโครเวฟตามวันหลังดอกบาน เทียบกับเปอร์เซนต์น้ำหนักแห้ง

หลังจากที่แก้ไขแหล่งจ่ายพลังงานแล้ว ได้จัดการทดลองอีกครั้งที่อำเภอชะอวด จังหวัดนครศรีธรรมราช มีจำนวนโนดทั้งสิ้น 11 โนด เนื่องจากในสวนที่ทดลองมีทุเรียนขนาดใหญ่ต้นเดียว ดังแสดงในรูที่ 15 จึงติดตั้ง 3 โนดบนต้นทุเรียนนี้ โดยแต่ละโนดมี 3-4 โนดเซนเซอร์ จากการทดลองพบว่าความชื้นจากฝนและน้ำค้างมีผลต่อการเก็บข้อมูลเป็นอย่างมาก แม้ว่าเก็บข้อมูลตลอด 24 ชั่วโมง แต่พบว่าข้อมูลในช่วงเวลา 10-14 นาฬิกามีความน่าเชื่อถือ ทั้งนี้เนื่องจากเป็นช่วงเวลาที่น้ำค้างแห้งหมดแล้ว ประกอบกับมีปริมาณฝนน้อย เนื่องจากฝนมักจะตกในช่วงบ่าย จึงได้นำข้อมูลในช่วงเวลาดังกล่าวมาเฉลี่ยและแสดงผลระดับสัญญาณต่อวันหลังดอกบานในรูปที่ 16 ที่แสดงให้เห็นว่าระดับสัญญาณไมโครเวฟมีการเพิ่มขึ้นในช่วงวันหลังดอกบานที่ 94 ถึง 97 จากนั้นสัญญาณจะลดลงมาต่ำสุดในวันหลังดอกบานที่ 100 และเพิ่มขึ้นอีกครั้ง การเปลี่ยนแปลงนี้มีธรรมชาติสอดคล้องกับการทดลอง

โดยใช้เซนเซอร์ที่เก็บข้อมูลด้วยคน และเมื่อเปรียบเทียบกับเปอร์เซนต์น้ำหนักแห้งที่มีค่าเพิ่มขึ้นตามวันหลังดอกบานที่เพิ่มขึ้น พบว่าวันที่ 101 เป็นวันที่เปอร์เซนต์น้ำหนักแห้งมากกว่า 32% ซึ่งเป็นวันที่ทุเรียนมีระดับความแก่ 80% ดังนั้นจึงทำให้ทราบได้ว่าวันที่สัญญาณมีระดับต่ำที่สุดจะมีระดับความแก่ใกล้เคียง 80% ทำให้ใช้ระดับสัญญาณนี้เตือนชาวสวนให้เก็บทุเรียนก่อนที่มันจะมีความแก่ 80% ได้

7. สรุป

ในงานวิจัยนี้คณะนักวิจัยได้ดำเนินการศึกษาและพัฒนาเซนเซอร์ไมโครเวฟเพื่อตรวจสอบระดับความแก่ของผลไม้ ซึ่งในที่นี้จำกัดอยู่ที่ทุเรียนซึ่งเป็นผลไม้ส่งออกที่มีมูลค่าสูง เซนเซอร์ที่ใช้เป็นสายอากาศไมโครสตริปสองตัววางข้างกันและแตะอยู่กับผลทุเรียน สัญญาณที่ส่งจากสายอากาศตัวหนึ่งผ่านผลทุเรียนไปยังสายอากาศอีกตัวหนึ่งที่ใช้รับสัญญาณ มีความแรงแปรผันตามระดับความแก่ของทุเรียน จากการศึกษาพบว่าเมื่อเวลาที่เปลี่ยนไปตามวันหลังดอกบานที่เพิ่มขึ้น ปริมาณแป้งในเนื้อทุเรียนจะเพิ่มจนสูงที่สุดที่วันหนึ่ง จากนั้นจะลดลง ในขณะที่ปริมาณน้ำตาลมีการเปลี่ยนแปลงที่สวนทางกันแต่ปริมาณแป้งสูงกว่าปริมาณน้ำตาลอย่างเห็นได้ชัด ผลลัพธ์ดังกล่าวเป็นเหตุให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของเนื้อทุเรียนมีค่าลดลงและเพิ่มขึ้นในลักษณะที่สวนทางกับการเปลี่ยนแปลงของปริมาณแป้ง และความแรงของสัญญาณที่รับได้ก็จะแปรผันตามการเปลี่ยนแปลงของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของแป้งในเนื้อทุเรียน จากผลการทดลองกับทุเรียนในสวนที่อำเภอชะอวด จังหวัดนครศรีธรรมราช ในช่วงเดือนกรกฎาคมถึงเดือนสิงหาคม ของปี 2551 และ 2552 มีผลทำนองเดียวกันที่สนับสนุนสมมุติฐานข้างต้นเป็นอย่างดี

คณะนักวิจัยได้พัฒนาเซนเซอร์ดังกล่าวให้สามารถเก็บข้อมูลโดยอัตโนมัติและมีต้นทุนต่ำโดยได้ใช้วงจรที่หาได้ในท้องตลาดมาทำเป็นระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายทำงานที่ความถี่ 2.4 GHz เพื่อเก็บผลแล้วเปรียบเทียบกับเปอร์เซนต์น้ำหนักแห้งที่ใช้เป็นเกณฑ์ตัดสินความแก่ของทุเรียน พบว่าทำงานได้ดี

ก่อนที่จะได้ระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายที่กล่าวมาข้างต้น คณะนักวิจัยได้ศึกษาการกระจายคลื่นวิทยุความถี่ 2.4 และ 5.8 GHz ในสวนทุเรียน โดยได้วัดสัญญาณวิทยุและทำแบบจำลองช่องสัญญาณดังกล่าว เพื่อให้เกิดความเข้าใจในการกระจายคลื่นในสวนทุเรียนซึ่งยังไม่มีผู้ใดทำมาก่อน แล้วนำข้อมูลดังกล่าวมาออกแบบระบบสื่อสารที่มีเสถียรภาพ และได้พัฒนาโปรโตคอลเพื่อควบคุมการสื่อสารระหว่างเซนเซอร์ที่ติดกับผลทุเรียนมายังโนดแม่ที่ใช้เชื่อมต่อข้อมูลผ่านระบบ GPRS มายังห้องปฏิบัติการ และแสดงผลเป็นกราฟเพื่อทำนายระดับความแก่ของทุเรียน

ประโยชน์จากการวิจัยนี้จะทำให้มีเครื่องมือที่ช่วยในการเตือนชาวสวนให้เก็บทุเรียนในช่วงเวลาที่เหมาะสม ที่จะทำให้มูลค่าสูงสำหรับการส่งออก

สิ่งที่ต้องปรับปรุงแก้ไขคือทำให้ระบบคงทนต่อสภาพการใช้งานที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิและความชื้นอย่างมากในแต่ละช่วงเวลาของแต่ละวัน โดยเฉพาะปริมาณฝนในช่วงฤดูที่ฝนตกชุก

เอกสารอ้างอิง

[1] สำนักบริการส่งออก 1 กรมส่งเสริมการส่งออก 2552 [Online] http://www.depthai.go.th/dep/doc/52/52003624.doc

[2] สำนักส่งเสริมและจัดการสินค้าเกษตร [Online] http://www.agriman.doae.go.th/home/km/km52_agriman.html

[3] ทิฑัมพร นาทวรทัต ความถ่วงจำเพาะและการสูญเสียน้ำหนักของทุเรียนพันธุ์ชะนี หมอนทอง และก้านยาวที่เก็บเกี่ยวในอายุต่างๆ กัน ปัญหาพิเศษ ปริญญาตรี ภาควิชาพืชสวน มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ กรุงเทพฯ 2530

[4] A. Mizrach, S. Gan-Mor, N. Galili, and G. Rosenhouse, "Non-destructive impact tests of fruit," Presented at the 1990 International Summer Meeting, Hyatt Regency Columbus, Columbus OH, American Society of Agricultural Engineers, 2950 Niles Rd., St. Joseph, MI 49085-9659 USA., Paper No. 906042, June 24-27, 1990.

[5] M. Delwiche and Y. Sarig, "A probe impact sensor for fruit firmness measurement," Transactions of the ASAE 34(1): 187-192, 1991.

[6] J.A. Abbott and D.R. Massie, "Nondestructive firmness measurement of apples," Presented at the 1993 International Summer Meeting, Spokane Center, Spokane WA, American Society of Agricultural Engineers, 2950 Niles Rd., St. Joseph, MI 49085-9659 USA., Paper No. 936025, June 20-23, 1993.

[7] P.R. Armstrong and G.K. Brown, "Apple firmness sorting using a nondestructive acoustic technique," Presented at the 1991 International Summer Meeting, Albuquerque Convention Center, Albuquerque, NM, American Society of Agricultural Engineers, 2950 Niles Rd., St. Joseph, MI 49085-9659 USA., Paper No. 916044, June 23-26, 1991.

[8] W.K. Bilanski, C.L. Pen, and D.R. Fuzzen, "Apple bruise detection using optical reflectance parameters," Canadian agricultural engineering. 26(2): 111-114, 1984.

[9] A. Mizrach, U. Flitsanov, and Y. Fuchs, "Utilization of an ultrasonic nondestructive method for measuring maturity of mango fruit," Presented at 1996 ASAE Annual International Meeting, Phoenix Civic Plaza, Phoenix, AZ, American Society of Agricultural Engineers, 2950 Niles Rd., St. Joseph, MI 49085-9659 USA., Paper No. 966012, July 14-18, 1996.

[10] T.C. Pearson, M.A. Doster, and T.J. Michailides, "Automated detection of pistachio defects by machine vision," Transactions of the ASAE. 17(5): 729-732, 2001.

[11] T. Yantarasri, S. Kawano, J. Sornsrivichai, and P. Chen, "Nondestructive NIR technique for sugar determination in intact mango," Proceedings of 5th International Symposium on Fruit, Nut and Vegetable Production Engineering. University of California, Davis, CA., 1997.

[12] G.K. Brown, L.J. Segerlind, and R. Summitt, "Near-infrared reflectance of bruised apples," Transactions of the ASAE. 17(1): 17-19, 1974.

[13] C.V. Greensill and D.S. Newman, "An experimental comparison of simple NIR spectrometers for fruit grading applications," Applied Engineering in Agriculture. 17(1): 69-76, 2001.

[14] J. Lammertyn, B. Nicolai, K. Ooms, V. De Smedt, and J. De Baerdemaeker, "Non-destructive measurement of acidity, soluble solids, and firmness of Jonagold apples using NIR-spectroscopy," Transactions of the ASAE. 41(4): 1089-1094, 1998.

[15] J. Varith, G.M. Hyde, A.L. Baritelle, J.K. Fellman, and T. Sattabongkot, "Non-contact bruise detection in apples by thermal imaging," Innovative Food Science and Emerging Technologies. 4: 211-218, 2003.

[16] ธงชัย ยันตรศรี จินดา ศรศรีวิชัย จำนงค์ อุทัยบุตร กอบเกียรติ แสงนิล สมบูรณ์ อนันตลาโภชัย สมโภชน์ โกมลมณี Zaman Alikhani กัลย์ กัลยาณมิตร เชษฐ์ ศิวะสมบูรณ์ วิไลวรรณ ยอดศรี สุขวัฒน์ จันทรปรรณิก การตรวจสอบคุณภาพของผลไม้โดยไม่ทำลายผล โครงการนำร่อง Phase ที่ 2: การประเมินความแก่อ่อนของทุเรียนและคุณภาพภายในมังคุดโดย X-ray Computed Tomography และ NMR imaging. รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.) กรุงเทพฯ 2543

[17] S.I. Cho and C.H. Chung, "Moisture and oil content measurements of red pepper powder using 10-MHz pulsed NMR," Transactions of the ASAE. 44(2): 377-381, 2001.

[18] B.L. Upchurch, E.W. Tollner, Y.C. Hung, and S.E. Prussia, "Characterization of X-ray absorption in watercore apples," Presented at the 1989 International Summer Meeting, Quebec Muncipal Convention Centre, Cuebec, PQ, Canada American Society of Agricultural Engineers, 2950 Niles Rd., St. Joseph, MI 49085-9659 USA., Paper No. 916044, June 25-28, 1989.

[19] S. Kim and T. Schatzki, "Detection of pinholes in almonds through X-ray imaging," Transactions of the ASAE. 44(4) 997-1003, 2001.

[20] S. Tersasaki, N. Wada, N. Sakurai, N. Muramatsu, R. Yamamoto, and D.J. Nevins, "Nondestructive measurement of kiwifruit ripeness using a laser doppler vibrometer," Transactions of the ASAE. 44(1): 81-87, 2001.

[21] S.O. Nelson, W.R. Forbus Jr., and K.C. Lawrence, "Assessment of microwave permittivity for sensing peach maturity," Transactions of the ASAE. 38(2): 579-585.

[22] Chaltarangsin & Siripharich, 1990.

[23] รัชฎา การพัฒนาเครื่องมือวัดความแข็งของก้านทุเรียน 2533

[24] กัลย์ กัลยาณมิตร การใช้เทคนิค x-ray ตรวจสอบความแก่ของผลทุเรียน วิทยานิพนธ์ปริญญาโท มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ 2540

[25] K.Kalayanamitra, "Evaluation and classification of durian fruit maturity and its relationship with chemical constituents," Thai Journal of Agricultural Science, 38(1-2), pp.45-54, 2005.

[26] H. L. Bertoni, "Radio propagation for modern wireless systems," Prentice Hall PTR, 2000.

[27] S. R. Saunders, "Antennas and propagation for wireless communication systems," John Wiley & Sons Ltd, 1999.

[28] J. Buckley, K. Aherne, B. O' Flynn, J. Barton, A. Murphy, and C. O'Mathuna, "Antenna performance measurements using wireless sensor networks," 2006 Electronic Components and Technology Conference, Electronic Components and Technology Conference, 2006. Proceedings. 56th, 6 pp, May 2006.

[29] M. M. Carvalho and J. J. Garcia-Luna-Aceves, "Modeling Single-Hop Wireless Networks under Rician Fading Channels," Wireless Communications and Networking Conference, 2004, vol. 1, pp. 219 – 224, March 2004.

[30] Y. Ziade, H. Roussel, and W. Tabbara, "A theoretical model of propagation in forest compared with experimental results," Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2005. IGARSS '05. Proceedings. 2005 IEEE International, vol. 2, pp. 1357 – 1360, July 2005.

[31] C. Xiao, Y.R. Zheng, and N.C. Beaulieu, "Statistical simulation models for Rayleigh and Rician fading," Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference, vol. 5, pp. 3524 – 3529, May 2003.

[32] T.B. Welch, J.R. Wood, R.W. McParlin, L.K. Schulze, T.P. Flaherty, S.G. CarloneHanson, R.J. Cahill, and R.A. Foran, "Very near ground RF propagation measurements for wireless systems," Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st, vol. 3, pp. 2556 – 2558, May 2000.

[33] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems .I. Characterization," Communications Magazine IEEE, vol. 35, pp. 90 – 100, July 1997.

[34] G.G. Joshi, C.B. Dietrich, C.R. Anderson, W.G. Newhall, W.A. Davis, J. Isaacs, and G. Barnett, "Near-ground channel measurements over line-of-sight and forested paths," Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings, pp. 589 – 596, Dec. 2005.

บทที่ 5
สรุป

ตลอดระยะเวลาการดำเนินโครงการในสามปีนี้ นักวิจัยจาก 6 สถาบันได้ร่วมงานวิจัยเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืนเป็นอย่างดี ได้จัดการประชุมโครงการเพื่อติดตามความก้าวหน้าอย่างสม่ำเสมอในทุกๆ เดือน และจัดสัมมนาประจำปีๆ ละครั้ง สามารถสรุปได้ว่าเราได้สร้างเครือข่ายการวิจัยด้านเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืนได้เหนียวแน่นเข้มแข็ง

แม้ว่าการวิจัยที่อาศัยนักวิจัยจำนวนมากจากต่างสถาบันไม่ใช่เรื่องที่ง่ายดาย แต่ก็อาจสรุปได้ว่าเป็นสิ่งที่เป็นไปได้และมีความท้าทายเป็นอย่างยิ่ง นักวิจัยทุกคนได้รับความกดดันกันอย่างทั่วหน้า ในการผลิตผลงานตามที่ได้เสนอไว้กับสกว. นอกเหนือจากการตีพิมพ์ผลงานในวารสารวิชาการแล้ว การเสนอขอจดสิทธิบัตรการประดิษฐ์ก็เป็นสิ่งที่นักวิจัยให้ความสำคัญ ได้มีการขอจดสิทธิบัตรจำนวน 1 การประดิษฐ์

สิ่งที่เรียนรู้จากโครงการนี้คือ ในการทำโครงการที่ใช้บุคลากรจำนวนมาก ซึ่งอยู่ต่างที่กัน หัวหน้าโครงการไม่ควรให้ความสำคัญการวิจัยแต่เพียงอย่างเดียว จะต้องให้ความสำคัญการบริหารจัดการด้วย การจัดทำงบประมาณได้แม่นยำจะทำให้ไม่ต้องโยกหมวดงบประมาณระหว่างดำเนินโครงการ ซึ่งเป็นเรื่องที่ยากหากเป็นโครงการที่เริ่มใหม่ แต่สำหรับโครงการที่ดำเนินต่อเนื่องน่าจะทำได้แม่นยำขึ้น การจัดเวลาให้ว่างตรงกันเพื่อประชุมเป็นเรื่องที่ต้องให้ความสำคัญเพราะนักวิจัยต่างก็มีภาระกิจเต็มมือ และอาจต้องหาวิธีการประชุมทางไกลถ้าจำเป็น

ผลลัพธ์ที่ได้จากโครงการ

ผลลัพธ์ที่ได้จากโครงการประกอบด้วย 8 ส่วน ดังนี้

1. ผลงานตีพิมพ์ในวารสารระดับนานาชาติ

1.1 M. Krairiksh, J. Varith and Kanjanavapastit, "Wireless Sensor Network for Monitoring Maturity Stage of Fruit," Scientific Research (In press)

1.2 P. Wounchoum, D. Worasawate, C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, "A Switched-Beam Antenna Using Circumferential-Slots on a Concentric Sectoral Cylindrical Cavity Excited by Coupling Slots," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 120, 127-141, 2011.

1.3 S. Chaimool, P. Akkaraekthalin and M. Krairiksh, "Wideband Constant Beamwidth Coplanar Waveguide-Fed Slot Antennas Using Metallic Strip Loadings and a Widened

Tuning Stub with Shaped Reflectors," International Journal of RF and Microwave computer-Aided Engineering/Vol. 21, No. 3, May 2011.

1.4 T. Tantisopharak, A. Boonpoonga, C. Phongcharoenpanich, P. Sirisuk and M. Krairiksh, "Adaptive Array antenna Using On-Off and CMA Algorithms for Microwave RFID Readers," IEICE Trans. Commun., Vol.E94-B, No.5 May 2011.

1.5 C. Sangdao, S. Songsermpong and M. Krairiksh, "A Continuous Fluidized Bed Microwave Paddy Drying System Using Applicators with Perpendicular Slots on a Concentric Cylindrical Cavity," Drying Technology, 29: 35-46, 2011.

1.6 A. Thanachayanont and M. Krairiksh, "Implementation of an RF CMOS Quadrature LC Voltage-Controlled Oscillator Based on the Switched Tail Transistor Topology," Journal of Circuits, Systems, and Computers Vol. 19, No.5 (2010) 931-937.

1.7 J. Mearnchu, T. Limpiti, D. Torrungrueng, P. Akkaraekthalin and M. Krairiksh, "A Handheld Moisture Content Sensor Using Coupled-Dipole Antennas," Latin American Applied Research 40:199-206 (2010).

1.8 M. Krairiksh, "A Handset Adaptive Antenna using Phaed-Array of Switched-Beam Element," journal of the Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics Vol. 17.No.3 (2009).

1.9 T.Hongnara, C. Mahattanajatuphat, P. Akkaraekthalin and M. Krairiksh, "A Multiband CPW-Fed Slot Antenna with Fractal Stub and Parasitic Line," Radioengineering, Vol. 18, No. 1, April 2009.

1.10 M. Krairiksh, P. Keowsawat, C. Phongcharoenpanich and S. Kosulvit, " Two-Probe Excited Circular Ring Antenna for MIMO Application," Progress In Electromagnetics Research, PIER 97, 417-431, 2009.

1.11 C. Mahatthanajatuphat and P. Akkaraekthalin, "A Bidirectional Multiband Antenna With Modified Fractal Slot Fed by CPW," Progress In Electromagnetics Research, PIER 95, 59-72, 2009.

1.12 C. Mahatthanajatuphat, S.Saleekaw and P. Akkaraekthalin, "A Rhombic Patch Monopole Antenna With Modified Minkowski Fractal Geometry for UMTS, WLAN, and Mobile Wimax Application," Progress In Electromagnetics Research, PIER 89, 57-74, 2009.

1.13 P. Keowsawat, C. Phongcharoenpanich and S. Kosulvit, "Mutual Information of MIMO System in a Corridor environment Based on Double Directional Channel Measurement," J. of Electromagn. Waves and Appl., Vol. 23, 1221-1233, 2009.

1.14 P. Wounchoum, D. Worasawate, C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, "A Two-Slot Array Antenna on a concentric Sectoral Cylindrical Cavity Excited by a Coupling Slot," Progress In Electromagnetics Research, PIER 86, 135-154, 2008.

1.15 D. Torrungrueng, S. Lamultree, C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, "In-depth analysis of reciprocal periodic structures of transmission lines," IET Microw. Antennas Propag., 2009, Vol. 3, Iss. 4, pp.591-600.

1.16 D. Torrungrueng, C. Thimaporn, S. Lamultree and M. Krairiksh, "Theory of Small Reflections for Conjugately Characteristic-Impedance Transmission Lines," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 18, No. 10, October 2008.

2. ผลงานที่อยู่ระหว่างการพิจารณา

T. Limpiti and M. Krairiksh, "Sensor for in situ Moisture Content Monitoring Detecting the Magnitude of Mutual Coupling between Parallel and Perpendicular Dipoles," IEEE Transaction Instrumentation and Measurement.

3. ผลงานที่กำลังจะตีพิมพ์

3.1 C. Sangdao and M. Krairiksh, "A Pilot Scale Continuous Fluidised-bed Microwave Paddy Drying System," to be submitted to Journal of Food Engineering.

3.2 P. Leekul and M. Krairiksh, "Microwave Sensor using Coupled Patch Antennas for Fruit Classification," to be submitted to IEEE Sensor Journal.

3.3 P. Sooksumrarn and M. Krairiksh, "Wireless Communications on a Tree," to be submitted to IEEE Transactions on Wireless Communications.

3.4 R. Suwalak, C. Phongcharoenpanich, D. Torrungrueng and M. Krairiksh, "Determination of Dielectric Property of Dielectric Material Construction Products Using a Novel RFID Sensor," to be submitted to IEEE Sensor.

3.5 K. Phaebua, T. Lertwiriyaprapa, C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, "Path-Loss Prediction of the Radio Wave Propagation in the Orchard by Using the UTD method," IEEE Trans. Antennas and Propagation.

4. สิทธิบัตร

สิทธิบัตรสิ่งประดิษฐ์เรื่อง อุปกรณ์วัดเนื้อยางแห้งในน้ำยาง เลขที่คำขอ 1101001079 วันที่รับคำขอ 8 กรกฎาคม 2554

5. หนังสือ

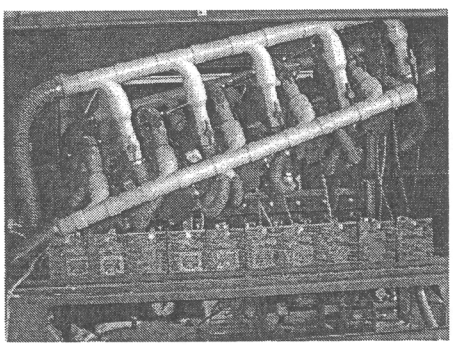
5.1 เทคโนโลยีสายอากาศ

5.2 เทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืน

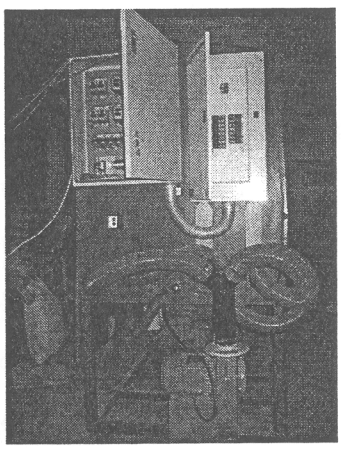
6. เครื่องต้นแบบ

เครื่องต้นแบบระดับนำร่องอุตสาหกรรม

ผลการทดสอบภายในห้องปฏิบัติการพบว่าการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดมีความสามารถเทียบเท่ากับเครื่องอบแห้งทั่วไป แต่ยังมีข้อจำกัดที่ได้ปริมาณข้าวเปลือกน้อย ผู้วิจัยจึงพัฒนาให้เป็นระดับนำร่องสู่อุตสาหกรรม โดยเพิ่มขนาดกำลังงานของหลอดแมกนิตรอนเป็น 18.4 กิโลวัตต์ จากการนำสายอากาศปล่อยคลื่นและอุปกรณ์ป้อนลมมาวางเรียงเป็นแถวลำดับสลับกันจำนวน 10 ชุด ควบคุมการทำงานด้วยวงจรตั้งเวลาให้แมกนิตรอนสลับกันทำงาน ระบบอบแห้งมีประสิทธิภาพ 60 เปอร์เซ็นต์ ดังแสดงในรูปที่ 1



ก)



ข)

รูปที่ 1 เครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกระดับนำร่องอุตสาหกรรม

ก) รูปภายในระบบ ข) รูปภายนอกระบบ

ทดลองอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นเริ่มต้น 22 เปอร์เซ็นต์ ลดลงเหลือ 15 เปอร์เซ็นต์ (มาตรฐานเปียก) เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิเริ่มต้นและสุดท้าย 31 และ 70 องศาเซลเซียส แล้วผึ่งอากาศแวดล้อมปกติไว้เป็นเวลา 1 ชั่วโมง สามารถอบแห้งข้าวเปลือกได้ประมาณ 30 กว่ากิโลกรัมต่อชั่วโมง เสียค่ากระแสไฟฟ้าประมาณ 1 บาทต่อกิโลกรัม

ผลจากการรวมวิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิไดซ์เบดเข้าด้วยกัน ทำให้สามารถเพิ่มอัตราการอบแห้งได้รวดเร็วขึ้น ส่งผลให้ค่าใช้จ่ายต่อปริมาณข้าวเปลือกถูกลงตามไปด้วย อย่างไรก็ดีหากลดการสิ้นเปลืองกำลังงานลงหรือเพิ่มปริมาณข้าวเปลือกขึ้น คาดว่าวิธีนี้จะมีความสำคัญอย่างยิ่งกับการอบแห้งข้าวเปลือก ซึ่งเป็นตัวอย่างการนำคลื่นไมโครเวฟไปประยุกต์ใช้ในการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือก

7. การสำเร็จการศึกษา

1. นายจักรกฤช ตรรกพานิชย์ "สายอากาศแผ่นพิมพ์สวิทช์ลำคลื่นป้อนสัญญาณสองตำแหน่ง" วิทยานิพนธ์หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ. 2553
2. นายธนวุฒิ ตันติโสภารักษ์ "สายอากาศแถวลำดับปรับตัว CMA โดยใช้การเริ่มต้นด้วยการสังเคราะห์ลำคลื่นทางดิจิตอล" วิทยานิพนธ์หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ. 2553
3. นายไพบูลย์ ย้อยหยด "การศึกษาการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศร่องในตัวกลางต่างๆ" วิทยานิพนธ์หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ. 2553

8. รางวัลที่ได้รับ

- ผลงานวิจัยดีเด่น สกว. พ.ศ. 2551
- นักวิจัยดีเด่นแห่งชาติสาขาวิศวกรรมศาสตร์และอุตสาหกรรมวิจัย พ.ศ. 2553
- เป็น Keynote Speaker ในการประชุมวิชาการ 2011 International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications ที่ประเทศเกาหลีใต้ ระหว่างวันที่ 19-22 มิถุนายน 2554

ภาคผนวก

ก. บทความ

ข. สิทธิบัตร

ค. วิทยานิพนธ์

ภาคผนวก

1.1 M. Krairiksh, J. Varith and Kanjanavapastit, "Wireless Sensor Network for Monitoring Maturity Stage of Fruit," Scientific Research (In press)

Wireless Sensor Network, 2011, 3, **-**
Published Online September 2011 (http://www.SciRP.org/journal/wsn)

Scientific Research

Wireless Sensor Network for Monitoring Maturity Stage of Fruit

Monai Krairiksh[1], Jatuphong Varith[2], Apichan Kanjanavapastit[3]
[1]*Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand*
[2]*Department of Agricultural and Food Engineering, Faculty of Engineering and Agro-Industry, Maejo University, Chiangmai, Thailand*
[3]*Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, Mahanakorn University of Technology, Bangkok, Thailand*
E-mail: kkmonai@kmitl.ac.th, jatupong@mju.ac.th, apichan@mut.ac.th
Received August 2, 2011; *revised August* 26, 2011; *accepted September* 5, 2011

Abstract

In this letter, we present a wireless sensor network for monitoring the maturity stage of fruit. A dual-polarization coupled patch sensor, which is robust to environmental changes, was designed to operate at 2.45 GHz. It was attached to a Durian fruit for a period of days to measure the magnitude of mutual coupling corresponding mainly to the starch concentration of its pulp. Signal was transmitted from a sensor node, via tree nodes, to a master node that displays the variations occurring in the period. The maximum mutual coupling occurred at the maturity stage of 60% whereas the minimum occurred at 70%. These results demonstrate that this wireless sensor network can enable fruit growers to harvest their Durians at an appropriate time, providing a reliable quality control for export.

Keywords: Fruit Sensor, Maturity Stage Monitoring, Wireless Sensor Network, Pre-harvest Control

1. Introduction

As climacteric fruits ripen, the starch in their pulp turns into sweet-tasting sugar. It is necessary to harvest them at an appropriate time, *i.e.*, harvesting them too early and they will no longer ripen properly, harvesting them too late then they must be consumed within a few days before they are spoiled. Timing the harvest for sufficient shipping time for export is absolutely crucial. Durio zibethinus Murray (Durian) is a major export fruit that brings into Thailand large amount of income every year. The conventional method for monitoring the maturity stage of Durian is by counting the number of days after full-bloom. However, the results are often inaccurate due to variations in the environment, e.g., temperature and humidity [1]. Therefore, a number of research projects have been conducted to develop sensors for monitoring the maturity stage of Durian [2-4]. Yet, these are generally only used to monitor post-harvest products.

This work presents a wireless sensor network for monitoring the maturity stage of Durian in the pre-harvest monitoring scheme.

2. Dual-Polarization Coupled Patch Sensor

It has been shown in [5] that starch and reducing sugar in Durian pulp vary, respectively, proportionally and inversely proportionally to the days after full-bloom. The peel is relatively unchanged. These changes gradually decrease the dielectric constant of the pulp in the days following full-bloom [6,7].

Due to severe environment during Durian-growing season, which is highly humid with heavy rains, a dual-polarization coupled patch was selected to ensure that measurements were robust to environmental changes. For the sensor, using coupled patch antenna, we simulated a Durian fruit as a pulp covered by a prickle peel with CST microwave studio software [8]. The Durian was modeled as an ellipsoid, see **Figure 1(a)**, with the major and minor axis of 30 cm and 20 cm, respectively. This is the standard size for export Durian. The thickness of the prickle peel was 1 cm. **Figure 1(b)** shows the diagram of the dual-polarization coupled patch sensor which was fabricated on an FR-4 substrate 1.6 mm high. The dielectric constant of the substrate was 4.4. The right

Copyright © 2011 SciRes.

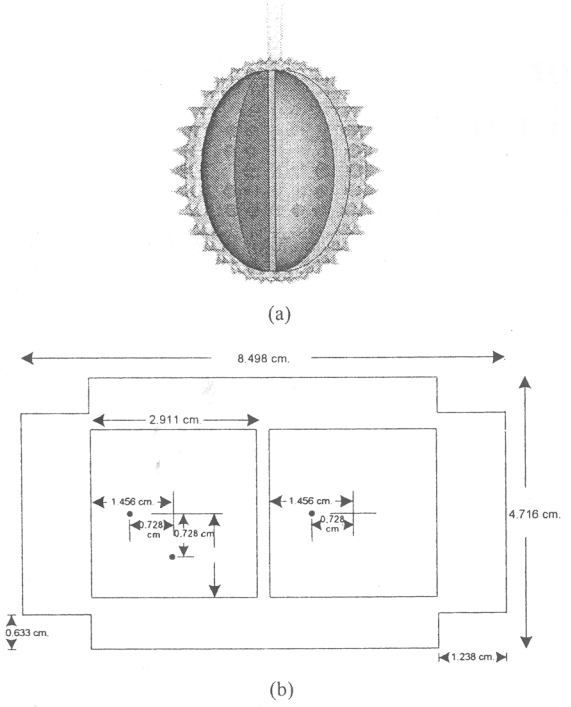


Figure 1. Durian model and coupled patch sensor (a) Durian model; (b) Dual-polarization coupled patch sensor.

patch was used for transmitting a microwave frequency of 2.45 GHz whereas the left patch was used for receiving the coupled signal. The probe along the same line with the transmitting probe was used for receiving the parallel polarization signal whereas the one below it was used for receiving the perpendicular polarization signal.

The dielectric constant of the peel was kept constant at 15 whereas the dielectric constant of the pulp was varied from 62 to 22. The variations of the magnitude of mutual coupling for parallel polarization are shown in [9]. They are plotted together with those for perpendicular polarization as shown in **Figure 2**. It can be seen that the mutual coupling decreased as the dielectric constant decreased from 62 to 37, but then increased slightly afterwards. Thus, the variation in mutual coupling can be used as an indicator for monitoring the maturity stage of Durian. It should be noted that the perpendicular polarization showed higher mutual coupling due to the effect of near-field region of the antenna.

3. Wireless Sensor Network

The architecture of the wireless sensor network is shown in **Figure 3**. It shows sensor nodes attached to Durian fruits sensing the magnitude of the mutual coupling of the fruits and sending signal to a tree node installed on each tree. The signals were then sent from each tree via

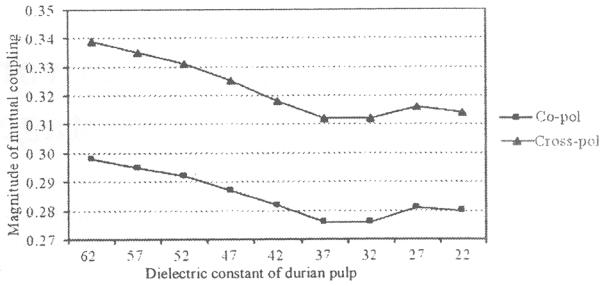


Figure 2. Simulation of parallel and perpendicular polarization mutual coupling when dielectric constant of pulp was varied (dielectric constant of peel was fixed at 15).

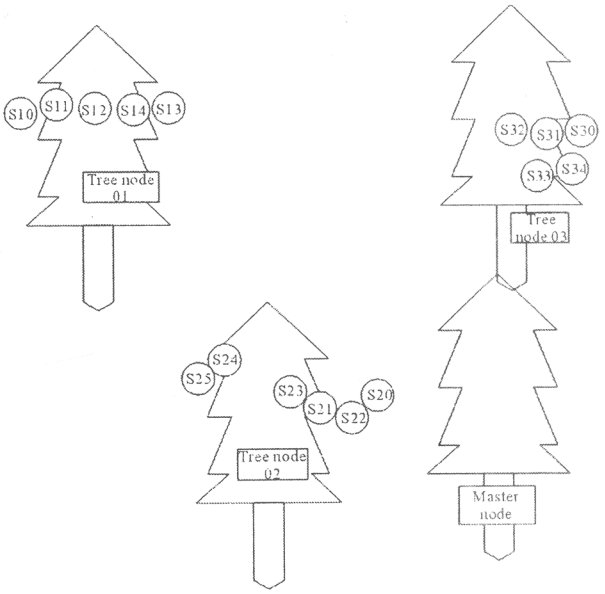


Figure 3. System architecture.

other tree nodes to a master node using a routing protocol similar to the directed diffusion method [10]. For a large tree, in order to overcome the path loss on the tree, it was possible to install several tree nodes on the tree. Each tree node oversaw a number of sensor nodes and communicated via other tree nodes to the master node. In order to keep the cost low, readily available wireless communication modules from local market were used for both sensing and communications. The operating frequency was 2.45 GHz. An experiment was set up to measure the path loss on a tree and a link budget was calculated for the system using a TRW2.45 communication module operating at 2.45 GHz. It had an output power of +4 dBm and a sensitivity of –80 dBm. From the measurement, the path losses at various positions on the tree from the stem 1.5 m above ground were around 65 dB. It was evident that a sufficient margin of 27 dB was obtained.

Copyright © 2011 SciRes.

4. Experimental Results

A dual-polarization coupled patch sensor was designed as detailed above. It was equipped with two RF switches as shown in **Figure 4**. The first RF switch (SW01) was connected with the transmitting patch and a monopole antenna for communications. The TRW2.45 was used for transmitting 2.45 GHz to the sensor and the monopole whereas the second RF switch (SW02) was connected to a MAXIM MAX4004 power detector and the parallel and perpendicular polarization ports of the receiving patch. After converted to digital signal by a 12 bit ADC, the signal was input into an MCS-51 microcontroller which was used for controlling RF switches. Communications on a tree was tested on a 20-meter high Durian tree at Nakornsrithamarat, Thailand, in July 2009.

Eight sensors were utilized for measuring the mutual coupling of eight fruits of the same size. Measurements were conducted during 10 am to 12 pm every day since the humidity was low and the rain was not as heavy as that in the other periods of the day. The averaged results of coupling voltage of parallel and perpendicular polarization from the ADC throughout the data collecting period are plotted in **Figure 5**. It is apparent that on the 94th day after full-bloom, the coupled voltage increased from 1.9 V and 2.2 V for the parallel polarization and perpendicular polarization, respectively. It reached the maximum on the 97th day where the parallel polarization and perpendicular polarization were 2.15 V and 2.4 V, respectively. The coupled signals then decreased gradually until the minimum was reached on the 100th day. Then, it happened to increase again. Please note that, if only the parallel or perpendicular polarization was used, there might be an error since the coupled voltage for the parallel polarization was increasing while that for the perpendicular polarization was fluctuating, probably due to environmental changes. During the 94th - 97th days, the variations in the parallel polarization were quite large compared to those in the perpendicular polarization. On

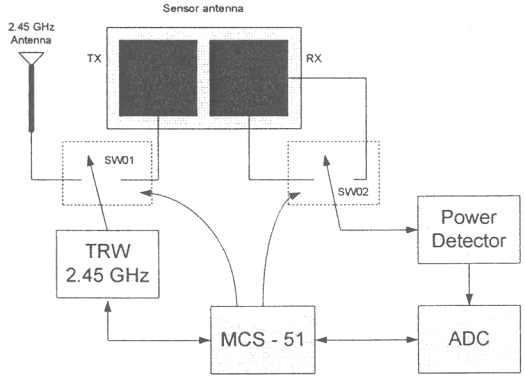


Figure 4. Diagram of a sensor and communication system.

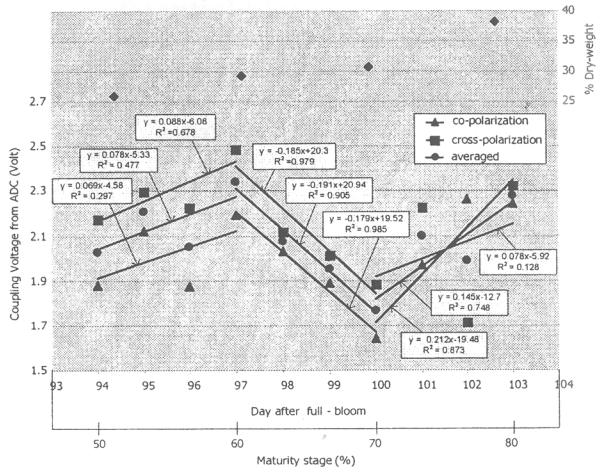


Figure 5. Measurement results.

the other hand, during the 100th - 104th days, the parallel polarization was increasing whereas the perpendicular polarization was decreasing and then increasing slightly. When the results of the parallel and perpendicular polarizations were averaged, the measurement reliability increased. The averaged results of both polarizations provided more reliable results than that from each single polarization measurement. Together, the maximum and minimum coupled signals on the 97th and 100th days after full-bloom were a good indicator of the maturity stage of Durian.

During this data collecting period, three Durian fruits of the same age were sampled every three days to investigate their physical properties, *i.e.*, starch concentration, reducing sugar concentration, color, etc. This information was used to evaluate the maturity stage of Durian by comparing it with the conventional method in [2]. The horizontal axis of **Figure 5** shows the maturity stage corresponding to the days after full-bloom whereas the vertical axis shows the coupling voltage from the ADC and% dry-weight of Durian pulp. **Figure 5** shows that the% dry-weight of 29% and 32% corresponds to the days when the maximum and minimum coupling took place. It also shows that the maturity stage of 60% - 70% was indicated by the % dry-weight of 29% - 32%. Hence, the transition of the coupling voltage from the ADC from the maximum to the minimum represents the maturity stage of 60% - 70%.

It is recommended that sensors be installed on the Durian fruits that are representatives of Durians of the same season around the 94th day after full-bloom, which corresponds to 50% maturity stage. Coupling voltage should be measured every day. The maximum voltage indicates the maturity stage of 60%. The results of this experiment show that the maturity stage increases from 60% to 70% within three days. It should be pointed out

Copyright © 2011 SciRes.

that a harvesting date can also be predicted by calculating the slope of the measured mutual coupling. And when the slope changes from negative to positive, it is time that Durians should be harvested.

According to the conventional method of counting the days after full-bloom, Durian is at the maturity stage of 75% around 120 days after full-bloom [1]. However, **Figure 5** shows that, actually, on the 101st day, the maturity stage was 75% already. Therefore, under some conditions, it is quite possible that fruit growers may harvest Durian at the wrong time. The proposed sensor may be a good alternative for pre-harvesting quality control of this fruit.

5. Conclusions

A dual polarization coupled patch antenna for sensing maturity stage of Durian was proposed. The averaged mutual coupling signal can indicate the appropriate time for harvesting Durians, which is absolutely essential for controlling its quality for export. This work demonstrates an application for Durian quality control. Future work will apply to other climacteric fruits.

6. Acknowledgments

This work was supported by the National Research Council of Thailand (NRCT) and the Thailand Research Fund (Grant No.RTA5180002). The authors appreciate P. Sooksumrarn, T. Limpiti, P. Yoiyod, P. Leekul and T.Tantisoparak for implementing the system and data collection.

7. References

[1] P. Lertrut, B. Rattanachinakorn, S. Vijitranont, S. Suthiarom, S. Pavenakarn, H. Hirunpradit, S. Juntarapunnik, and S. Sluckpetch and Durian, Ministry of Agriculture and Cooperative, No.13/2547, 2003.

[2] K. Kalayanamitra, "Evaluation and Classification of Durian Fruit Maturity and its Relationship with Chemical Constituents," *Thai Journal of Agricultural Science*, Vol. 38, No. 1-2, 2005, pp. 45-54.

[3] S. Ketsa and T. Dangkanit, "Firmness and Activities of Polygalacturonase, Pertinesterase, β-Galactosidase and Cellulose in Ripening Durian Harvested at Different Stages of Maturity," *Scientia Horticulture*, Vol. 180, 1999, pp. 181-188.

[4] T. Rutpralom, K. Chamnongthai and P. Kumhom, "Non-destructive Durian Maturity Determination by Using Microwave Free Space Measurement," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Island of Kos, 21-24 May 2006, pp. 441-444.

[5] S. Suttapa, J. Varith, M. Krairiksh, C. Noochuay and J. Phimpimol, "Microwave Sensor Response in Relation to Durian Maturity," *Proceedings of the 5th CIGR Section VI International Symposium on Food Processing and Monitoring Technology in Bioprocesses and Food Quality Management*, Potsdam, 31 August-2 September 2009.

[6] T. Motwani, K. Seetharaman and R. C. Anantheswaran, "Dielectric Properties of Starch Slurries as Influenced by Starch Concentration and Gelatinization," *Carbohydrate Polymers*, Vol. 67, No. 1, 2007, pp. 73-79. doi:10.1016/j.carbpol.2006.04.017

[7] X. Liao, G. S. V. Raghavan, J. Dai and V. A. Yaylayan, "Dielectric Properties of α-D-Glucose Aqueous Solutions at 2450 MHz," *Food Research International*, Vol. 36, No. 5, 2003, pp. 485-490. doi:10.1016/S0963-9969(02)00196-5

[8] CST Microwave Studio User's Manual, 2006.

[9] M. Krairiksh, J. Varith, A. Kanjanavapastit, C. Phongcharoenpanich, A. Thanachayanont, P. Sirisuk and M. Chongcheawchamnan, "Microwave Sensor for Durian Inspection," *Proceedings of* 2009 *IEEE International Conference on Antennas, Propagation and Systems*, Johor, 3-5 December 2009, pp. 221-1-221-4.

[10] C. Intanagonwiwat, R. Govindan and D. Estrin, "Directed Diffusion: A Scalable and Robust Communication Paradigm for Sensor Networks," *Proceedings of the 6th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, Boston, 6-11 August 2000, pp. 56-67.

Copyright © 2011 SciRes.

1.2 **P. Wounchoum, D. Worasawate, C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, "A Switched-Beam Antenna Using Circumferential-Slots on a Concentric Sectoral Cylindrical Cavity Excited by Coupling Slots," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 120, 127-141, 2011.**

Progress In Electromagnetics Research, Vol. 120, 127–141, 2011

A SWITCHED-BEAM ANTENNA USING CIRCUMFERENTIAL-SLOTS ON A CONCENTRIC SECTORAL CYLINDRICAL CAVITY EXCITED BY COUPLING SLOTS

P. Wounchoum[1], D. Worasawate[2,*], C. Phongcharoenpanich[3], and M. Krairiksh[3]

[1]Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Prince of Songkla University, Hat Yai, Songkhla 90110, Thailand

[2]Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Kasetsart University, Bangkok 10900, Thailand

[3]Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

Abstract—This paper presents a switched-beam antenna using circumferential-slot on a concentric sectoral cylindrical cavity excited by coupling slots to operate at 5.8 GHz. The advantages of this antenna are conformal structure, high directivity and capable of switched-beam pattern in six directions. The antenna design starts from a single sector which is capable of switching between radiating and non-radiating modes. The L-shaped coupling slots are proposed to accommodate the switching circuit. Each RF switch is made of two PIN diodes connected in a reverse series connection and placed across the slot at the appropriate location. Subsequently, the exciting probe is designed for matching TM_{01} mode of the circular waveguide. The measured results of the proposed antenna give a gain of 7 dBi and $|S_{11}|$ less than -20 dB at 5.8 GHz. This antenna is suitable for base station applications that require the switched-beam pattern in the azimuthal plane.

Received 22 July 2011, Accepted 25 August 2011, Scheduled 1 September 2011

* Corresponding author: Denchai Worasawate (fengdcw@ku.ac.th).

1. INTRODUCTION

In modern wireless communications, the performance of the systems can be seriously degraded by multipath fading and co-channel interference. The multipath fading is caused by the several different path lengths with different arrival angles. The use of switched-beam antennas is one of the effective ways for reducing the multipath interference, which leads to higher data transmission rate [1–5]. Many researches on switched-beam antennas can be found in literatures [6–19]. A flat four-beam array antenna was proposed in [6, 7]. The antennas are suitable for wireless communications system but provide a gain of less than 5 dBi. In [8], a sectored phased array was introduced. This antenna is a four-element dipole array, with two active and two parasitic elements. A switched-beam and fully adaptive antenna array was designed in [9]. The array is uniform circular and consists of four-element dipole. Some switched-beam antennas using switched parasitic array antenna have been studied extensively recently [10–15]. Such an electronically steerable passive array radiator (ESPAR) antenna was designed and developed [10, 11]. The antennas consist of one active and a number of passive radiators that are suitable for beam steering and null steering applications. A planar switched parasitic array antenna was proposed in [12], where the antenna was integrated with the seven hexagonal central grounded patch elements and the control system. A disk-load monopole array antenna was proposed in [13, 14]. A SPA-PIFA array was proposed in [15]. This antenna offers four switching and symmetrical radiation patterns, with one active and three parasitic elements, covering the horizontal plane with directivity of 3.6 dBi. A compact six-sector antenna, based on microstrip Yagi-Uda array antennas, was introduced by [16]. A compact switched-beam antenna employing a four-element slot antenna array was proposed in [17]. This antenna is composed of a four-element antenna array based on L-shaped quarter-wavelength slot antenna elements. A switched angular diversity BSSA array antenna was presented [18]. However, the elevation pattern of the antennas in [12–18] is tilted. A switched-beam disc antenna was proposed in [19]. It offers beam steering over 360 degrees in the azimuthal plane with a complex beam steering mechanism. The radiation pattern reconfigurable square spiral microstrip antennas were proposed in [20], where RF MEMS switches were applied to reconfigure the square spiral but the radiation patterns were only reconfigured between endfire and broadside. A beam steering radial line slot array (RLSA) antenna with reconfigurable operating frequency was proposed in [21]. This antenna design is capable of steering its radiated beam to four different angles but the patterns

have different beamwidths and gains. In [22], a novel beam switching antenna design was proposed. This antenna uses a dipole as the fed and a cylindrical metal enclosure with a stack of circular slits put around dipole. The antenna beam can be adjusted to the desired direction by changing on-off state of RF switches, where the beam moves about 30 degrees on the azimuthal plane for each switch set-up. However, this antenna has given a low gain.

In [23], we proposed a two-slot array on a concentric sectoral cylinder. This antenna consists of a single coupling slot and two circumferential-slot elements in vertical array for radiators. Hence, this antenna provides a narrow beam in elevation pattern. In this paper, a switched-beam antenna using circumferential-slot on a concentric sectoral cylindrical cavity excited by coupling slots is proposed using six sectoral antennas in [23] to obtain switched-beam pattern in six directions covering 360 degrees in the azimuthal plane. The L-shaped coupling slots are proposed for switching circuit connections. The switching mechanism of each sector is made of two PIN diodes connected in a reverse series connection. The antenna is intended for using in a wireless sensor network. A switched-beam antenna, compositing of several antennas covering different sensing areas, is desirable for a master node. The operating frequency of 5.8 GHz ISM band is used for the sensor-size minimization. The single sector antenna is shown in Section 2. The switching circuit, coupling slot, and feeding probe are shown in Section 3. The simulated and measured results are shown in Section 4. The conclusion is provided in Section 5.

2. A SINGLE SECTOR ANTENNA

In this paper, the initial parameters are taken from [23]. The antenna structure shown in Figure 1 consists of two parts, the concentric sectoral cylindrical cavity and the circular waveguide shorted at the top end. It is assumed that the TM_{01} dominant mode propagates in the circular waveguide with the inner radius of r_c. The inner and outer radii of the cavity are r_a and r_b, respectively. The coupling slot S_c is on the circular waveguide and centered at ($r = r_a$, $\phi = 0$, $z = l_{sc}$). The radiating slots, S_1 and S_2 are centered at ($r = r_b$, $\phi = 0$, $z = l_2$) and ($r = r_b$, $\phi = 0$, $z = l_3$), respectively. All slots are circumferentially oriented. The cavity is enclosed by conducting surfaces at the angles of $\phi = -\phi_1$ and $\phi = \phi_1$ where ϕ_1 is 30 degrees. The variables l_1 and l_3 are the distance from the top of the cavity to the center of the slot S_1 and the distance from the bottom of the cavity to the center of the slot S_2, respectively. These distances are 0.75λ where λ refers to the wavelength in freespace. The spacing between the radiating slots

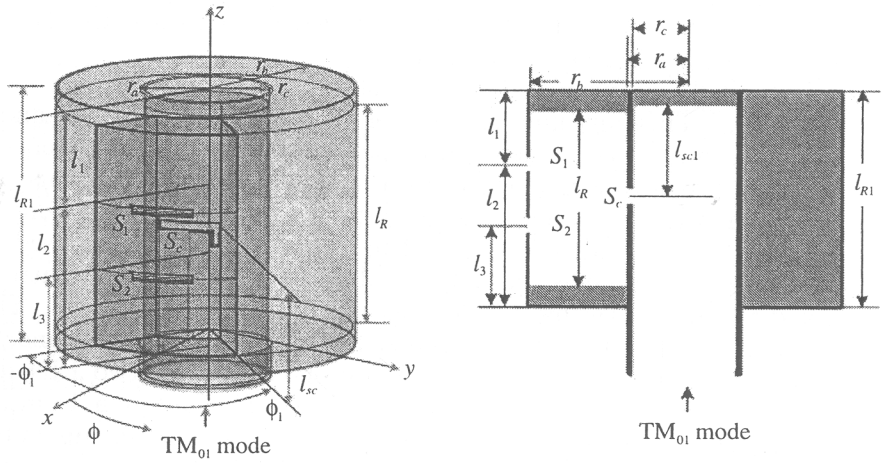


Figure 1. Geometry of a single sector antenna. (a) 3-D view. (b) 2-D view.

is fixed at 0.5λ, for the maximum. The variable l_{sc1}, which is the distance from the shorted end of the circular waveguide to the center of the coupling slot, is $0.5\lambda_g$, where λ_g refers to the guided wavelength of the TM_{01} mode of the circular waveguide. The internal length of the cavity is l_R. The metal wall thickness is 2 mm. The other parameters are also listed in Table 1. The coupling slot S_c is modified as L-shaped slot to accommodate the switching circuit. The dimensions of S_c are given in Section 3.2.

3. PROPOSED DESIGNS: SWITCHING CIRCUIT, COUPLING SLOT, AND FEEDING PROBE

3.1. Switching Circuit

The structure of the proposed switching circuit is depicted in Figure 2. Each RF switch is made of two PIN diodes HMPP-3895-TR1 connected in a reverse series connection and placed across the slot at the appropriate location. HMPP-3895-TR1 has low impedance of 4 ohms at low forward current of 1 mA [24]. The inductor of 5.1 nH is an RF choke and the capacitor of 1 pF is used as a decoupling capacitor. The circuit is fabricated on an FR4 substrate with thickness 0.8 mm and placed on the coupling slot. The point 'a' and 'b' are electrically connected to the edges of the slot. The coupling slot is designed such that the slot works when the diodes are forward bias and connect

points 'a' and 'b' with low impedance. If the diodes are reverse biased, the electromagnetic fields on the coupling slot will be disturbed and the slot will be disabled at the desired frequency. In other words, the antenna is switched off.

Table 1. Antenna parameters.

Antenna parameters	Electrical Size [λ]	Physical size 5.8 GHz [mm]
Inner radius of the cavity (r_a)	0.507	26.20
Outer radius of the cavity (r_b)	1.126	58.23
Inner radius of the circular waveguide (r_c)	0.469	24.20
Internal length of the cavity (l_R)	0.700	36.20
External length of the cavity (l_{R1})	2.000	103.44
Length of the radiating slots S_1 and S_2 (L_{S1} and L_{S2})	0.500	25.86
Width of the radiating slots S_1 and S_2 (W_{S1} and W_{S2})	0.058	3.00

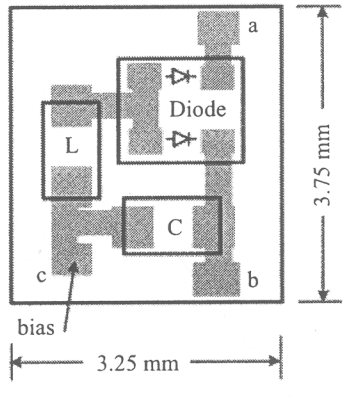


Figure 2. Structure of the proposed switching circuit.

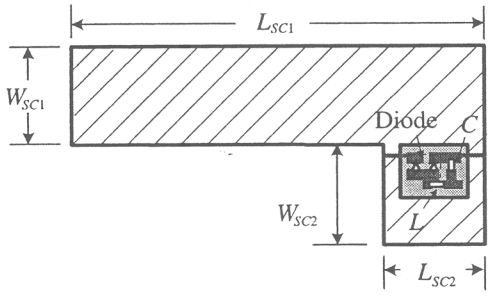


Figure 3. L-shaped coupling slot with switching circuit.

Table 2. L-shaped slot parameters.

L-shaped slot parameters	Length [mm]
L_{SC1}	24.83
L_{SC2}	4.00
W_{SC1}	4.00
W_{SC2}	8.00

Table 3. Parameters of disc-loaded probe.

Parameters of disc-loaded probe	Length [mm]
d_d (diameter of disc)	10.0
l_f (length of the probe)	19.5
l_d (distance from plate to disc)	8.0

3.2. Coupling Slot

The L-shaped slot is proposed for the coupling slot because the length of the coupling slot in [23] is fit to the available area. To disable the coupling slot, the length of the slot must be extended to disturb the electromagnetic fieldson the slot. The L-shaped slot extends the slot in vertical direction. The horizontal length of the slot can be kept as the original dimension in [23]. The L-shaped coupling slot with the switching circuit is shown in Figure 3. The dimensions of the slot are listed in Table 2.

3.3. Feeding Probe

To excite the antenna, a coaxial-to-waveguide transition is needed. In this work, the disc-loaded probe is used as a coaxial-to-waveguide

transition [25, 26]. The structure in Figure 4 is used for CST simulation as a two-port device where port 1 is a TM_{01}-mode circular waveguide and port 2 is a coaxial cable. The dimensions of the probe are adjusted such that $|S_{11}|$ is below -30 dB at 5.8 GHz. The dimensions are listed

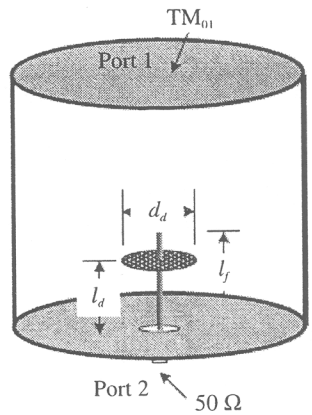


Figure 4. Disc-loaded probe.

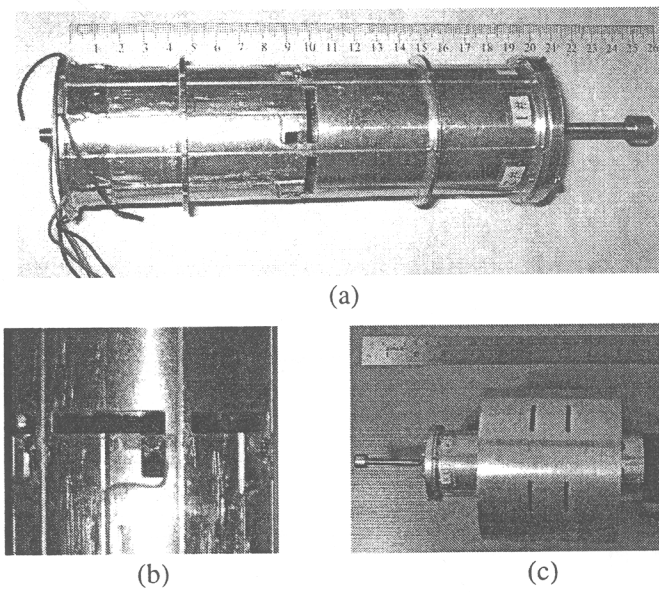


Figure 5. Fabricated antenna. (a) Circular waveguide. (b) Coupling slots. (c) Assembled antenna.

in Table 3. The diameter of the probe is 1 mm and the thickness of the disc is 0.5 mm.

4. SIMULATED AND MEASURED RESULTS

The proposed antenna was simulated using CST software and fabricated on aluminum as shown in Figure 5. The single sector antenna was simulated and measured. The reflection coefficients for an operating mode and a disabled mode are shown in Figures 6

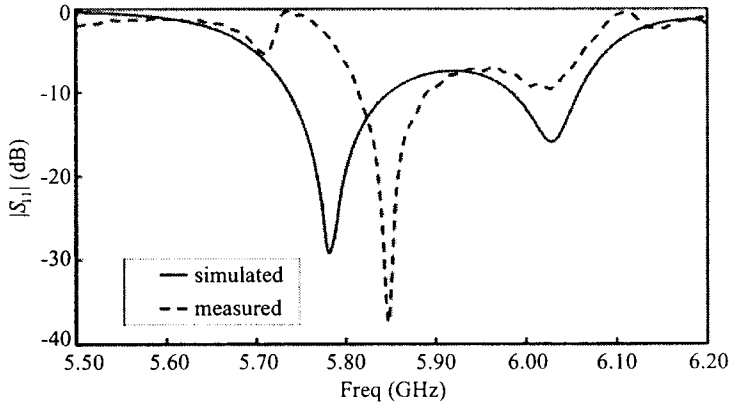


Figure 6. Reflection coefficient of single sector antenna for operating mode.

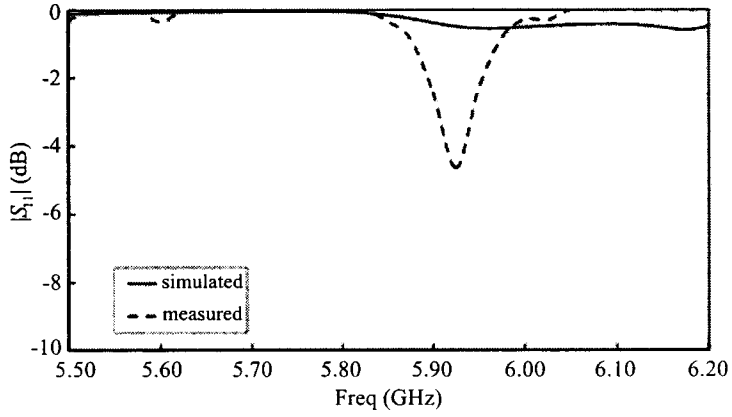


Figure 7. Reflection coefficient of single sector antenna for disabled mode.

and 7, respectively. Figure 6 shows that the simulated result has wider bandwidth than the measured one but they are in a similar pattern. Figure 7 shows the measured $|S_{11}|$ of -6 dB at about 5.9 GHz.

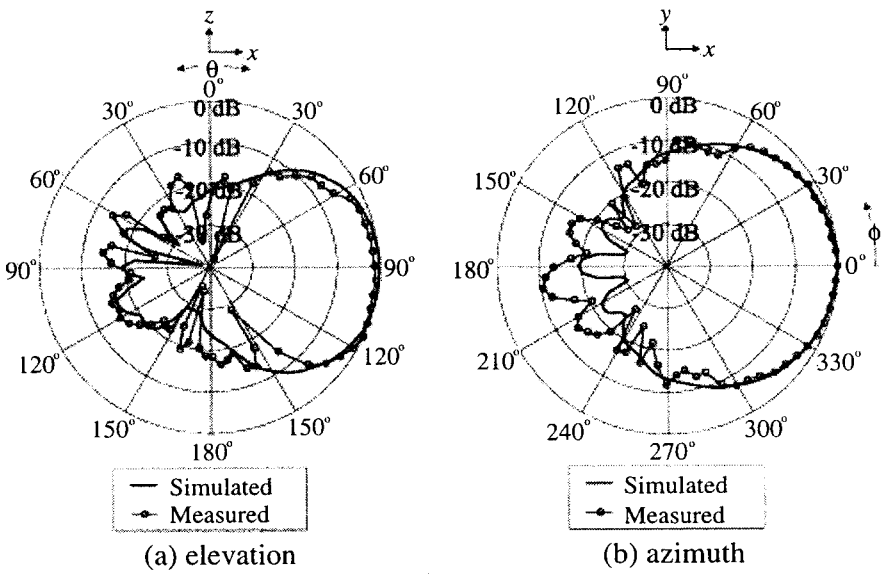


Figure 8. Radiation pattern of single sector antenna in operating mode.

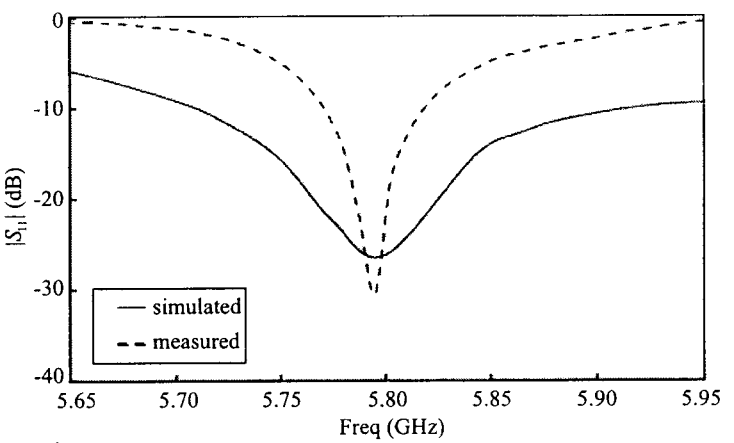
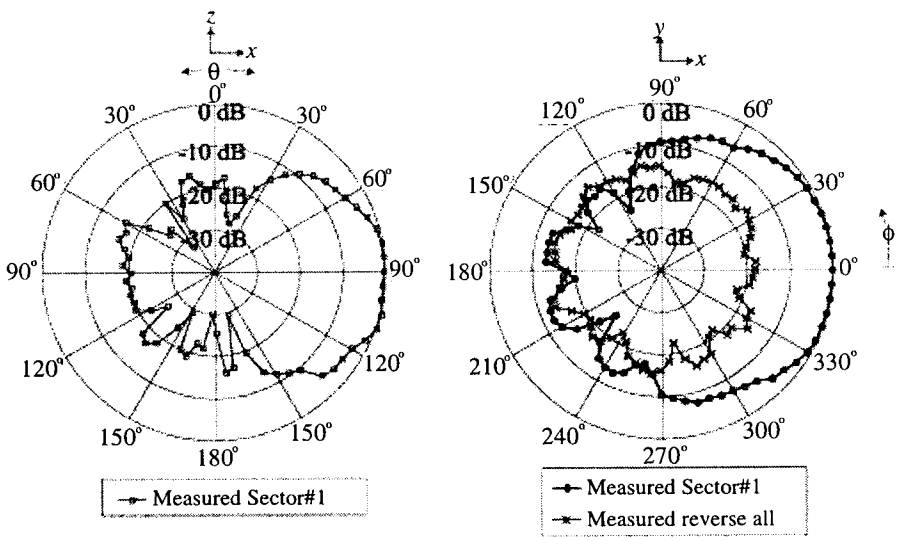


Figure 9. Reflection coefficient of six-sector antenna in operating mode.

This could be due to the bias wirings which are not included in the simulation. The results show that the antenna can be switched on and off. The measured bandwidth is about 75 MHz. Figure 8 shows the radiation patterns of the single sector antenna in the operating mode. It shows that the main beam in the elevation plane is symmetric. The measured half power beamwidth in the elevation and azimuthal planes are 68 degrees and 80 degrees, respectively. The measured gain of the antenna is 7.2 dBi which is similar to the simulated gain of 8.2 dBi.

The six-sector antenna was simulated and measured when one of the coupling slots was forward biased and others were reverse biased. The reflection coefficient is shown in Figure 9. The results show that the simulated result has wider bandwidth than the measured one. This could be due to the large mesh used in the simulation to minimize the memory usage. The measured bandwidth is about 34 MHz. The radiation patterns of the six-sector antenna are shown in Figures 10 and 11. The measured half power beamwidth in the elevation and azimuthal planes are 59 degrees and 84 degrees, respectively. Figure 10 shows the radiation patterns when only the sector#1 is forward biased in both cut planes and compares the operating pattern with the pattern when all sectors are reverse biased. The results show that



(a) elevation (b) azimuth

Figure 10. Comparison of radiation pattern of six-sector antenna when only sector#1 is forward biased and when all sectors are reverse biased.

the radiating power is more than 15 dB down in the desired direction when the antenna is switched off. Figure 11 shows the radiation patterns when each sector is forward biased. The results show that the radiation pattern can be switched in 6 different directions covering all 360 degrees. The radiation patterns of the antenna are similar in all directions. The measured gain is 7 dBi which is similar to the simulated gain of 8.3 dBi and the front-to-back ratio is higher than 10 dB.

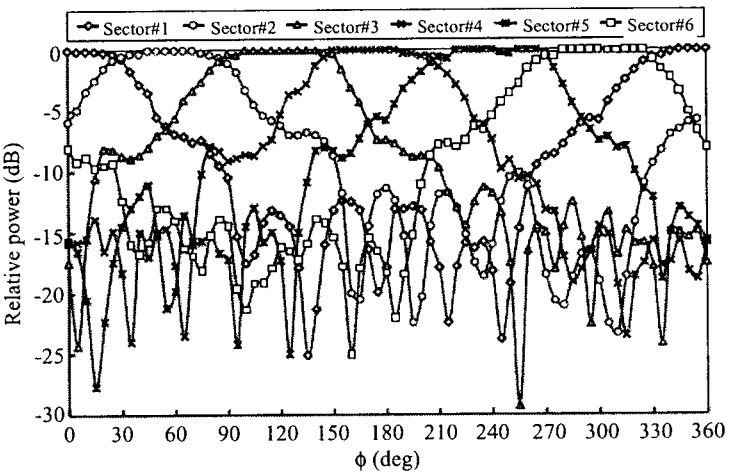


Figure 11. Radiation pattern of six-sector antenna in operating modes.

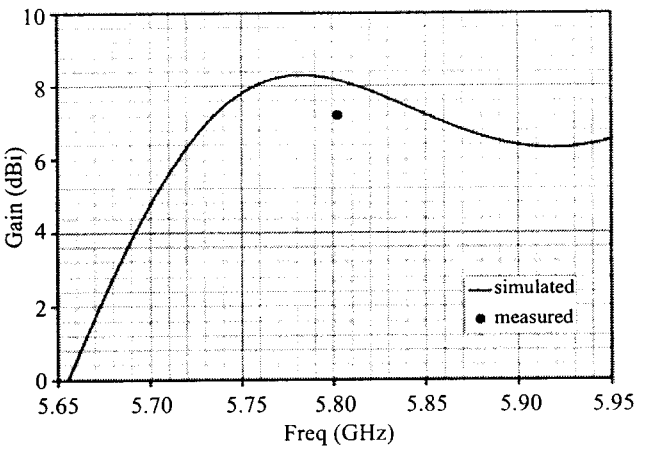


Figure 12. Gain of single sector antenna in operating mode.

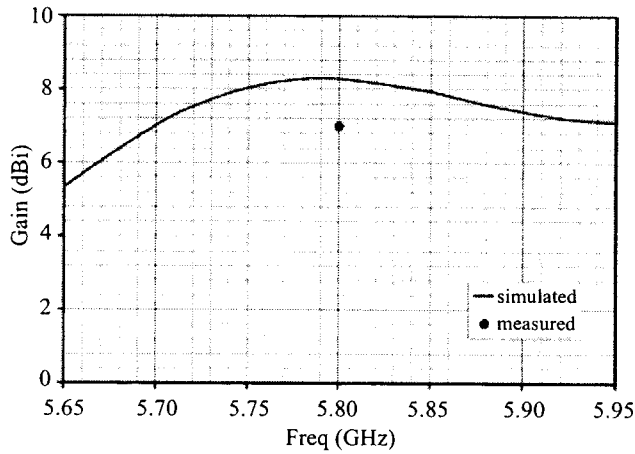


Figure 13. Gain of six-sector antenna in operating mode.

Figures 12 and 13 show the simulated gains in the frequency band for the single sector antenna and the six-sector antenna, respectively. It shows that the gain bandwidths for both antennas are more than 250 MHz or 4.3%. For the application of a wireless sensor network having a slow-bit-rate data, only narrow bandwidth is required. The measured gain is only performed at 5.8 GHz which is the desired operating frequency.

5. CONCLUSION

In this paper, a switched-beam antenna using circumferential-slots on a concentric sectoral cylindrical cavity excited by coupling slots is designed, fabricated, and measured. The L-shaped slot is proposed to reduce the required length of the slot in horizontal direction and is integrated with proposed switching circuit to enable the switched-beam pattern. The disc-loaded probe is designed for matching TM_{01} mode of the circular waveguide. The antenna shows a very good response. The measured results of the proposed antenna gives a gain of 7 dBi, $|S_{11}|$ less than -20 dB at 5.8 GHz and a radiation pattern switched in 6 different directions covering all 360 degrees.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Thailand Research Fund (TRF) under the grant number RTA 5180002.

REFERENCES

1. Perini, P. L. and C. L. Holloway, "Angle and space diversity comparisons in different mobile radio environments," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 46, No. 6, 764–775, Jun. 1998.
2. Varlamos, P. K. and C. N. Capsalis, "Electronic beam steering using switched parasitic smart antenna arrays," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 36, 101–119, 2002.
3. Mitilineos, S. A., C. A. Papagianni, G. I. Verikaki, and C. N. Capsalis, "Design of switched beam planar arrays using the method of genetic algorithms," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 46, 105–126, 2004.
4. Sotirio, A. I., P. K. Varlamos, P. T. Trakadas, and C. N. Capsalis, "Performance of a six-beam switched parasitic planar array under one path Rayleigh fading environment," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 62, 89–106, 2006.
5. Ares-Pena, F. J., G. Franceschetti, and J. A. Rodriguez, "A simple alternative for beam reconfiguration of array antennas," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 88, 227–240, 2008.
6. Kura, N. and H. Arai, "A flat four-beam switched array antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 44, No. 9, 1227–1230, Sep. 1996.
7. Krairiksh, M., P. Ngamjanyaporn, and C. Kessuwan, " A flat four-beam compact phased array antenna," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, Vol. 12, No. 5, 184–186, May 2002.
8. Kalis, A. and M. J. Carras, "A sectored phased array for DBF applications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 54, No. 6, 1932–1936, Nov. 2005.
9. Mitilineos, S. A. and N. Capsalis, "A new, low-cost, switched beam and fully adaptive antenna array for 2.4 GHz ISM applications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 55, No. 9, 2502–2508, Sep. 2007.
10. Gyoda, K. and T. Ohira, "Design of electronically steerable passive array radiator (ESPAR) antennas," *IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Dig.*, Vol. 2, 922–925, Jul. 2000.
11. Schlub, R., J. Lu, and T. Ohira, "Seven-element ground skirt monopole ESPAR antenna design from a genetic algorithm and the finite element method," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 51, No. 11, 3033–3039, Nov. 2003.
12. Chen, W. H., J. W. Sun, X. Wang, Z. H. Feng, F. L. Chen, Y. Furura, and A. Kuramoto, "A novel planar switched parasitic array antenna with steered conical beam," *IEEE Trans. Antennas*

Propagat., Vol. 55, No. 6, 1883–1887, Jun. 2007.

13. Kamarudin, M. R., P. S. Hall, F. Colombel, and M. Himd, "CPW-FED switchable top disk-loaded monopole array antenna," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 23, Nos. 11–12, 1631–1638, 2009.
14. Kamarudin, M. R. B., P. S. Hall, F. Colombel, and M. Himdi, "Electronically switched beam disk-loaded monopole array antenna," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 101, 339–347, 2010.
15. Dimousios, T. D., C. D. Nikolopoulos, S. A. Mitilineos, and C. N. Capsalis, "A new low-profile and cost SPA-PIFA for mobile 2.4 GHz ISM applications," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 24, No. 7, 881–891, 2010.
16. Honma, N., T. Seki, K. Nishikawa, K. Tsunekawa, and K. Sawaya, "Compact six-sector antenna employing three intersecting dual-beam microstrip Yagi-Uda arrays with common director," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 54, No. 11, 3055–3062, Nov. 2006.
17. Lai, M. I., T. Y. Wu, J. C. Hsieh, C. H. Wang, and S. K. Jeng, "Compact switched-beam antenna employing a four-element slot antenna array for digital home applications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 56, No. 9, 2929–2936, Sep. 2008.
18. Fasseeta, S. and A. Sibille, "Switched angular diversity BSSA array antenna for WLAN," *Electron. Lett.*, Vol. 36, No. 8, 702–703, Apr. 2000.
19. Cerri, G., R. D. Leo, V. M. Primiani, C. Monteverde, and P. Russo, "Design and prototyping of a switching beam disc antenna for wideband communications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 54, No. 12, 3721–3726, Dec. 2006.
20. Huff, G. H. and J. T. Bernhard, "Integration of packaged RF MEMS switches with radiation pattern reconfigurable square spiral microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 54, No. 2, 464–469, Feb. 2006.
21. Jamlos, M. F., O. A. Aziz, T. A. Rahman, M. R. Kamarudin, P. Saad, M. T. Ali, and M. N. Md Tan, "A beam steering radial line slot array (RLSA) antenna with reconfigurable operating frequency," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 24, Nos. 8–9, 1079–1088, 2010.
22. Liao, W. J., H. T. Chou, and W. L. Hu, "A novel beam switching antenna using RF switches," *IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Dig.*, 5865–5868, 2007.

23. Wounchoum, P., D. Worasawate, C. Phongcharoenpanich, and M. Krairiksh, "A two-slot array antenna on a concentric sectoral cylindrical cavity excited by a coupling slot," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 86, 135–154, 2008.
24. HPMM-389x Series, [Online]. Available: http://www.avagotech.-com/docs/AV02-0653EN.
25. Sumathy, M., S. K. Chhotray, and L. Kumer, "Analysis and simulation of a TM_{01}-mode launcher for an overmoded waveguide," *Vacuum Electronics Conference, IVELEC 2006*, 499–500, 2006.
26. Macphie, R. H., M. Opie, and C. R. Ries, "Input impedance of a coaxial line probe feeding a circular waveguide in the TM_{10} mode," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 38, No. 3, 334–337, Mar. 1990.

1.3 S. Chaimool, P. Akkaraekthalin and M. Krairiksh, "Wideband Constant Beamwidth Coplanar Waveguide-Fed Slot Antennas Using Metallic Strip Loadings and a Widened Tuning Stub with Shaped Reflectors," International Journal of RF and Microwave computer-Aided Engineering/Vol. 21, No. 3, May 2011.

Wideband Constant Beamwidth Coplanar Waveguide-Fed Slot Antennas Using Metallic Strip Loadings and a Widened Tuning Stub with Shaped Reflectors

Sarawuth Chaimool,[1] Prayoot Akkaraekthalin,[1] Monai Krairiksh[2]

[1] Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok 10800, Thailand
[2] Department of Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, 10520, Bangkok, Thailand

Received 28 June 2010; accepted 5 November 2010

ABSTRACT: Sectored antennas with wideband operation for wireless communication systems are presented. The proposed configurations are based on a coplanar waveguide fed slot antenna using metallic strip loadings and a widened tuning stub above various reflector shapes. By shaping the reflector, noticeable enhancements in both unidirectional radiation pattern and beamwidth can be achieved while maintaining the simple fabrication and installation. Based on the results obtained, three sector antennas covering 72°, 90°, and 120° beamwidths suitable for five, four, and three sectors, respectively, have been proposed and designed. The simple structural configurations, low cost, and ease of half power beamwidth control of the proposed antennas make the design very attractive for practical implementation. © 2011 Wiley Periodicals, Inc. Int J RF and Microwave CAE 21:263–271, 2011.

Keywords: wideband; constant beamwidth; CPW-fed; sectored antenna; reflector

I. INTRODUCTION

The demand for high-channel capacity and high-speed wireless communications is rapidly increasing to support more users and to provide more information. The degradation of transmission quality caused by multipath propagation often becomes a serious problem. High directivity shaped beam antennas are useful for high speed wireless communication systems because of their suppression of delayed signals that occur from multipath propagation by reflection and diffraction [1]. Using a sectored antenna is one of the techniques to compensate this degradation of transmission quality, which leads to higher data transmission rate. It can remove delay signals effectively and reduce delay spreads [2]. The coverage sectorization using directional antennas potentially increases system capacity of wireless communications. These antennas should be multisector to cover the entire horizontal plane. The use of higher-order sectorization for increasing channel capacity was studied and analyzed [3, 4]. So far, various kinds of sectored antennas have been proposed and developed, but most of these antennas have complex structures [5–9]. The use of Yagi antenna with microstrip patch elements was proposed for using in mobile terminals [10, 11]. In Ref. [12], an antenna based on the slot Yagi–Uda array was studied. For some applications of the sectored antennas, it is desirable to be able to adjust the beamwidth of the radiation characteristic. Moreover, compact antennas for minimizing the environment impact, made with low-cost materials and ease of implementation and matching have been desired. However, sectored antennas are usually designed with the help of the reflectors [13–17]. One common technique of sectored antenna is to place a flat conducting reflector at a fixed distance away from antenna [18, 19]. A drawback of this method is that the structure of antenna is transformed into a parallel-plate waveguide mode degrading efficiency and distorting patterns. The corner reflector antenna is a simple antenna, which has applications, until now, at ultra high frequency [20] and microwave frequencies. For some applications of the corner reflector antenna, it is desirable to be able to

Correspondence to: S. Chaimool; e-mail: sarawuth@kmutnb.ac.th.

DOI 10.1002/mmce.20512
Published online 4 March 2011 in Wiley Online Library (wileyonlinelibrary.com).

© 2011 Wiley Periodicals, Inc.

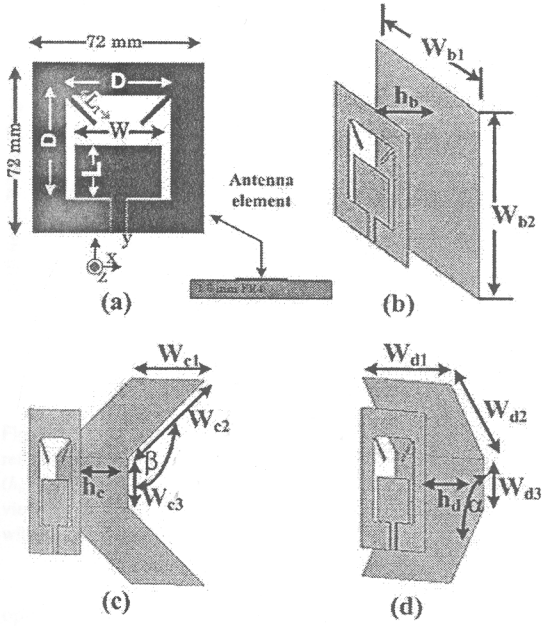


Figure 1 CPW-FSLW (a) radiating element above, (b) flat reflector, (c) Λ-shaped reflector with a horizontal plate, and (d) inverted Λ-shaped reflector with a horizontal plate. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

adjust the beamwidth of the radiation pattern [21]. To reduce overall dimensions of a large conventional corner reflector, the vertex can be cut off and replaced with the horizontal plate [22] called the double corner reflector. Besides, directive radiation characteristics in wide operating bandwidth and wideband constant beamwidth are achieved by proper reflector spacing and shapes.

This article proposes the variable beamwidth antennas that can be achieved by creating a shaped reflector. The design examples of wideband antennas with the H-plane half-power beamwidths of 72°, 90°, and 120° suitable for five, four, and three sectors, respectively, are shown. These wideband sectored antennas using CPW-fed slot with shaped reflectors have been proposed to aim at low cost and simple manufacturing process. In fact, the three sectored antennas are studied to have the same radiating element with a coplanar waveguide fed slot antenna using metallic strip loadings and a widened tuning stub (CPW-FSLW). The reflector shapes and dimensions make it possible to obtain three different beamwidths in the horizontal plane. These sectored antennas will be mounted on roofs of vehicles and also used in indoor and outdoor base stations for micro- and pico-wireless communication systems. The basic configuration of the proposed reflectors will be discussed in Section II. Then, the antenna parameters will be investigated in Section III. Characteristic results and discussion are presented in Section IV. Finally, concluding remarks are included in Section V.

II. STRUCTURE CONFIGURATION

The radiating element is a CPW-FSLW. The geometry of the CPW-FSLW antenna without reflector is depicted in Figure 1a. This antenna has a simple structure with only one layer of dielectric substrate and metallization. It is realized on a 1.6-mm thick FR-4 substrate ($\varepsilon_r = 4.4$) and fed from a 50-Ω CPW line. The antenna has a wide tuning stub width (W), length (L), and metallic strip loadings ($L_1 \times 2$ mm), chosen to widen bandwidth. Its optimized dimensions are $L = 22.5$ mm, $W = 36$ mm, $L_1 = 16$ mm, and $D = 45$ mm. An overall planar dimension of the antenna is 72×72 mm^2. From our previous work [23, 24], the impedance matching of the antenna can have an impedance bandwidth larger than 67% (1475–2966 MHz) of the center frequency. This structure without a reflector radiates a bidirectional pattern and has a low gain. It is relatively easy to design a CPW-fed slot antenna, when considering only the impedance bandwidth.

Several types of reflector shapes are considered in this article including an infinite flat reflector, a finite flat reflector, and Λ- and inverted Λ-shaped reflectors with horizontal plates. By changing the parameters of each reflector, such as size of reflector, distance between radiating element and reflector, and angle between the horizontal plate and two sides of Λ- and inverted Λ-shaped reflectors, the impedance bandwidth, resonant frequency, and radiation characteristics including half power beamwidth have been affected. These parameters are studied and

TABLE I Antenna Parameters of the CPW-FSLW Antenna with Different Sizes of Reflector Plates Where h_b = 50 and 70 mm

Size of the reflector	10-dB Bandwidth (%, GHz)	Peak directivity (dBi)	Front-to-back ratio (dB)
72×72 mm^2 ($h_b = 50$ mm)	7.15, 1.295–1.391	5.29@1.390 GHz	1.0
	16.9, 1.958–2.320	6.29@2.156 GHz	8.2
	15.8, 2.675–3.133	4.21@2.984 GHz	4.0
100×100 mm^2 ($h_b = 50$ mm)	14.95, 1.92–2.29	6.79@2.048 GHz	14.7
	12.78, 2.71–3.08	5.53@2.996 GHz	5.1
72×72 mm^2 ($h_b = 70$ mm)	53, 1.775–3.058	5.21@2.052 GHz	7.2
100×100 mm^2 ($h_b = 70$ mm)	53, 1.730–2.981	5.55@2.052 GHz	8.5
Infinite size ($h_b = 50$ mm)	22.5, 1.85–2.32	7.49@2.056 GHz	∞
	12.2, 2.70–3.05	6.98@3.000 GHz	
Infinite size ($h_b = 70$ mm)	59, 1.66–3.05	8.83@2.688 GHz	∞

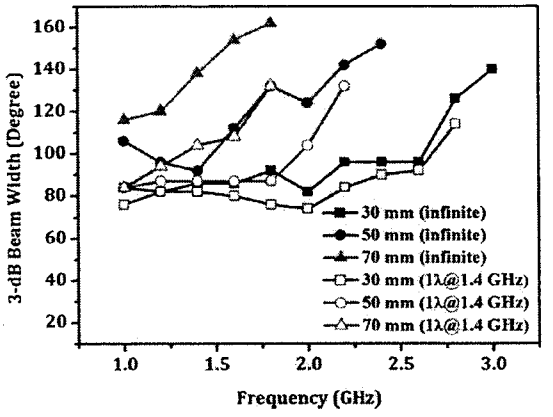


Figure 2 Half power beamwidths of an infinite and finite flat reflectors backed CPW-FSLW antenna for different separations (h_b) between the antenna and reflector. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

optimized to enhance performances of the proposed sectored antennas.

First, the CPW-FSLW antennas located above an infinite reflector plane (Fig. 1b) were analyzed [22]. Principle of the planar reflector antenna is the image theory. As an example, we considered the CPW-FSLW antenna above an infinite reflector plane with h_b. However, an infinite size reflector is not realizable in practice, and also a small reflector is necessary for point-to-point base station antenna installation. Thereafter, the same CPW-FSLW antenna is also analyzed above a flat finite reflector conductor. The reflector has dimensions of $W_{b1} \times W_{b2}$ and distance between the reflector and radiation element is h_b as shown in Figure 1b.

Several antennas with simple bent or corner reflectors were studied in many articles. The Λ-shaped reflector with the horizontal plate is a useful modification of the corner reflector. To reduce overall dimensions of a large corner reflector, the vertex can be cut off and replaced with the horizontal flat reflector ($W_{c1} \times W_{c3}$). The geometry of the proposed wideband CPW-FSLW using Λ-shaped reflector with the horizontal plate is shown in Figure 1c. The Λ-shaped reflector, having a horizontal flat section dimension of $W_{c1} \times W_{c3}$, is bent with a bent angle of β. The width of the bent section of the Λ-shaped reflector is W_{c2}. The distance between the antenna and the flat section is h_c.

For the last reflector, we modified the conductor reflector shape. Instead of the Λ-shaped reflector, we took the conductor reflector to have the form of an inverted Λ-shaped reflector. The geometry of the inverted Λ-shaped reflector with the horizontal plate is shown in Figure 1d. The inverted Λ-shaped reflector, having a horizontal flat section dimension of $W_{d1} \times W_{d3}$, is bent with a bent angle of α. The width of the bent section of the inverted Λ-shaped reflector is W_{d2}. The distance between the antenna and the flat section is h_d.

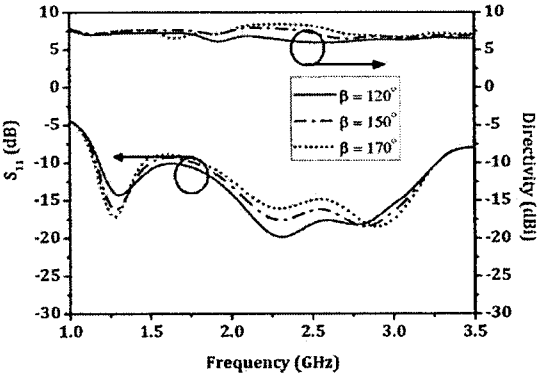


Figure 3 Simulated S_{11} and directivity for the proposed antenna as a function of β; h_c = 30 mm with W_{c1} = 72 mm, W_{c2} = 44 mm, and W_{c3} = 40 mm. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

III. PARAMETRIC STUDY

The radiating element is composed of the CPW-FSLW as a fundamental component and the modified-shape reflectors. Placing of the modified-shape reflectors will affect on the impedance characteristics and radiation patterns. Therefore, in this section, parametric study in terms of the parameters associated with the flat and modified reflectors has been performed. The commercial simulation software IE3D is used for this study, which makes the determination of optimal dimensions of the proposed antennas easy.

A. CPW-FSLW Antenna with Flat Reflectors

It is generally believed that the simplest method to redirect the back radiation forward is to place a conducting reflector at a fixed distance away from the antenna. In this section, we focus on the half power beamwidth because the impedance bandwidth and some radiation pattern characteristics were reported in our previous work [22, 25], not repeated here. Further studies are carried out to illustrate the effect of a finite reflector plate on radiation performances of the CPW-FSLW antenna, as provided in Table I. It can be seen that the bandwidth and the peak gain change slightly, when the size of the reflector plate increases from 72 × 72 mm^2 size to 100 ×100 mm^2. It is also noticed that the front-to-back ratio becomes higher, when the size of the reflector increases, as we expected. The half power beamwidths for infinite and different sizes

TABLE II Characteristics of the Antenna Above Λ-Shaped Reflector with h_c = 30 mm with W_{c1} = 72 mm, W_{c2} = 44 mm, and W_{c3} = 40 mm

β	120°	150°	170°
10-dB Bandwidth (%, GHz)	30.6, 1.19–1.62 65.3, 1.64–3.23	23.8, 1.18–1.50 56.8, 1.80–3.23	22.5, 1.18–1.48 55.8, 1.82–3.23
Peak directivity (dBi)	7.24@ 1.52 GHz	7.65@ 1.65 GHz	7.73@ 1.78 GHz

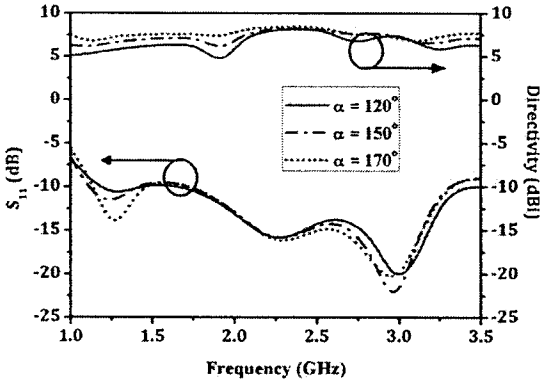


Figure 4 Simulated S_{11} and directivity for the antenna as a function of α; h_d = 30 mm with W_{d1} = 72 mm, W_{d2} = 44 mm, and W_{d3} = 40 mm. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

of finite flat reflectors backed to the CPW-FSLW antenna for different separations (h_b) between the antenna and the reflector are evaluated. The calculated half power beamwidths of the antenna with an infinite and finite flat reflectors when varying the separation of h_b = 30, 50, and 70 mm are shown in Figure 2. It can be seen that the half power beamwidth is affected by the distance (h_b) between the radiating element and the flat reflector. The half power beamwidth becomes wider, when the distance between the radiating element and the flat reflector is increased. It is found that the half power beamwidth is affected not only by the distance between the radiating element and the flat reflector and the reflector size but also by the operation frequency.

B. CPW-FSLW Antenna with Shaped Reflectors

1. Design of CPW-FSLW Antenna with Shaped Reflectors. Varying the angle β in the proposed design is also studied, resulting in simulated S_{11} and directivities as shown in Figure 3. Here, the size of the flat reflector is fixed at 72 (W_{c1}) × 44 mm^2 (W_{c3}) and the rectangular slope reflector size (W_{c2} × W_{c1}) is 40 × 72 mm^2. Table II provides the corresponding simulated data. For obtaining maximum enhanced antenna gain, the results indicate that β = 170° is the optimal angle between the flat section and rectangular slope reflectors with h_c = 30 mm. On the

TABLE III Characteristics of the Antenna Above Inverted Λ-Shaped Reflector with h_d = 30 mm with W_{d1} = 72 mm, W_{d2} = 44 mm, and W_{d3} = 40 mm

α	120°	150°	170°
10-dB Bandwidth (%, GHz)	8.50, 1.20–1.35 66.6, 1.70–3.40	30.6, 1.16–1.42 62.9, 1.72–3.30	28.5, 1.19–1.62 62.9, 1.22–3.30
Peak directivity (dBi)	6.9@ 1.73 GHz	7.33@ 1.82GHz	7.55@ 1.93 GHz

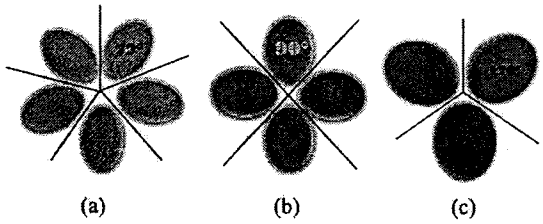


Figure 5 Model of multiple sectors covering 360°: (a) five sectors, (b) four sectors, and (c) three sectors. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

other hand, it is seen that the decrease in β decreases the impedance bandwidth. This behavior is probably due to the decrease in β corresponding to the lowering in the effective average substrate thickness in the proposed design, resulting in a smaller impedance bandwidth.

Figure 4 shows the simulated S_{11} of the CPW-FSLW above an inverted-Λ reflector with various values of α. The flat reflector has dimensions of 44 × 72 mm^2 (W_{d3} × W_{d1}) and the rectangular slope reflectors (W_{d2} × W_{d1}) are 40 × 72 mm^2. The distance h_d from the radiating element to the flat reflector is fixed to be 30 mm. The impedance bandwidth is slightly increased by augmenting in the bent angle from 120° to 170°. The performance data of radiation patterns are listed in Table III. When the bent angles are 150° and 170°, the antenna's impedance bandwidth reaches approximately 57%. It can be seen that the peak gain changes slightly.

2. Sectored Antennas. From the previous section, the CPW-fed slot antenna backed by a flat reflector obtained a unidirectional and higher gain than the CPW-fed slot

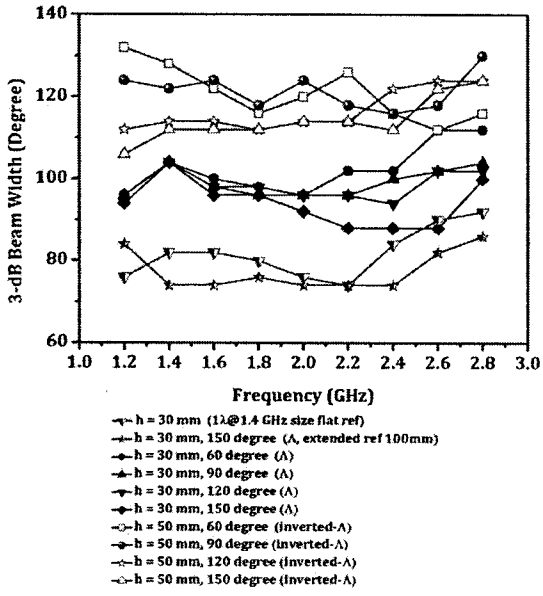


Figure 6 Half power beamwidths of antenna above different size reflectors. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

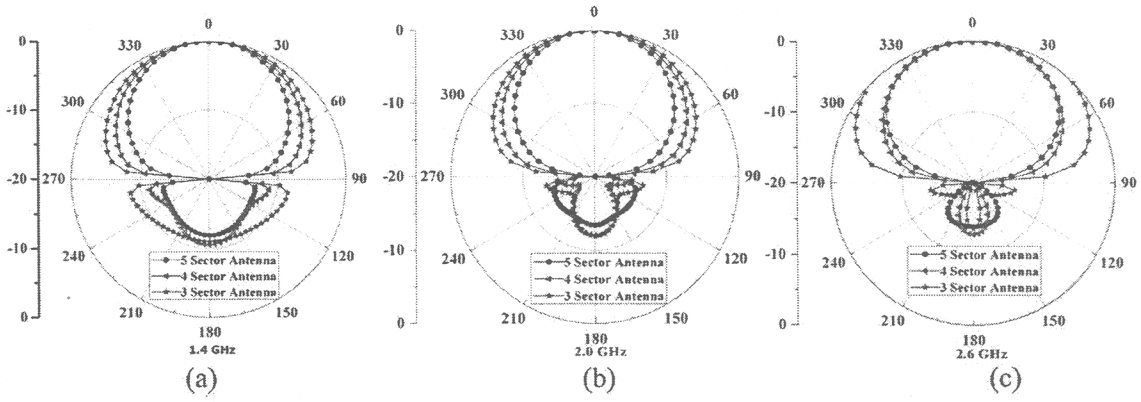


Figure 7 Simulated radiation patterns in H-plane for three different reflectors at (a) 1400 MHz, (b) 2000 MHz, and (c) 2600 MHz. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

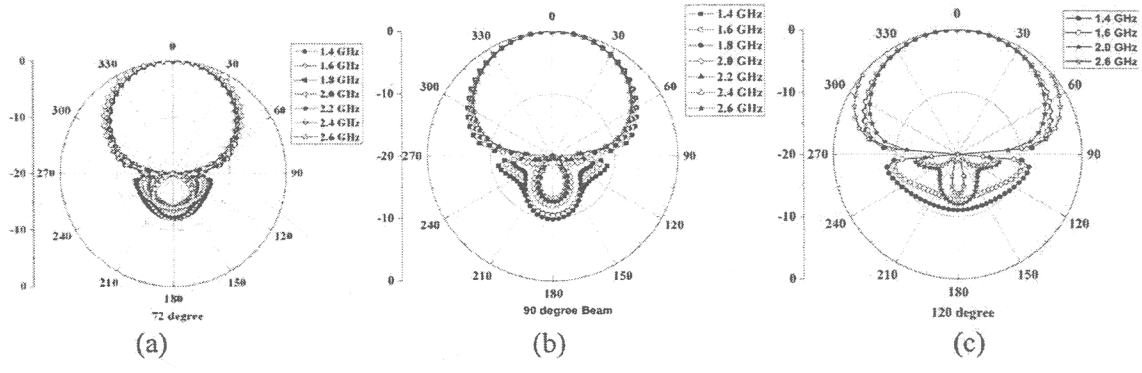


Figure 8 Simulated radiation patterns in H-plane coverage sector for three different reflectors (a) 72° (72 DegAnt), (b) 90° (90 DegAnt), and (c) 120° (120 DegAnt). [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

antenna without reflector. However, the radiation pattern of the directional antenna has many nulls at some frequencies, which restrict a wider application for wireless communications. For some applications of the reflector antennas, it is desirable to be able to adjust the beamwidth of the radiation characteristic, depending on their locations. By sectorization, we mean allocating logical cells to beams with a nominal coverage of $360°/n$, where n is the number of sectors, and having one beam covering each cell with its own primary pilot. Additionally, the basic function of the base station antenna is to provide uniform coverage in the azimuth plane. Based on the investigations carried out in the previous sections, three sectored antennas, with 72°, 90°, and 120° beamwidths, which are suitable for five, four, and three

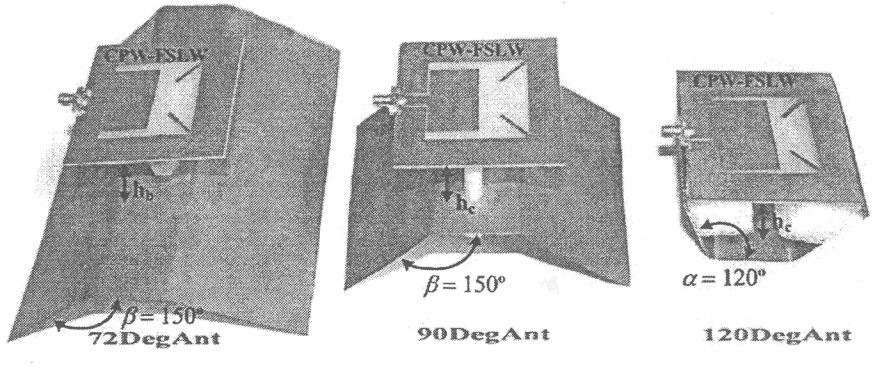


Figure 9 Photograph of the fabricated antennas. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

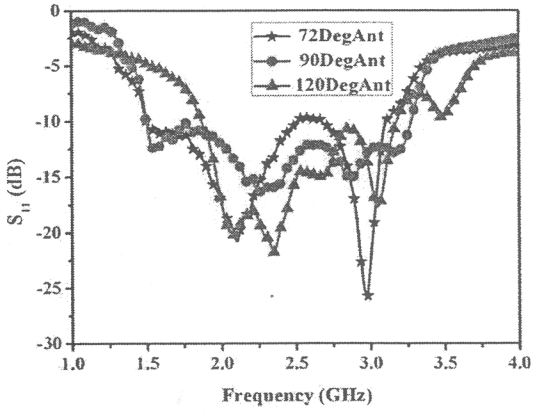


Figure 10 Measured S_{11} of three different reflectors: 72° (72 DegAnt), 90° (90 DegAnt), and 120° (120 DegAnt). [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

sectors, respectively, have been designed, and their characteristics are evaluated experimentally. Figure 5 shows an approximation model of five, four, and three sectors used for the proposed antennas.

From the flat reflector, the beamwidths are frequency dependent, which restrict a wider application for sectored antennas. To solve this problem, the shaped reflector, which uses for sectored antenna with wideband operation, must be used to obtain the constant beamwidth. The reflectors are used to shape the azimuth radiation pattern. The shape of the beam can be controlled by varying the geometry of the reflector, no other redesign is needed. Various H-plane half power beamwidths have been obtained by proper selection of the reflector dimensions, reflector spacings (h_c and h_d), bent angles (β and α), and reflector sizes (W_{c1}, W_{c2}, W_{d1}, and W_{d2}). Some simulated designs have been developed producing the reflectors that are able to change from a configuration with three sector beams of 120° wide in H-plane to other consisting of four sector beams of 90° and five sector beams of 72°. Comparison of the simulated half power beamwidths obtained by eight different reflector sizes and shapes is presented in Figure 6. It is evident that there are three separate groups of the half power beamwidths. For inverted Λ-shaped with $h_d = 50$ mm, the half power beamwidths having more than 100° depends on the angle of α. For these cases, the α increases the half power beamwidth is decreased. As can be seen from Figure 6, the Λ-shaped reflector with $h_c = 30$ mm cases showed the half power beamwidths of 90–110° over the frequency range 1.2–2.8 GHz. The results for antennas with coverage sectors of 72° are obtained by the flat reflector with $h_b = 30$ mm, $W_{b1} = W_{c1} = 214$ mm (one-wavelength at 1.4 GHz). Another way to obtain a structure with coverage sectors of 72° over a wide frequency range is to employ the Λ-shaped reflector with $h_c = 30$ mm, $\beta = 150°$, and extended $W_{c1} = 200$ mm.

Three typical cases are investigated:

- The Λ-shaped reflector with $h_c = 30$ mm, $\beta = 150°$, $W_{c1} = 200$ mm, $W_{c2} = 44$ mm, beamwidth in H-plane around 72°, as called 72 DegAnt;
- The Λ-shaped reflector with $h_c = 30$ mm, $\beta = 150°$, $W_{c1} = 72$ mm, $W_{c2} = 44$ mm, beamwidth in H-plane around 90°, as called 90 DegAnt; and
- The inverted Λ-shaped reflector with $h_d = 50$ mm, $\alpha = 120°$, $W_{d1} = 72$ mm, $W_{d2} = 44$ mm, beamwidth in H-plane around 120°, as called 120 DegAnt.

This is illustrated in Figure 7, where the main beams of normalized H-plane patterns at 1.4, 2.0, and 2.6 GHz are plotted for three different reflector shapes. Over the whole frequency range, the investigated antennas provide the H-plane beamwidths of 121–127°, 95–100°, and 75–80°. It is observed that the radiation patterns in H-plane are almost unchanged for the different frequencies, having the symmetrical shapes with respect to boresight and without additional dips. The back-lobes are much lower than −12 dB. Figure 8 shows simulated radiation patterns in H-plane coverage sector for three different reflectors, 72°,

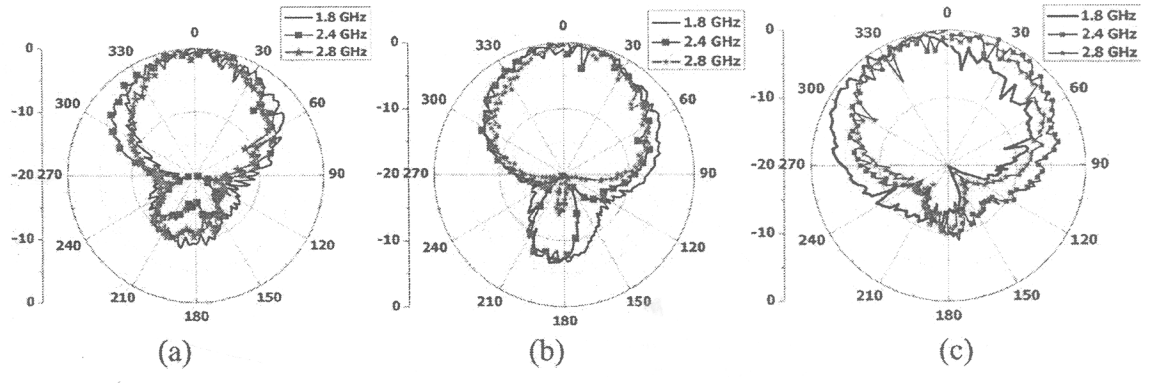


Figure 11 Measured radiation patterns of three different reflectors (a) 72° (72 DegAnt), (b) 90° (90 DegAnt), and (c) 120° (120 DegAnt). [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

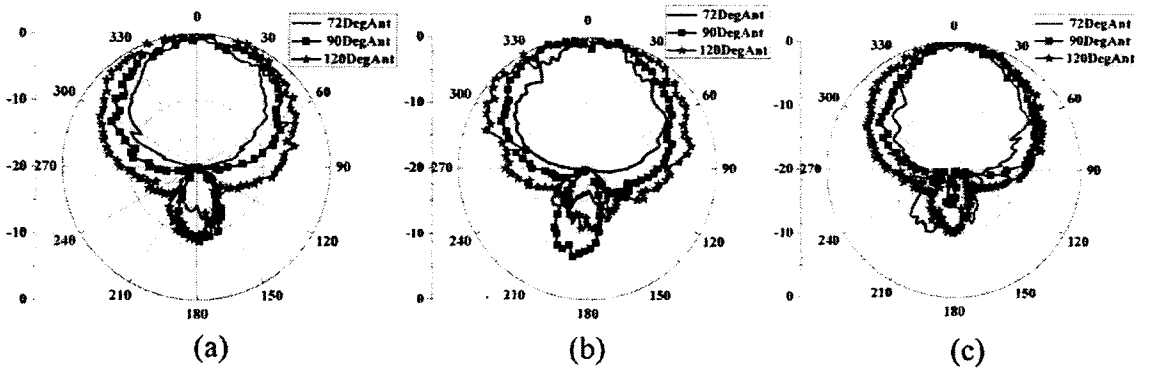


Figure 12 Measured radiation patterns in H-plane for three different reflectors at (a) 1800 MHz, (b) 2400 MHz, and (c) 2800 MHz. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

90°, and 120° over a wide frequency range. Some beamwidth variations with frequency are also presented. It is also observed that the 3-dB beamwidths are approximately 72°, 90°, and 120° and fairly stable over the whole frequency range. As can be seen, in comparison with the flat reflector, the shaped reflector antenna shows less variation in gain and half power beamwidth.

IV. FABRICATION AND MEASUREMENT RESULTS

According to the design guidelines and simulated results mentioned above, three sectored antennas, with 72°, 90°, and 120° beamwidths, suitable for five, four, and three sectors, respectively, are designed. Various H-plane beamwidths have been obtained by proper selection of the reflector shapes, dimensions, and distances between antenna and reflector. The proposed antennas have been designed by choosing the Λ-shaped reflector with $h_c = 30$ mm, $\beta = 150°$, $W_{c1} = 200$ mm, $W_{c2} = 44$ mm to obtain the H-plane beamwidth of 72°, and the Λ-shaped reflector with $h_c = 30$ mm, $\beta = 150°$, $W_{c1} = 72$ mm, and $W_{c2} = 44$ mm for the H-plane beamwidth of 90°. For the H-plane beamwidth of 120°, the inverted Λ-shaped reflector with $h_d = 50$ mm, $\alpha = 120°$, $W_{d1} = 72$ mm, and $W_{d2} = 44$ mm was selected. The prototypes of the proposed antennas were constructed as shown in Figure 9. They were fabricated on an inexpensive FR-4 dielectric substrate with a thickness of 1.6 mm (h), relative permittivity of 4.4, (ε_r), and loss tangent (tan δ) of 0.019. The reflectors are made from copper plates and the antennas are fed by the 50-Ω SMA connectors. Again, it is noted that for ease of fabrication and measurements, the structural parameters and dimensions of the realized antennas are obtained from section III.B.2. The return losses of the antennas were measured by an HP8510C vector network analyzer. Figure 10 shows the measured S_{11} of the proposed antennas. The 10-dB bandwidth is approximately 69% (1.5 to 3.1 GHz) for the 72 DegAnt. A very wide impedance bandwidth of 73% (1.5–3.25 GHz) for the antenna of 90 DegAnt was achieved. The last, impedance bandwidth is 49% (1.88 to 3.12 GHz), when the antenna is 120 DegAnt. From the obtained results of the three antennas, it is clearly seen that the wideband bandwidth for PCS/DCS/IMT-2000 and WLAN bands is obtained.

The radiation characteristics are also investigated. Figure 11 presents the measured far-field radiation patterns of the proposed antennas at 1.8, 2.4, and 2.8 GHz. As expected, the reflectors allow the antennas to radiate unidirectionally and the antennas keep the similar radiation patterns at several separated selected frequencies. The radiation patterns are stable across the matched frequency band. The main beams of normalized H-plane patterns at 1.8, 2.4, and 2.8 GHz are also measured for three different reflector shapes as shown in Figure 12. Finally, the simulated and measured realized gains of three different reflector shapes in the broadside direction are compared in Figure 13. As shown, the gain variations are smooth on the

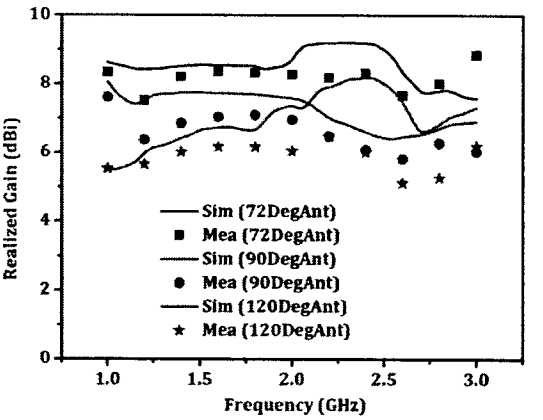


Figure 13 Simulation and experimental results of realized gain of three reflector shapes, 72 DegAnt, 90 DegAnt, and 120 DegAnt. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

wideband performance. The measured gains are slightly lower than simulated ones. From the results, it can be clearly observed that the antenna of 72 DegAnt has the highest average gain because the size of reflector is wider and β angle is large. For the 72 DegAnt, the measured antenna gain is ~7.0 dBi over the entire viable frequency band. The average gains of the 90 and 120 DegAnt over this bandwidth are 6.0 and 5.5 dBi, respectively. This is because of impedance mismatch and pattern degradation, as the back radiation level increases rapidly at these frequencies.

V. CONCLUSION

A CPW-FSLW above three different types of reflector shapes, with different sector patterns has been proposed. Directive radiation characteristics are achieved by proper reflector spacing and shape and relatively constant radiation characteristics over >60% (frequency range from 1.5 to 2.9 GHz). With these designs, the antenna radiation patterns can easily be optimized to meet different requirements. In addition, it is found that using modified reflectors can improve both impedance bandwidth and validation patterns. A variety of azimuth beamwidths can be obtained. Three sectored antennas with wideband operation for base stations of wireless communication applications have been designed and studied.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Thailand Research Fund (TRF) under the grant contract number RTA-5180002.

REFERENCES

1. P. Zetterberg, Performance of three, six, nine and twelve sector sites in CDMA–Based on measurements, ISSSTA2004, Sydney, Australia, 2004.
2. I. Riedel, R. Habendorf, E. Zimmermann, and G. Fettweis, Multiuser transmission in cellular systems with different sector configurations, Vehicular Technology Conference, September 2008, Calgary, Canada, pp. 1–5.
3. H. Arai, and Y. Ebine, 6-Sector antenna using proximity coupled taper slot for multi-media mobile system, Antennas Propag Soc Int Symp 2 (1998), 1430–1433.
4. H. Maejima, J. Hirokawa, and M. Ando, A 12-sector antenna using proximity coupled taper slot, Antennas Propag Soc Int Symp 4 (1999), 2412–2415.
5. F. Tefiku, Broadband sector zone base station antennas, IEEE APS Conference on Antennas Propagation for Wireless Communication, Boston, MA, November 1998.
6. F. Tefiku, and C.A. Grimes, Design of broad-band and dual-band antennas comprised of series-fed printed-strip dipole pairs, IEEE Trans. Antennas Propag 48 (2000), 895–899.
7. J.A. Martinez-Lorenzo, M. Arias, O. Rubinos, J. Gutierrez, and A. Garcia-Pino, A shaped and reconfigurable reflector antenna with sectorial beams for LMDS base station, IEEE Trans. Antennas Propag 54 (2006), 1346–1349.
8. F. Las-Heras, M. Sierra-Perez, and J.A. Gutierrez, Design and measurement of low-cost sector pattern antennas, IEE Proc--Microw Antennas Propag 147 (2006), 407–411.
9. D. Su, and D. Fu, Broadband polarization diversity base station antenna for 3G communication system, J Electromag Waves Appl 22 (2008), 493–500.
10. N. Honma, T. Seki, K. Nishikawa, K. Tsunekawa, and K. Sawaya, Compact six-sector antenna employing three intersecting dual-beam microstrip Yagi-Uda arrays with common director, IEEE Trans Antennas Propag 54 (2006), 3055–3062.
11. K. Chen, X. Chen, and K. Huang, A novel microstrip dipole antenna with wideband and end-fire properties, J Electromag Waves Appl 21 (2007), 1679–1688.
12. A.Y. Simba, M. Yamamoto, T. Nojima, and K. Itoh, Planar-type sectored antenna based on slot Yagi-Uda array, IEE Proc-Microw Antennas Propag 152 (2005), 347–353.
13. M. Ali, and S. Sanyal, A numerical investigation of finite ground planes and reflector effects on monopole antenna factor using FDTD technique, J Electromag Waves Appl 21 (2007), 1379–1392.
14. F.J. Wang, and J.S. Zhang, Wide band cavity-backed patch antenna for PCS/IMI2000/2.4 GHz WLAN, Prog Electromag Res 74 (2007), 39–46.
15. S.A. Hosseini, Z. Atlasbaf, and K. Forooraghi, A new compact ultra wide band (UWB) planar antenna using glass as substrate, J Electromag Waves Appl 22 (2008), 47–59.
16. S.-W. Qu, J.-L. Li, Q. Xue, and C.H. Chan, Novel unidirectional slot antenna with a vertical walL, Prog Electromag Res 84 (2008), 239–251.
17. H.J. Zhou, Y.H. Huang, B.H. Sun, and Q.Z. Liu, Design and realization of a flat-top shaped-beam antenna array, Prog Electromag Res Lett 5 (2008), 159–166.
18. R. Chair, A.A. Kishk, K.F. Lee, C.E. Smith, and D. Kajfez, Microstrip line and CPW fed ultra wideband slot antennas with U-shaped tuning stub and reflector, Prog Electromag Res 56 (2006), 163–182.
19. M.A. Saed, Reconfigurable broadband microstrip antenna fed by a coplanar waveguide, Prog Electromag Res 55 (2005), 227–239.
20. J.D. Kraus, The square corner reflector, Radio 237 (1939), 29–24.
21. M.Z. Song, and T. Hong, Multiple beam modulation and direction-finding transmitted by square-corner antenna, J Electromag Waves Appl 21 (2007), 2095–2108.
22. P. Akkaraekthalin, S. Chaimool, and M. Krairiksh, Wideband uni-directional CPW-fed slot antennas using loading metallic strips and a widened tuning stub on modified-shape reflectors, IEICE Trans Commun E90-B (2007), 2246–2255.
23. S. Chaimool, S. Kerdsumang, P. Akkraeakthalin, and V. Vivek, A broadband CPW-fed square slot antenna using loading metallic strips and a widened tuning stub, IEEE Int Symp Commun Inf Technol, 2 (2004), 730–733.
24. S. Chaimool, P. Akkaraekthalin, and V. Vivek, Dual-dand CPW-fed slot antennas using loading metallic strips and a widened tuning stub, IEICE Trans Electronics, E88-C (2005), 2258–2265.
25. S. Chaimool, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, CPW-fed slot antennas using loading metallic strips and a widened tuning stub with a finite reflector, IEEE Int Symp Commun Inf Technol (2006), 791–794.

BIOGRAPHIES



Sarawuth Chaimool, received the B.Eng. M. Eng. and the Ph.D. degrees in Electrical Engineering from King Mongkut's University of Technology, North Bangkok (KMUTNB), Thailand, in 2001, 2003, and 2008, respectively. In 2004, he joined the Department of Electrical Engineering, KMUTNB, as an instructor. His current research interests include planar antennas, metamaterials, and microwave passive circuits.



Prayoot Akkaraekthalin, received the B.Eng. and M.Eng. degrees in Electrical Engineering from King Mongkut's University of Technology, North Bangkok (KMUTNB), Thailand in 1986 and 1990, respectively, and the Ph.D. degree in Electrical Engineering from the University of Delaware, Newark, USA, in 1998. From 1986 to 1988, he worked in the Microtek Laboratory, Thailand, as a Research and Development Engineer. In 1988, he joined the Department of Electrical Engineering, KMUTNB, as an instructor. His research interests are in the areas of microwave circuit design, optoelectronics, and telecommunications.



Monai Krairiksh, was born in Bangkok. He received B.Eng., M.Eng., and D.Eng. from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) in 1981, 1984, and 1994, respectively. In 1981, he joined the KMITL and is presently a professor in the Department of Telecommunication Engineering. He has served as the director of the Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT) during 1997–2002. He was the vice president of the Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology Association (ECTI) during 2006–2007. He is currently an editor of the ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics and Communications. He was awarded a Senior Research Scholar of the Thailand Research Fund (TRF) in 2005. His main research interests are in antennas for mobile communications and microwave in agricultural applications.

1.4 **T. Tantisopharak, A. Boonpoonga, C. Phongcharoenpanich, P. Sirisuk and M. Krairiksh, "Adaptive Array antenna Using On-Off and CMA Algorithms for Microwave RFID Readers," IEICE Trans. Commun., Vol.E94-B, No.5 May 2011.**

INVITED PAPER Special Section on Antenna and Propagation Technologies Contributing to Diversification of Wireless Technologies

Adaptive Array Antenna Using On-Off and CMA Algorithms for Microwave RFID Readers

Tanawut TANTISOPHARAK[†], **Akkarat BOONPOONGA**[††], *Nonmembers*, **Chuwong PHONGCHAROENPANICH**[†], *Member*, **Phaophak SIRISUK**[††], *Nonmember*, *and* **Monai KRAIRIKSH**[†a)], *Member*

SUMMARY This paper proposes an adaptive antenna using a combination of on-off and CMA algorithms. With the proposed technique, the on-off algorithm is first employed to search for a desired signal direction in which maximum received power is achieved. Then, interference is suppressed by performing CMA. Simulations are conducted according to the potential application of the proposed adaptive antenna. The simulation results show the SINR improvement implying that the proposed adaptive antenna can be applied to microwave RFID systems in order to resolve reader collision. Furthermore, the proposed adaptive antenna is implemented and then experimented. The experimental results verify that the proposed adaptive antenna can reduce interference resulting in the collision problem.

key words: *adaptive antenna, on-off algorithm, CMA algorithm, microwave RFID readers*

1. Introduction

Durian (*Durio zibethinus Murry*) is an important exporting fruit of Thailand that earns over a hundred million US$ a year. An efficient supply chain management (SCM) system is required to deliver Durian to the end customer at the proper time. One of the effective methods improving the supply chain is a radio frequency identification (RFID) technology that can identify tagged objects via near/far-field wireless communications. A basic RFID system consists of two important components: transponder (tag) and interrogator (reader). Based on RFID technology, the underlying principle is to receive information from tags by using readers via radio frequency (RF) links. This provides its main advantage of trace and track for exporting Durian.

Besides SCM systems, the quality control and inspection for Durian are necessary to meet customers' satisfaction. Currently, the problem of mixing of mature and immature fruits disappoints the customers that downgrades the selling prize. Therefore, there is a need to standardize the quality to meet the requirements of the international market. Many techniques have been developed to classify Durian such as X-ray imaging and ultrasonic monitoring but none of them are applied in practical situation due to high cost. Recently, we presented a microwave technique using coupled patch antennas to monitor variation of dielectric properties correlated to chemical properties of Durian pulp that exhibits the possibility to classify Durian by using microwave [1], [2]. Although this technique can classify Durian reasonably, it is not suitable for supply chain management systems of export industries.

As aforementioned, RFID can be applied to provide the effective SCM. Furthermore, an RFID tag is also used as a low-cost sensor by mapping a change in some interesting physical parameters to a controlled change in electrical characteristics of the tag antenna [3], [4]. The design of RFID tags presented in [5], [6] will be used for sensing maturity stage of fruits by precisely matching the impedance of the tag with Durian fruit to the impedance of the chip. Then, the different received powers corresponding to Durian maturity stage is measured.

When there are many readers and/or tags operating in the same interrogation range of the reader, signals from one reader may reach other tags and/or readers and then cause interference or collision [7], for instance, in the Durian classification factories. There are a number of techniques utilized to resolve this collision [8]–[10]. The dynamic framed ALOHA was employed for an anti-collision algorithm to minimize the total time slots and the number of rounds required for indentifying tags operating in the interrogation zone [8]. In [9], an anti-collision algorithm using effective slot allocation was proposed. The algorithm can reduce query iteration and transmission bit number. This leads to reduce the effect of collision. Typically, signals from one reader which reaches others cause interference called as the *reader collision*. The approach presented in [11] can adaptively adjust the RFID reader power to maintain the required signal-to-noise ratio (SNR).

Another technique which can be applied to reduce the effect due to collision is a smart antenna. The smart antenna was introduced to resolve the collision problem of RFID system [12]–[14] because there are some drawbacks of resolving the problem by using CDMA, FDMA, and TDMA mentioned in [12].

Recently, we presented an adaptive antenna using constant modulus algorithm (CMA). In our proposed system, a flat four beam antenna was employed as a receiving antenna to provide four radiation patterns in azimuth plane simply using one bit phase shifters [15]. A main beam with maximum received power was employed as an initial beam for CMA to improve convergence rate [16]. When square patches of one-wavelength width that provided switched-

Manuscript received November 30, 2010.
Manuscript revised February 3, 2011.

[†]The authors are with Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.
[††]The authors are with Faculty of Engineering, Mahanakorn University of Technology, Bangkok 10530, Thailand.
a) E-mail: kkmonai@kmitl.ac.th

DOI: 10.1587/transcom.E94.B.1153

Copyright © 2011 The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers

beam patterns [17] were utilized in a phased array in [15], a variety of radiation patterns could be produced by selecting appropriate element patterns in each array element together with one-bit phase shifters. This antenna is called phased array of switched-beam elements (PASE) [18]. By selecting feed probes properly, the same radiation patterns as in [17] could be obtained with less sophisticated antenna fabrication [19]. The PASE using switched-probe elements was utilized for initializing CMA to improve convergence rate of the previous work in [16] and was revealed that the antenna could mitigate the effect of two interference signals [20].

Although the techniques in [16] and [20] do improve the convergence behavior, the hardware circuitry increases the size and the cost of the system, and the phase shifters also cause some signal loss. Digital beam synthesis [21] was proposed to digitally synthesize beams in different directions instead of using phase shifters. This technique utilizes complex weight vectors to multiply the received signal from the antenna in order to adjust the main beam to the desired direction. Due to its digital process, this system is compact and has low signal loss.

A combination of on-off and CMA algorithms was proposed in [22] to improve the performance of these two algorithms. This technique utilizes an on-off algorithm to track the desired signal direction and switches the main beam direction toward it. The signal with maximum received power was then exploited to initialize the CMA. However, the system has not been actually realized yet.

This work presents the design and experimental investigations of the combination algorithm of on-off and CMA algorithms that exhibits feasibility for microwave RFID reader application.

After an introduction, the system architecture of the combination algorithm of on-off and CMA algorithms is presented in Sect. 2. The potential application and simulation results are shown in Sect. 3. The system design, measurement setup and experimental results are described in Sect. 4 and a conclusion is drawn in Sect. 5.

2. System Architecture

Let consider the proposed adaptive antenna system, as shown in Fig. 1, consisting of N antenna elements for receiving microwave signals. The antennas are arranged as a uniform linear array along the x-axis with element spacing d. The complex signals received by ith element of the antenna are down-converted to lower frequencies in the operating range of analog-to-digital converters (ADCs). After digitization, the signals $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_0 & x_1 & \dots & x_{N-1} \end{bmatrix}^T$ are fed into a processing unit consisting of an adaptive on-off processing unit, a digital power detector and a CMA adaptive processing unit. In the on-off processing [23], the outputs $\tilde{x}_i$ obtained from the product of complex signals and weights of the on-off algorithm as defined by

$$\tilde{x}_i = u_i x_i \tag{1}$$

are combined together in order to be used to detect signal power. Using matrix-vector notation, the weight can be rewritten as

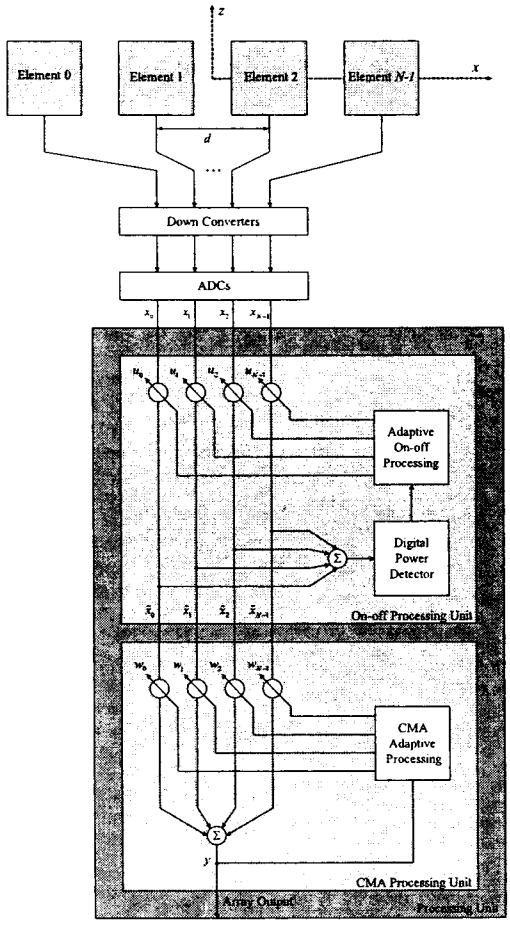


Fig. 1 Architecture of the proposed adaptive antenna.

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{u}\mathbf{x}, \tag{2}$$

where $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_0\ \tilde{x}_1\ \dots\ \tilde{x}_{N-1}]^T$ and $\mathbf{u} = \mathrm{diag}\,[u_0\ u_1\ \dots\ u_{N-1}]$ are input signal vector for CMA and chosen weight vector for on-off algorithm, respectively. The weights are automatically varied such that the maximum signal power is achieved. The weights are defined according to [21] as

$$u_i = e^{j\alpha_i}, \tag{3}$$

where α_i is the progressive phase between each element. The weights employed to produce the input for CMA can be obtained from update phase equation defined by [23].

$$\alpha_i(n+1) = \alpha_i(n) + \mu_\alpha \mathrm{sign}(\nabla P), \tag{4}$$

where n is index time of processing of the on-off algorithm, μ_α is the adaptive gain of the updating phase and ∇P is the gradient of the output power.

Given the maximum power, the weights are chosen to provide the main beam direction close to the desired signal direction. The array output of the proposed adaptive antenna is constructed by multiplication of adjustable weight vector

$\mathbf{w}(k) = \begin{bmatrix} w_0(k) & w_1(k) & \ldots & w_{N-1}(k) \end{bmatrix}^T$ and output of on-off algorithm $\tilde{\mathbf{x}}(k) = \begin{bmatrix} \tilde{x}_0(k) & \tilde{x}_1(k) & \ldots & \tilde{x}_{N-1}(k) \end{bmatrix}^T$ as

$$y(k) = \mathbf{w}(k)^H \tilde{\mathbf{x}}(k). \tag{5}$$

Or

$$y(k) = \mathbf{w}(k)^H \mathbf{u}\mathbf{x}(k), \tag{6}$$

where k is index time of CMA processing. Following the cost function presented in [24], the stochastic gradient steepest descent method is used for adaptation. This results in the weight vector which can be updated by the following equation

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - 4\mu \tilde{\mathbf{x}}(k) y^*(k) \left(|y(k)|^2 - \sigma^2 \right). \tag{7}$$

By substituting (1) and (5) into (6), the update weight equation can be rewritten as

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(k+1) &= \mathbf{w}(k) - 4\mu |\mathbf{u}|^2 |\mathbf{x}(k)|^2 \mathbf{w}^T(k) \\ &\quad \cdot \left(\left| \mathbf{w}^H(k) \mathbf{u}\mathbf{x}(k) \right|^2 - \sigma^2 \right) \end{aligned} \tag{8}$$

where μ is the step-size of the CMA and σ is the amplitude of the array output in absence of the interference.

3. Potential Application and Simulations

3.1 Potential Application

Figure 2 illustrates the potential scenario of the Durian classification system comprising N readers aligned parallel to each other. An RFID tag sensor is located beneath a conveyor carrying Durian fruits. To achieve the maximum Durian-classification number with the limited operation area, the reader should be installed as close as possible.

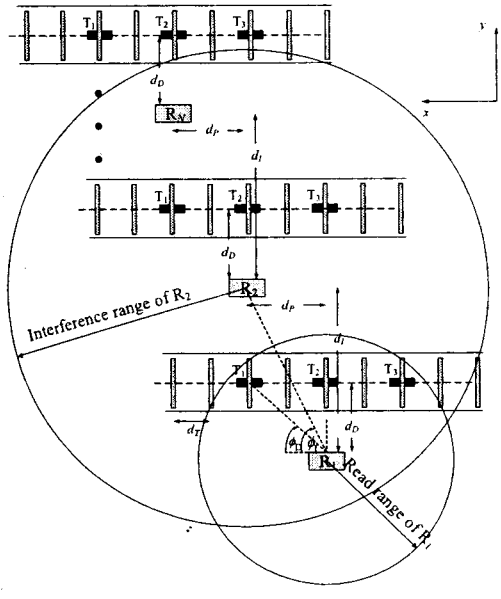


Fig. 2 Potential scenario of Durian classification system.

In a dense RFID network, there are multiple of readers operating in the same interrogation zone as seen in the figure. The transmission collision may occur. It is difficult to allocate the different frequency channel to resolve the interference due to the limited spectrum bands [12]. In our scenario of Durian classification, even though we align the readers to shift from each other with spacing d_p, this is not adequate to resolve the problem. In this paper, we propose the adaptive antenna system which can resolve the interference problem occurred in the RFID-based Durian classification systems.

The proposed adaptive antenna is installed along with a reader to eliminate interference due to the neighboring reader. Reconsidering Fig. 2, the signal from the antenna of the reader 2 (R_2) interferes that of reader 1 (R_1). Let angles of signal from R_2 and tag incident to R_1 be ϕ_I and ϕ_D, respectively. The distance between neighboring readers is d_I. To increase the measurement accuracy for Durian classification, three tags are aligned along x-axis with spacing d_T. This is for an inspector to assure that the measurement accuracy is high. The distance of the reader perpendicular to tag position is d_P. By using our proposed adaptive antenna, the on-off algorithm is first used to switch its main beam toward a tag direction. To obtain information from the desired tag without interference due to neighboring reader, an adaptive antenna is required. We therefore introduce CMA to eliminate interference. Similarly, the adaptation for other tags will be conducted. At the reader, different tags result in different received powers mapping to the electrical characteristic of Durian. The characteristic will be changed to be maturity stage of Durian.

3.2 Simulations

To evaluate the proposed adaptive antenna, simulations were conducted in accordance with the potential scenario mentioned above. Let us consider a two-element array with half-wavelength spacing. In simulations, the signal-to-noise ratio (SNR) was set to be 20 dB. According to Fig. 2, the simulations were divided into three different cases for three different tag positions. Here, we set the d_D and d_I being 0.5 m and 1.5 m, respectively. The interference direction ϕ_I was therefore set as 56°. When the reader needs information from tag T_1, the desired signal was set as tag T_1 whose incident angle is ϕ_D = 45° (case (a)). This angle value is obtained from setting tag spacing d_T being 0.5 m. The incident angle of desired signal was moved to ϕ_D = 90° and ϕ_D = 135° in case (b) and (c) according to positions of tag T_2 and T_3, respectively.

In case (a), an on-off algorithm was first employed to choose the direction of the main beam with the maximum received power. Here, the main beam of the antenna was switched to ϕ_D = 45° then CMA was performed. Figure 3(a) shows radiation patterns obtained from the adaptive antenna using on-off algorithm with and without CMA at 14,000 iterations. The nullity of the radiation pattern obtained from the proposed adaptive antenna appears at the direction of interference. With only on-off algorithm, the main beam of

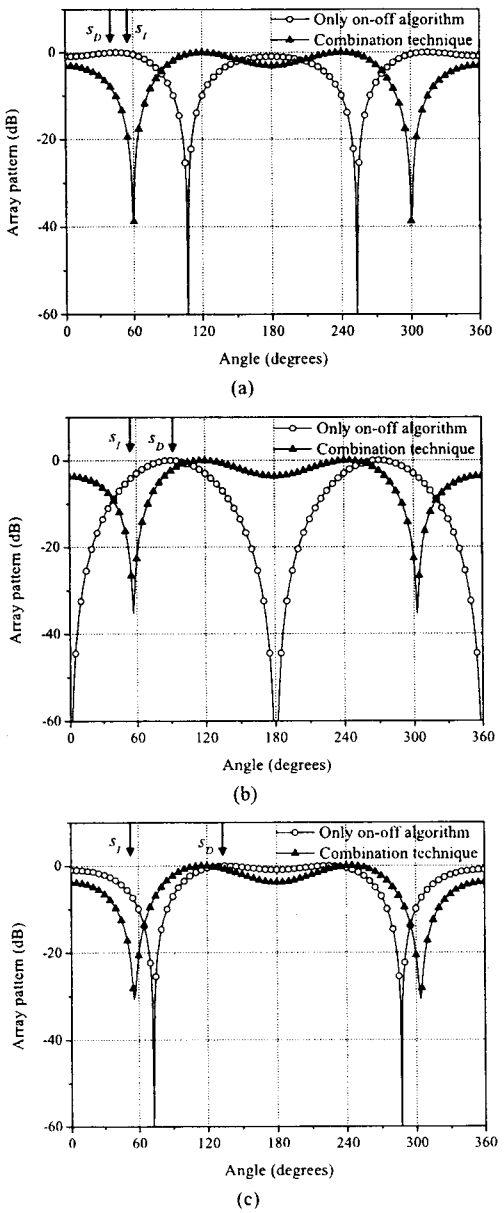


Fig. 3 Radiation patterns (a) $\phi_D = 45°$, $\phi_I = 56°$ (b) $\phi_D = 90°$, $\phi_I = 56°$ (c) $\phi_D = 135°$, $\phi_I = 56°$.

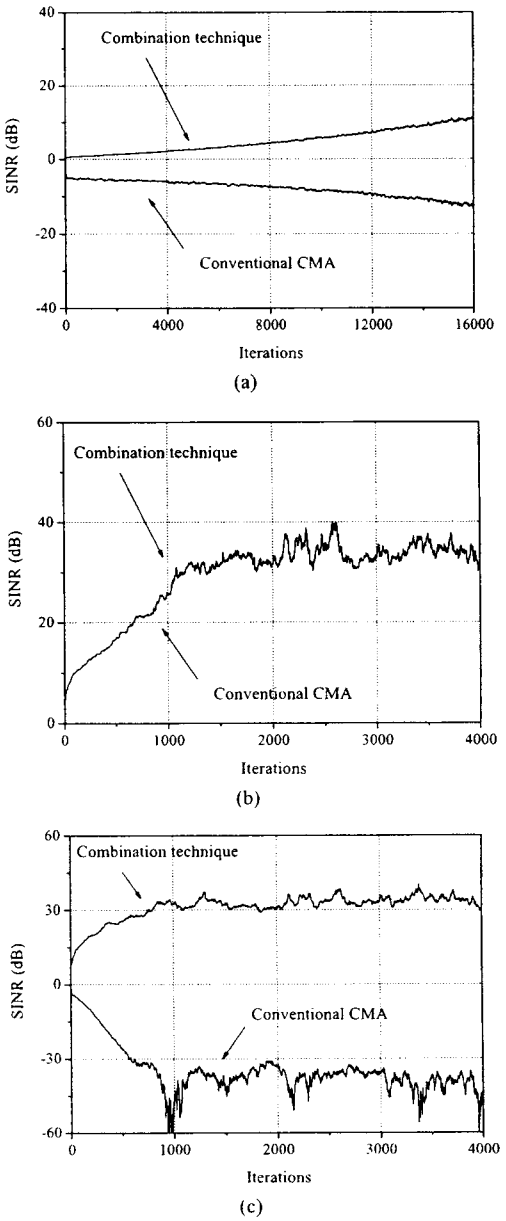


Fig. 4 SINR trajectories (a) $\phi_D = 45°$, $\phi_I = 56°$ (b) $\phi_D = 90°$, $\phi_I = 56°$ (c) $\phi_D = 135°$, $\phi_I = 56°$.

the antenna directs to the desired signal but the direction of nullity and interference is not coincident. This implies that SINR improvement by using a combination of CMA and on-off algorithm is better than that by using only on-off algorithm.

Similar to simulation in case (a), the main beam directions of the antenna are switched to be 90° and 135° as initial beams for case (b) and (c), respectively. Figures 3(b) and (c) show the radiation patterns of case (b) and (c) at 4,000 iterations, respectively. In the figures, the main beams of the antenna obtained from only on-off algorithm direct to the directions of the desired signals. Their nullities do not appear in the direction of interference. In contrast, by using a combination of CMA and on-off algorithms, although desired signals are not received by a peak of radiation pattern, they are in the main beam and the nullities of the antenna appear at the interference direction.

So far, convergence properties of CMA with and without on-off algorithm must be determined to confirm that the proposed technique has superior convergence. SINR trajectories obtained from CMA with and without on-off algorithm in different simulation cases are shown in Figs. 4(a)–(c). In case (a) and (c), the antennas using CMA without on-off algorithm have misconvergence. In case (a), since the initial main beam direction of the adaptive antenna using a conventional CMA is 90°, the incident angle of in-

terference (ϕ_I = 56°) is closer to the main beam direction (90°) than that of the desired signal (ϕ_D = 45°). This results in misconvergence in conventional CMA. Straightforwardly, the conventional CMA in case (c) misconverges because the desired signal direction being ϕ_D = 135° is farther to the initial main beam (90°) for conventional CMA than interference direction being ϕ_I = 56°. Furthermore, in case (a), the convergence property of CMA with and without on-off algorithm seems to be slow because the angle space between desired and interference signals is small [16]. In case (b), the SINR trajectories obtained from the antenna using CMA with and without on-off algorithm are almost identical because an initial beam obtained from on-off algorithm is identical to that one without on-off algorithm. According to case (a)–(c), it should be noted that by using CMA with on-off algorithm, when the initial main beam of the antenna is automatically switched toward to the desired signal, the antenna can converge to capture desired signal (not interfere) at all. Although all simulations show that the proposed adaptive antenna has superior capturing behavior, it may misconverge if power of interference is stronger than that of the desired signal.

4. Design and Experimental Results

4.1 Experimentation Setup

To demonstrate the proposed system, two patch antennas were designed to operate at 2.4 GHz. The designed patch antennas were fabricated on an FR-4 substrate whose ϵ_r was 4.36 and h was 1.441 mm. The dimensions are listed in Fig. 5(a).

The centers of the patches were separated by 6.125 cm (0.5λ). The antennas were well matched to 50 Ω with return losses of −18 and −20 dB at the designed frequency. Directional patterns were almost identical with a gain of 7.7 dBi. Half power beamwidths in E- and H-planes were 48° and 62°, respectively. The down converters in Fig. 5(b) utilized MAX2102 operating at 2.4 GHz which is in its expanded-frequency range. The output signals were amplified by a high-speed amplifier OPA842. Hence, the conversion gain was 45 dB. Then they were converted to digital signals by using ADS831 analog-to-digital converters. I and Q outputs from each channel were calibrated to obtain equal amplitude and phase. Then, they were input into an adaptive algorithm implemented on a Xilink Virtex-E XCV400E FPGA. Total gates of 569,952 were utilized.

Agilent N5182A vector signal generator was used for transmitting the desired QPSK signal at 2.4 GHz via a microstrip antenna whereas an Agilent 8648C signal generator was used for transmitting the interference signal. The configuration of the measurement setup is shown in Fig. 5(c). The receiving antennas were mounted on a movable carriage with a length of 60 cm. The carriage was moved at 1.5 cm per step and the received signals were captured 40 times to a personnel computer connected to the output of the FPGA via JTAG USB interface. The averaged signal strength at each position was plotted. Those for the CMA and the combination of on-off and CMA algorithms are shown in Fig. 6. The improvement in signal strength is clearly observed.

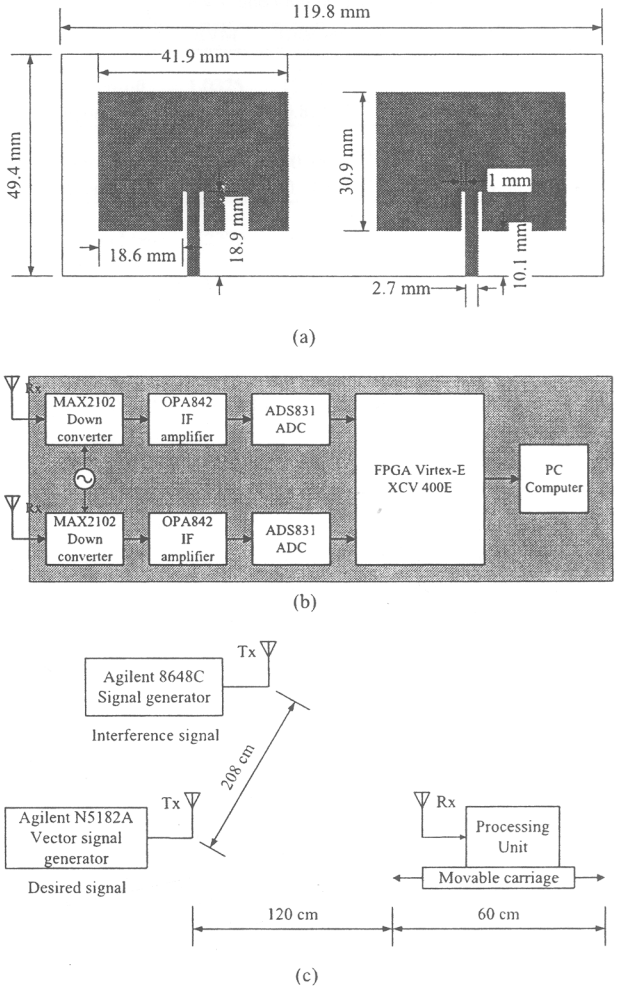


Fig. 5 Diagram of the system (a) antenna array (b) block diagram of the designed system (c) configuration of the measurement setup.

4.2 Experimental Results

From the field strength observed in Fig. 6, the on-off algorithm-only received signal was at a higher level than that of the single antenna. The received signal level of the CMA-only and the combination techniques were slightly different but higher than those from the on-off only algorithm and the single antenna. The CDF curves corresponding to the received signal level in Fig. 6 are shown in Fig. 7.

The CMA adaptive antenna had an adaptive gain of 6 dB. The adaptive antenna using on-off and CMA algorithms provided an improvement in adaptive gain to 7 dB. It should be noted that with this improved adaptive gain, read range can be increased by 2.24 times from that of the single antenna counterpart [25].

To confirm that the proposed adaptive antenna can

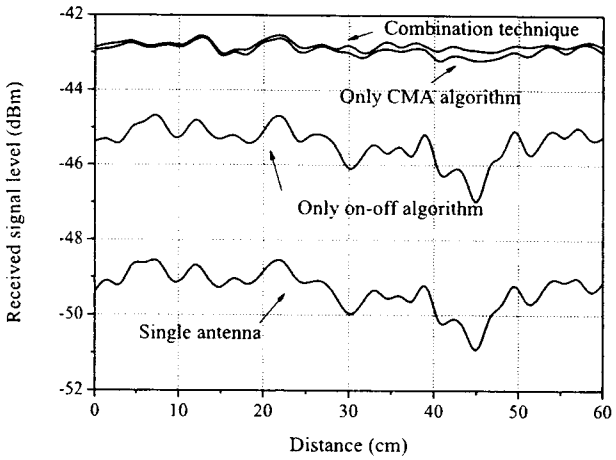


Fig. 6 Field strength VS position.

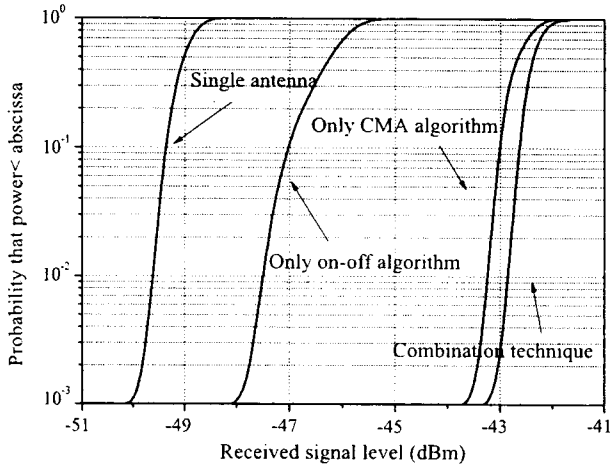


Fig. 7 CDF curve of received signal level.

operate in practical situation, the error vector magnitude (EVM) calculated from the measured signal constellation should be determined. The EVM can be defined as [26]

$$EVM_{\mathrm{RMS}} = \left[\frac{\frac{1}{T}\sum_{r=1}^{T}\left(|I_r - I_{0,r}|^2 + |Q_r - Q_{0,r}|^2\right)}{P_0} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (9)$$

where

T is the number of the symbols for the measurement;

I_r, Q_r denotes the in-phase and quadrature components of the measured symbol point, respectively;

$I_{0,r}, Q_{0,r}$ denotes the in-phase and quadrature components of the ideal symbol point, respectively;

P_0 is the average power of the constellation.

The measurement for the signal constellation was setup in accordance with case (a) of simulation. The desired and interference signal angles are 45° and 56°, respectively. Table 1 lists the EVM calculated from the measured signal constellation of the antenna with CMA only, on-off only, and a combination between CMA and on-off algorithms after converge at 14,000 iterations. The EVM obtained from the antenna with on-off algorithm is highest of 1.0325. It implies that output signals of the on-off algorithm contain both of desired and interference signals. Clearly, interference cannot be completely eliminated by using only on-off algorithm. Note that EVM obtained from measured outputs of a combination of CMA and on-off algorithms of 0.2379 is obviously lower than that from the only CMA algorithm of 0.3757. This shows the superior constellation and confirms that the combination of CMA and on-off algorithm can mitigate the effect of interference.

Table 1 EVM and total response of the systems.

Systems	EVM	Total response	Weight vectors
Only on-off algorithm	1.0325	$[0.551e^{j0.345}$ $0.821e^{j0.869}]$	$[1 + j0$ $-0.606 + j0.796]$
Only CMA algorithm	0.3757	$[0.355e^{j0.385}$ $0.749e^{j0.316}]$	$[0.079 - j0.009$ $0.735 + j0.059]$
CMA and on-off algorithm	0.2379	$[0.894e^{-j1.95}$ $0.414e^{-j2.02}]$	$[-0.076 - j0.023$ $0.67 - j0.309]$

Using Wiener's equation [27], the total response vector is

$$\mathbf{q} = \mathbf{w}^H\mathbf{H} \quad (10)$$

where ^{H} denotes vector conjugate transpose, $\mathbf{w}$ and $\mathbf{H}$ are complex weight and array response matrix, respectively.

In our context, $\mathbf{q} = [\ Ae^{j\theta}\ \ 0\ ]$, where A and θ are scaling factor and overall phase shift, corresponds to the situation that the antenna has captured the desired signal and $\mathbf{q} = [\ 0\ \ Ae^{j\theta}\ ]$ if the antenna has captured the interference signal.

The total responses of the systems in the experiments are also shown in Table 1. Note that the total responses of the adaptive antenna using on-off only algorithm were not close to $[\ Ae^{j\theta}\ \ 0\ ]$ because its weight vector, obtained from the progressive phase of the antenna for beam switching, did not equalize the signal like in other cases. By using only CMA algorithm, the scaling factor A corresponding to direction of the desired signal is higher than that corresponding to direction of interference. This implies that the CMA captures interference rather than the desired signal. On the other hand, when applying CMA with on-off algorithms to an adaptive antenna, the scaling factors corresponding to direction of desired and interference signal are 0.894 and 0.414, respectively. It is clear that the antenna can capture the desired signal and reduce interference.

5. Conclusion

A combination of on-off and CMA algorithms has been proposed and its performance was investigated via simulations and experimentation. In the proposed technique, the on-off algorithm was first employed to direct the main beam direction towards to the desired signal direction. The output of the algorithm was then fed to CMA processing. In this

paper, simulations show that the proposed adaptive antenna can capture the desired signal and reduce interference although the direction of the signals was changed. Comparing to the antenna without an adaptive algorithm, the proposed adaptive antenna achieves SINR improvement. This implies that the reader collision can be resolved. Finally, the proposed adaptive antenna was implemented and then experimented. The experimental results verify that the proposed adaptive antenna can reduce interference successfully. It is noticed that the proposed adaptive antenna can be referred as an effective low-cost solution for microwave RFID readers since all additional circuitries including on-off and CMA processing can be implemented on a single digital processing unit (FPGA).

Acknowledgments

The authors appreciate the editorial members for comments that significantly improve the manuscript. This work was supported by the Thailand Research Fund (TRF) through the Royal Golden Jubilee Ph.D. Program (Grant No. PHD/0344/2550 and the senior research scholar project (Grant No. RTA5180002).

References

[1] S. Suttapa, J. Varith, M. Krairiksh, C. Noochuay, and J. Phimpimol, "Microwave sensor response in relation to Durian maturity," Proc. CIGR Section VI International Symposium on Food Processing and Monitoring Technology in Bioprocesses and Food Quality Management, Potsdam, Germany, Sept. 2009.

[2] M. Krairiksh, J. Varith, A. Kanjanavapastit, C. Phongcharoenpanich, A. Thanachayanont, P. Sirisuk, and M. Chongcheawchamnan, "Microwave sensor for Durian inspection," Proc. 2009 IEEE International Conference on Antennas, Propagation and Systems (INAS 2009), pp.221-1–221-4, Johor, Dec. 2009.

[3] H. Zangl, A. Fuchs, T. Bretterklieber, M.J. Moser, and G. Holler, "Wireless communication and power supply strategy for sensor applications within closed metal walls," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.59, no.6, pp.1686–1692, June 2010.

[4] R. Bhattacharyya, C. Floerkemeier, and S. Sarma, "Low-cost, ubiquitous RFID-tag-antenna-based sensing," Proc. IEEE, vol.98, no.9, pp.1593–1600, Sept. 2010.

[5] P. Wongsiritorn, C. Phongcharoenpanich, D. Torrungrueng, and M. Krairiksh, "UHF-RFID tag antenna design using dipole with parasitic lines," Proc. 2009 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology International Conference (ECTI-CON2009), vol.2, pp.794–797, Pattaya, May 2009.

[6] P. Wongsiritorn, C. Phongcharoenpanich, D. Torrungrueng, and M. Krairiksh, "UHF RFID tag antenna design using meander-line with semi-circular structure," Proc. Thailand-Japan Microwave 2009 (TJMW2009), pp.119–122, Bangkok, 2009.

[7] D.W. Engels and S.E. Sarma, "The reader collision problem," Proc. 2002 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, vol.3, Oct. 2002.

[8] C.W. Lee, H. Cho, and S.W. Kim, "An adaptive RFID anti-collision algorithm based on dynamic framed ALOHA," IEICE Trans. Commun., vol.E91-B, no.2, pp.641–645, Feb. 2008.

[9] S. Kim, Y. Kim, and K. Ahn, "An interference algorithm with efficient slot allocation for RFID tag identification," IEICE Trans. Commun., vol.E93-B, no.1, pp.170–173, Jan. 2010.

[10] Y. Tanaka and I. Sasase, "Interference avoidance algorithms for passive RFID systems using contention-based transmit abortion," IEICE Trans. Commun., vol.E90-B, no.11, pp.3170–3180, Nov. 2007.

[11] K. Cha, S. Jagannathan, and D. Pommerenke, "Adaptive power control protocol with hardware implementation for wireless sensor and RFID reader networks," IEEE Syst. J., vol.1, no.2, pp.145–159, Dec. 2007.

[12] J. Yu, K.H. Liu, X. Huang, and G. Yan, "An anti-collision algorithm based on smart antenna in RFID system," Proc. 2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT2008), vol.3, pp.1149–1152, April 2008.

[13] M.S. Sayeed and Y.S. Kim, "A simple LMS algorithm based smart antenna to solve the reader collision problems in RFID system," Proc. 2009 International Conference on Information and Multimedia Technology, pp.426–430, 2009.

[14] P. Salonen and L. Sydanheimo, "A 2.45 GHz digital beam-forming antenna for RFID reader," Proc. IEEE 55th Vehicular Technology Conference (VTC2002), vol.4, pp.1766–1770, 2002.

[15] M. Krairiksh, P. Ngamjanporn, and C. Kessuwan, "A flat four-beam compact phased array antenna," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol.12, no.5, pp.184–186, May 2002.

[16] A. Boonpoonga, P. Sirisuk, M. Chongcheawchamnan, S. Patisang, and M. Krairiksh, "Hardware-assisted initialization for CMA adaptive antenna," IET Microwave, Antenna and Propagation, vol.2, no.4, pp.303–311, 2008.

[17] P. Ngamjanyaporn and M. Krairiksh, "Switched-beam single patch antenna," Electron. Lett., vol.38, no.1, pp.7–8, Jan. 2002.

[18] P. Ngamjanyaporn, C. Phongcharoenpanich, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "Signal-to-interference ratio improvement by using a phased array antenna of switched-beam elements," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.53, no.5, pp.1819–1828, May 2005.

[19] J. Tagapanij, C. Phongcharoenpanich, and M. Krairiksh, "A dual feed switched-beam patch antenna for a phased array of switched-beam elements," Proc. 2006 Asia-Pacific Microwave Conference, vol.3, pp.2102–2105, Yokohama, Dec. 2006.

[20] M. Krairiksh, "A handset adaptive antenna using phased-array of switched-beam elements," J. Jpn. Soc. of Applied Electromagnetics and Mechanics, vol.17, no.3, pp.407–412, Sept. 2009.

[21] T. Tantisopharak, A. Boonpoonga, P. Sirisuk, and M. Krairiksh, "Simple initialization scheme for CMA adaptive antenna by using digital beam synthesis," Proc. Int. Conf. Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2008), vol.1, pp.I-289–I-292, Krabi, May 2008.

[22] T. Tantisopharak, A. Boonpoonga, P. Sirisuk, and M. Krairiksh, "Combination between CMA and on-off algorithms for adaptive array antenna," Proc. 2009 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2009), Bangkok, Oct. 2009.

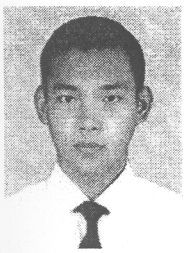
[23] T.A. Denidni, D. Mcneil, and G.Y. Delisle, "A nonlinear algorithm for output power maximization of an indoor adaptive phased array," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.37, no.2, pp.201–209, May 1995.

[24] J.R. Treichler and B.G. Agee, "A new approach to multipath correction of constant modulus signals," IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol.ASSP-31, no.2, pp.459–472, April 1983.

[25] K. Finkenzeller, RFID Handbook, 2nd ed., Wiley, New York, 2003.

[26] M.D. McKinley, K.A. Remley, M. Myslinski, J.S. Kenny, D. Schreurs, and B. Nauwelaers, "EVM calculation for broadband modulated signals," 64th ARFTG Conf. Dig., pp.45–52, Orlando, Dec. 2004.

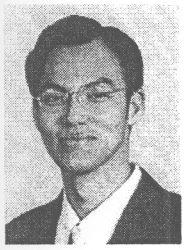
[27] D. Liu and L. Tong, "An analysis of constant modulus algorithm for array signal processing," Signal Process., vol.73, pp.81–104, 1999.



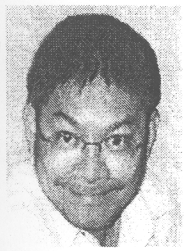
Tanawut Tantisopharak was born in Bangkok, Thailand. He received the B.Eng. and M.Eng. from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 2005 and 2009, respectively. He is currently working toward the D.Eng. at the same institute.



Akkarat Boonpoonga was born in Surin, Thailand, in 1980. He received the B.Eng. degree in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok (KMITNB), Bangkok, Thailand in 2002 and M.Eng. degree in Telecommunications Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand in 2004. He received the D.Eng. Degree in Electrical Engineering in the same institute in 2008. He is presently a lecturer at Department of Computer Engineering, Mahanakorn University of Technology. His research interest includes an adaptive antenna and FPGA design for wireless communication systems.



Chuwong Phongcharoenpanich was born in Nakhon Prathom, Thailand. He received the B.Eng. (Hons), M.Eng., and D.Eng. degrees from the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 1996, 1998, and 2001, respectively. He is currently an Assistant Professor at the Department of Telecommunication Engineering, KMITL. His research interests are antennas for mobile and wireless communications, conformal antennas and array theory. Dr. Phongcharoenpanich is a Member IEEE and ECTI Association of Thailand.



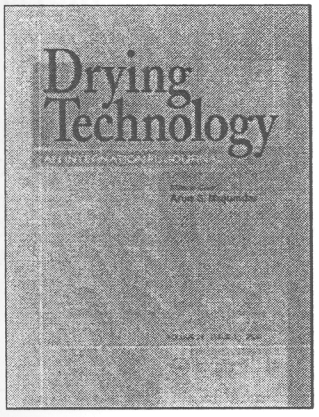
Phaophak Sirisuk received the B.Eng. degree (with honors) in Telecommunication Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 1992, and M.Sc. and Ph.D. from Imperial College of Science Technology and Medicine, UK, in 1994 and 2000 respectively. He is currently an Assistant Professor at Department of Computer Engineering, Mahanakorn University of Technology, Bangkok, Thailand. His research interest includes signal processing, adaptive filtering, artificial intelligent control and integrated circuit design.



Monai Krairiksh was born in Bangkok. He received B.Eng., M.Eng. and D.Eng. from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) in 1981, 1984 and 1994, respectively. He joined the KMITL and is presently a professor at the Department of Telecommunication Engineering. He has served as the director of the Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT) during 1997–2002. Dr. Krairiksh is currently a president of the Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology Association (ECTI). He is an editor of the ECTI Transactions on Electrical Eng., Electronics and Communications. He was awarded a Senior Research Scholar of the Thailand Research Fund (TRF) in 2005 and 2008. His main research interests are in antennas for mobile communications and microwave in agricultural applications.

1.5 C. Sangdao, S. Songsermpong and M. Krairiksh, "A Continuous Fluidized Bed Microwave Paddy Drying System Using Applicators with Perpendicular Slots on a Concentric Cylindrical Cavity," Drying Technology, 29: 35-46, 2011.

This article was downloaded by: *[Sangdao, Chokchai]*
On: *20 December 2010*
Access details: *Access Details: [subscription number 930556993]*
Publisher *Taylor & Francis*
Informa Ltd Registered in England and Wales Registered Number: 1072954 Registered office: Mortimer House, 37-41 Mortimer Street, London W1T 3JH, UK



Drying Technology
Publication details, including instructions for authors and subscription information:
http://www.informaworld.com/smpp/title~content=t713597247

A Continuous Fluidized Bed Microwave Paddy Drying System Using Applicators with Perpendicular Slots on a Concentric Cylindrical Cavity

Chokchai Sangdao[a]; Sirichai Songsermpong[b]; Monai Krairiksh[c]
[a] Department of Telecommunication Engineering, Mahanakorn University of Technology, Nong Chok, Bangkok, Thailand [b] Department of Food Science and Technology, Faculty of Agro-Industry, Kasetsart University, Chatuchak, Bangkok, Thailand [c] Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand

Online publication date: 03 December 2010

To cite this Article Sangdao, Chokchai , Songsermpong, Sirichai and Krairiksh, Monai(2011) 'A Continuous Fluidized Bed Microwave Paddy Drying System Using Applicators with Perpendicular Slots on a Concentric Cylindrical Cavity', Drying Technology, 29: 1, 35 — 46
To link to this Article: DOI: 10.1080/07373937.2010.482721
URL: http://dx.doi.org/10.1080/07373937.2010.482721

PLEASE SCROLL DOWN FOR ARTICLE

Full terms and conditions of use: http://www.informaworld.com/terms-and-conditions-of-access.pdf

This article may be used for research, teaching and private study purposes. Any substantial or systematic reproduction, re-distribution, re-selling, loan or sub-licensing, systematic supply or distribution in any form to anyone is expressly forbidden.

The publisher does not give any warranty express or implied or make any representation that the contents will be complete or accurate or up to date. The accuracy of any instructions, formulae and drug doses should be independently verified with primary sources. The publisher shall not be liable for any loss, actions, claims, proceedings, demand or costs or damages whatsoever or howsoever caused arising directly or indirectly in connection with or arising out of the use of this material.

Drying Technology, 29: 35–46, 2011
Copyright © 2011 Taylor & Francis Group, LLC
ISSN: 0737-3937 print/1532-2300 online
DOI: 10.1080/07373937.2010.482721

Taylor & Francis
Taylor & Francis Group

A Continuous Fluidized Bed Microwave Paddy Drying System Using Applicators with Perpendicular Slots on a Concentric Cylindrical Cavity

Chokchai Sangdao,[1] Sirichai Songsermpong,[2] and Monai Krairiksh[3]

[1]*Department of Telecommunication Engineering, Mahanakorn University of Technology, Nong Chok, Bangkok, Thailand*

[2]*Department of Food Science and Technology, Faculty of Agro-Industry, Kasetsart University, Chatuchak, Bangkok, Thailand*

[3]*Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand*

This article presents a continuous fluidized bed microwave drying system that provided a higher drying capacity than that provided by comparable conventional hot air drying systems. Its applicator consists of perpendicular slots over a concentric cylindrical cavity that is excited by perpendicular waveguides. The paddy to be dried was dropped vertically into the center of the applicator while hot air at 60°C, heated by magnetron ventilation, was injected from the opposite direction. Statistical data on the temperature distribution of the paddy, which scattered over the whole volume of the applicator, were collected and analyzed together with the probability of its orientation, position, and density. A suitable system was proposed, constructed, and tested. It provided good quality dried paddy, similar to that from a fluidized bed drying system. The system's maximum leakage power of 4.8 mW/cm^2 was well within the safety standard. With only 5.2 kJ of energy consumption, this system reduced the moisture content of a large quantity of paddy from 24 to 14% (wb) with a capacity of 3.1 kg/h. The energy cost for drying was US$47.7/ton.

Keywords Fluidized bed; Fluidized bed microwave heating; Microwave heating; Paddy drying

INTRODUCTION

Grain moisture content varies with the water quantity it holds and affects its dielectric properties. A multitude of insects have adapted to the relatively dry environment of stored rice. These insects are a considerable threat to maintaining good quality grain. Rice grain–infesting insects can live on grain with moisture content as low as 10% and up to the maximum of 14%. Although some insects can successfully live on grain with moisture content of 18% or greater, fungal growth becomes more critical at this point.[1] Therefore, rice is typically stored with a moisture content around 14%.

A number of conventional drying processes have been illustrated.[2] The drying time is rather long, and recently a technique of successive pressure drops has been proposed to shorten the drying time.[3] Fluidization is the process by which solid particles attain a fluid-like state by being suspended in a flowing gas or liquid.[4] This state is achieved when the drag force on the particles in the upward-flowing liquid equals or slightly exceeds the weight of the particles. Fluidized bed drying offers many advantages, such as good mixing and high heat transfer and mass transfer coefficients, and hence a faster drying rate with consequently shorter drying time.[5] Fluidized bed paddy drying was theoretically investigated by setting up and solving the heat transfer equation, mass transfer equation, and Page's equation (based on Fick's second law) of a known temperature distribution of the paddy and the amount of water to be removed from it. These equations are based on a certain set of differential equations whose solutions can be determined by assuming a spherical shape for a paddy kernel and a particular moisture diffusion coefficient.[6] A momentum balance equation has been used to differentiate the phases of fluidization phenomena[7] and an energy balance equation for a thin layer, based on the first law of thermodynamics, was used to determine the temperature.[8,9] It has also been shown that the amount of water removed by evaporation and the amount of water in the flow stream can be determined by using a heat and moisture transport model. The model also shows the temperature distribution of the paddy and moisture migration by convective air flow in a storage silo.[10] Empirical equations for thin-layer drying, dry matter loss, and water activity have been applied to predict the physical properties of the paddy after drying.[11] A basic drying kinetic equation was used to predict the isothermal term of the moisture content in the drying

Correspondence: Chokchai Sangdao, Department of Telecommunication Engineering, Mahanakorn University of Technology, 51 Moo 1, Cheum-Sampan Rd., Nong Chok, Bangkok 10530, Thailand; E-mail: chokchai@mut.ac.th

curve.[12] The solution of a differential equation with a boundary condition that determines the head rice yield and rice whiteness was investigated.[13] The finite element method is a good numerical method for solving the differential equation of the paddy drying process.[14] Fluidized bed paddy drying by superheated steam with 100–150°C hot air temperature was found to reduce moisture content, with low energy consumption and good quality control[15–17] when the steps of the drying process were carried out properly.[18–20]

Microwave heating has been widely used in food, chemical, and agricultural industries, due to its unique feature of volumetric heating.[21–27] In the agricultural industry, it has been applied for drying grain in a continuous drying process.[28] Recent research on microwave freeze drying,[29] microwave convective drying,[30,31] and vacuum microwave drying[32,33] have been conducted to improve the quality of products. The use of microwave combined with hot air drying, that is, a fluidized bed microwave heating technique, has shown significant improvement in the operation cost and quality of the products.[34] Excellent mixing between solid and gas and high homogeneous temperature make a fluidized bed well suited to many kinds of applications. The combination of fluidization technique with microwave heating has provided significant benefits. Improvements such as lower energy cost, appreciable reduction in processing time, and enhanced product quality have been accomplished.[35,36] When a fluidized bed microwave drying technique is applied to vegetable products, it can greatly reduce the drying time, improve the drying rate, reduce power consumption, and maintain good nutritional quality of minerals and vitamins.[37,38] For turnip seed drying, the use of microwave heating together with fixed or pulsed fluidized bed drying can markedly reduce the drying time.[39] Furthermore, drying diced apple with spouted bed microwave heating greatly improves temperature uniformity and drying time.[40,41]

A number of microwave applicators have been developed to fulfill the requirements of uniform heat distribution in the material being heated.[42,43] We have recently proposed an applicator for a continuous microwave heating system and demonstrated its performance in rice drying.[44] When rice is spread out over the whole volume of the applicator, moisture cannot be conveniently removed. Moreover, rice must be tempered for 60–90 min first in order to reduce its moisture content down to a desirable level, resulting in a long drying time. This article presents the analysis and design of a fluidized bed microwave drying system and its performance in paddy drying. Comparison of the paddy quality achieved by this system to that by conventional fluidized bed heating is also demonstrated. The array of applicators provides uniform temperature distribution even when the paddy to be dried is scattered over the whole volume of the applicator with arbitrary orientation, position, and density. This is due to an efficient design of the mixed air inlet of the drying system. The heat source of the system consists of microwave energy and a mixture of hot air from the ambient and from the magnetron air ventilation.

MATERIALS AND METHODS

Our continuous fluidized bed microwave paddy drying system consists of an array of applicators with perpendicular slots on a concentric cylindrical cavity. The cavity is excited by perpendicular waveguides to provide uniform electric field distribution. In addition, high power is obtained from multiple low-power sources. Microwave energy from magnetron tubes excites the cavity through the perpendicular rectangular waveguides on the outer surface of the applicator. For electromagnetic leakage protection, the applicator system is equipped with cylindrical corrugated waveguides at both ends. Paddy to be dried is dropped vertically into the center of the applicator and mixed air from magnetron ventilation and ambient air from a blower are injected in the opposite direction, creating a fluidization action. A diagram of the proposed system is shown in Fig. 1a. The dimensions of the cylindrical corrugated waveguides and the applicators are depicted in Figs. 1b and 1c, respectively.

Electric Field Calculation

The concentric cylindrical cavity that resonated in TM^z_{010} and TM^z_{111} modes had inner radius a, outer radius b, and length L. The rectangular waveguides that were employed to excite this cavity had the A, height B, and length C. All perpendicular slots had lengths (l_i, $i = 1, 2, 3, 4$) equal to l. Details of the electric field calculation are described in a previous work.[44]

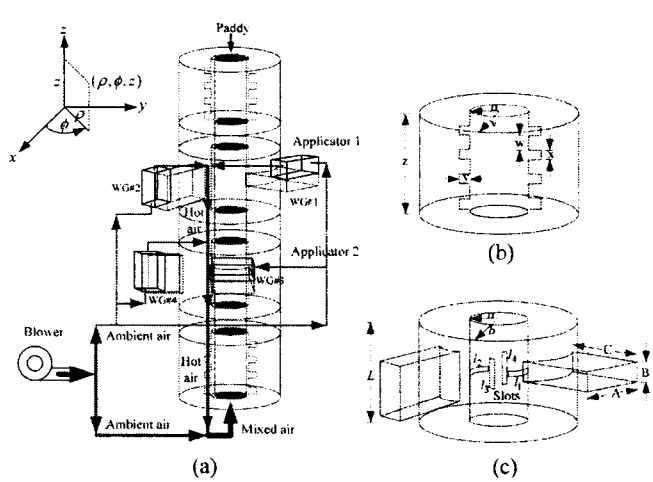


FIG. 1. Continuous fluidized bed microwave paddy drying system: (a) system, (b) corrugated waveguide, and (c) applicator.

Because paddy can be oriented randomly in arbitrary directions, the square of total electric field intensity ($|\bar{E}|^2$) in the paddy is the sum of the square of the weighted electric field of the radial ($|E_\rho|_w^2$), circumferential ($|E_\phi|_w^2$), and vertical ($|E_z|_w^2$) directions.

$$|\bar{E}|^2 = |E_\rho|_w^2 + |E_\phi|_w^2 + |E_z|_w^2 \tag{1}$$

The boundary conditions of the continuous tangential component of the electric field in the waveguide and slot apertures were used to solve the electric field distributions in the cavity and in the paddy being dried. The continuity of the tangential electric field (E_ϕ and E_z) in the rectangular waveguides WG1, WG2, WG3, and WG4 were stipulated and they were assumed zero elsewhere. The boundary conditions of the continuous E_ϕ and E_z in the cylindrical cavity and slots (l_1, l_2, l_3, and l_4) along the ϕ and z directions were applied. They were assumed zero elsewhere as a condition for tangential components on a conductor surface.

Heat Transfer Calculation

The condition of the electric fields in (1) was utilized in the calculation of the temperature distribution in the following heat transfer equation[45]:

$$\begin{aligned}\frac{\partial T(\rho,\phi,z;t)}{\partial t} = \frac{k_t}{\rho_m c_m}\Bigg\{&\frac{1}{\rho}\frac{\partial\left(\rho\frac{\partial T(\rho,\phi,z;t)}{\partial\rho}\right)}{\partial\rho} \\ &+ \frac{1}{\rho^2}\frac{\partial^2 T(\rho,\phi,z;t)}{\partial\phi^2} + \frac{\partial^2 T(\rho,\phi,z;t)}{\partial z^2}\Bigg\} \\ &- \frac{v_s}{\rho_m c_m}(T(\rho,\phi,z;t) - T_{mix}) \\ &+ \frac{\varepsilon_v}{c_m}L_v\frac{\partial M_l}{\partial t} + \frac{\omega\varepsilon_o\varepsilon'_{eff}|\bar{E}|^2}{2\rho_m c_m}\end{aligned} \tag{2}$$

On the right side of (2), the first term is the conduction heat transfer in the paddy at any position in the applicator volume, which depends on the drying time. The second term is the convection heat transfer of ambient air and hot air from magnetron ventilation in a fluidization action. The latent heat of vaporization of the paddy, which is the energy released when water turns into vapor, is shown in the third term. The fourth term is the magnitude of the microwave energy coupling in the paddy being dried. Multiplying both sides of (2) by $\rho_m c_m$ shows that the right side of the equation is the sensible heat.

We assumed, without loss of generality, that the evaporation of moisture content and mass transfer of the liquid phase is constant. The pressure gradient could be ignored. For simplicity, the dielectric property of the paddy was assumed to be constant during the constant rate drying period. Hence, the internal transport equation was simplified to

$$h_T(T_g - G_r) = -L_v\rho_m\alpha_m\frac{\partial M_l}{\partial\rho};\ \text{constant}. \tag{3}$$

The initial condition of the thermal property of the paddy can be expressed as

$$\frac{\partial T(\rho,\phi,z;t)}{\partial t} = T_{mix} \quad \text{at } t = 0. \tag{4}$$

In order to deal with continuous flow, a bulk of the paddy at a specified density was kept stationary in an applicator volume for a certain time. The ratio of the length of the applicator to time is the flow rate of the paddy.

Energy Balance Calculation

Energy conservation means that the total energy of an isolated system remains constant, or the sum of changes of the internal energy within a controlled volume of a thin bed and the enthalpy of the flowing steam are equal to zero. For a thin-layer fluidized bed, the energy balance equation is derived from the first law of thermodynamics by assuming that heat loss is negligible.[46] In this case, the energy balance equation may be modified to be the sum of three terms: the ambient temperature in the fluidized mass, the hot air temperature from magnetron ventilation, and the microwave-to-thermal energy conversion by a coupling mechanism. This can be written as

$$\begin{aligned}&c_a T_{mix_i} + \mathrm{RHo}_{mix_i}L_v + \mathrm{RHo}_{mix_i}c_a T_{mix_i} \\ &\quad + Rc_m G_r + T_{wave} + \frac{Q_{loss}}{m_{mix}} \\ &= c_a T_{out_i} + \mathrm{RHo}_{out_i}c_v T_{out_i} + Rc_m T_{out_i} \\ &\quad + \mathrm{RHo}_{out_i}L_v\end{aligned} \tag{5}$$

where

$$T_{mix_i=1} = 3(T_{hot} - T_{amb})/4) + T_{amb},$$

$$T_{mix_i=2} = 3(T_{out_i=1} - T_{mix_i=1})/4) + T_{mix_i=1},$$

$$\mathrm{RHo}_{mix_i=1} = 3(\mathrm{RHo}_{hot} - \mathrm{RHo}_{amb})/4) + \mathrm{RHo}_{amb},$$

$$\mathrm{RHo}_{mix_i=2} = 3(\mathrm{RHo}_{out_i=1} - \mathrm{RHo}_{mix_i=1})/4) + \mathrm{RHo}_{mix_i=1},$$

$$T_{wave} = \frac{\omega\varepsilon_0\varepsilon'_{eff}|\bar{E}|^2}{2\rho_m c_m}.$$

The left and the right sides of (5) are the energy before and after drying, or the energy balance between the inlet and the outlet of the system.

Moisture Content Prediction

The grain moisture content of the paddy dried by this fluidized bed microwave drying system was predicted with Page's model based on Fick's second law.[47] The moisture ratio was proportional to the initial moisture content, equilibrium moisture content, and moisture content at any given time. It was equal to an exponential function with a drying constant depending on the grain temperature and the relative humidity of mixed air at the outlet. The moisture content was predicted by using a value for the coefficient of determination (R^2) at 0.9804.[48] It can be written as follows:

$$\mathrm{MR} = \frac{\mathrm{M(t)} - \mathrm{M_{eq}}}{\mathrm{M_{in}} - \mathrm{M_{eq}}} = e^{(-Pt^q)} \tag{6}$$

where

$$P = e^{(a+b\mathrm{RHo}_{out}+c\ln(1.8G_r+32)+d\mathrm{M_{in}})},$$

$$q = a_1 + b_2\mathrm{RHo}_{out} + c_1G_r + d\mathrm{M_{in}}$$

for paddy temperature below 100°C and

$$P = a + b\mathrm{RHo}_{out} + cG_r + d\mathrm{M_{in}},$$

$$q = a_1 + b_2\mathrm{RHo}_{out} + c_1G_r + d\mathrm{M_{in}}$$

for paddy temperature in the range of 100–158°C.

Hence, the diffusion coefficient (D) for moisture content removal, from the inside to the outside of the paddy at the paddy temperature range of 38–158°C, can be expressed as

$$D = 4.15744444 \times 10^{-6}e^{(-3.748.6/(G_r+273.15))} \tag{7}$$

ANALYSIS

The fluidized bed microwave paddy drying system was analyzed using a certain set of physical, electrical, and thermal properties of the paddy and the system as shown in Table 1. The physical properties of the paddy (modeled as an ellipsoid) consisted of length, thickness 1, thickness 2, volume, mass, and density. They were used in a single kernel paddy model. The bulk density was used for multiple kernels in the applicator volume. The electrical properties consisted of angular frequency (ω), dielectric constant of free space (ε_0), dielectric constant (ε'_{eff}) of paddy, and conductivity (σ). They were provided for electric field distribution calculation from the microwave energy sources. The thermal properties consisted of heat conductivity (k_t), specific heat of dry air (c_a), specific heat of moist paddy (c_m), specific heat of vapor (c_v), latent heat (L_v), single kernel density (ρ_m), dry grain mass, and dry air mass ratio (R). Therefore, the thermal distribution and energy conservation could be calculated from the ambient air, hot air, relative humidity, specific heat, latent heat, and flow rate.

TABLE 1
Physical, electrical, and thermal properties of paddy

Properties	Symbol	Value	Unit
Physical	Length	10.56	mm
	Thickness 1	2.47	mm
	Thickness 2	1.94	mm
	Volume	0.0265	cm^3
	Mass	0.0254	g
	Density	1.347	g/cm^3
	Bulk density	0.383	g/cm^3
Electrical	f	2.45	GHz
	ω	$2\pi f$	Radian
	ε_0	8.854×10^{-12}	F/m
	ε'_{eff}	4	—
	σ	10^{-3}	S/m
Thermal	k_t	0.097	W/m K
	c_m	1.6–1.9	kJ/kg°C
	ρ_m	1.347	g/cm^3
	c_a	1.0	kJ/kg°C
	c_v	1.9343	kJ/kg°C
	L_v	2,200–2,400	kJ/kg°C
	R	1.33	—

CST Microwave Studio software (based on the finite integration technique, FIT)[49] was utilized to simulate the phenomena at 1 J energy applied to each magnetron. Hence, a total of 2 J was applied to each applicator. Paddy flow rate through the applicator, air flow rate (flowing in the opposite direction to the applicator's movement), and microwave energy were varied. Simulations were conducted on a 2.0-GHz personal computer with 2 GB of RAM.

The finite difference method was used to solve the temperature distribution in the paddy at 2 J, 1.6 kJ, and 3.2 kJ of microwave energy. Hot air at 45, 60, 75, and 90°C for drying times of 2, 4, 6, and 10 min, respectively, was used in the calculations with an ambient air temperature of 30°C.

Electric Field Distribution

The applicator in this study was designed to operate at 2.45 GHz. The dimensions of the cavity, resonating in TM^z_{010} and TM^z_{111} modes simultaneously, were $a = 6.1$ cm, $b = 7.7$ cm, and $L = 11.5$ cm. With these dimensions, the maximum electric field intensity in the cavity existed in the following places: near the inner cavity surface at the

four positions adjacent to the waveguide positions and at the positions opposite to those of the waveguides. Hence, slots were cut at these positions. A slot length of 6.1 cm provided the highest electric field intensity in the applicator volume.

Paddy was modeled as an ellipsoid 1.056 cm long and 0.247 and 0.194 cm wide on the two sides. Its density, mass, and volume were 1.347 g/cm^3, 0.0254 g, and 0.0265 cm^3, respectively.[50] The 1,344 cm^3 applicator's volume contained 36,960 kernels or 77 layers, each of which contained 480 kernels. The density of the paddy in the applicator could be varied by changing the number of layers. The values of ε'_{eff}, σ, and ρ_m were fixed at 4, 10^{-3} s/m, and 1.347 g/cm^3, respectively.

Paddy was oriented in three directions: radial, circumferential, and vertical along the applicator geometry. As paddy density was varied from 10 to 100% of the applicator volume, we found that the mean value of the electric field intensity also varied with the change in density, in addition to the change in orientation. The maximum intensities at 258, 118, and 82 V/m corresponded to the paddy density of 40% oriented in the radial direction, 80% in the vertical direction, and 60% in the circumferential direction, respectively. The electric field distribution was maximum at the slot positions and reduced to a minimum at the center of the applicator. Higher electric field intensity could be obtained by feeding in a smaller amount of paddy. Most of the paddy was exposed to only a moderate level of electric field. This moderate exposure occurred at all paddy densities and orientations.

An experiment was set up in a fluidized bed column made of glass to investigate the probability of paddy orientation. Paddy was placed in a tower of length 100 cm and diameter 9.3 cm, where air at ambient temperature was injected at a 3.8 m/s flow rate. The paddy was suspended at a height of 10 cm and video clips were shot for 90 s. Then, a selection of 150 pictures of the paddy's orientation was examined. It was found that 31, 26, and 43% of the paddy was in the radial, circumferential, and vertical directions, respectively.

Using this probability of paddy orientation to weight the radial, circumferential, and vertical electric field components acquired from the simulation by CST, the desired total electric field intensity in (1) was obtained. Electric field distribution had a maximum value at the slot positions and reduced to a minimum at the center of the applicator. Paddy was exposed to a high-intensity electric field, which resulted in a high temperature rise when it was scattered randomly in the applicator. Drying was better accomplished this way than by using a smaller number of slots. Paddy at different positions was exposed to different electric field intensities, and the probability density function (PDF) of the electric field intensity could be estimated. Furthermore, to obtain insight on how great the probability was that the electric field intensity was lower than the specified level, the cumulative distribution functions (CDF) at paddy densities of 20, 40, 60, and 80% were calculated. The corresponding means and standard deviations of the electric field intensity in the paddy were 88 and 36.5 V/m, 133.5 and 83.4 V/m, 88.5 and 9.7 V/m, and 105.6 and 17.3 V/m, respectively.

It is obvious that at a paddy density of 40% the probability of the electric field intensity being less than the specified value was the lowest because it had the highest mean value. Furthermore, the highest standard deviation also meant that most of the paddy was exposed to high electric field intensity. It can be summarized that a paddy density of 40% is most suitable for practical application.

Temperature Distribution

The above results indicated that the right paddy density is 40% of the applicator volume. Other parameters include the time that the paddy was exposed to the electric field and the air flow rate. In this section, the temperature distribution was calculated at 40% paddy density. The ambient air temperature was set to 30°C and the temperature of the air from magnetron ventilation to 60°C. Because the air flow rate could be adjusted in practice from 0.1 to 6 m/s, calculations were conducted at 3 and 6 m/s. Microwave energy was fixed at 3.2 kJ because the 2M226 magnetrons generated 800 W of power output in actual use. By increasing the heating time to 10 min, the temperature of each lot of paddy could be elevated 19–20°C by a single applicator. The two applicators, working simultaneously, were able to provide a temperature rise of 30°C and reduce the heating time to 6 min. The CDF curves for the air temperatures of 30, 45, 60, 75, and 90°C are shown in Fig. 2, which also depicts the probability of the paddy temperature being less than the specified value on the horizontal axis.

A temperature rise of 80°C is sufficient.[44] Curve A in Fig. 2 illustrates the CDF of the temperature of the paddy when 2 J of microwave energy from one applicator was applied for 10 min. The air temperature was 30°C and the air flow rates were 3 and 6 m/s. Curve B shows the probability that the temperature of the paddy when microwave energy of 1.6 kJ and 6 min of drying time are applied where temperature is not sufficiently increased. The decrease in the drying time from 6 to 2 min as hot air temperature was increased from 45 to 60°C can be seen in curves C and D. A sufficient temperature rise to 80–100°C took place when the hot air temperature was 75°C, as shown in curve E, and 90°C, as shown in curve F. The drying times were 6 and 10 min, respectively. The temperature rise in the paddy in curves G and H was higher than that in curve F because 3.2 kJ of microwave energy from two applicators was applied within 6 min after the drying process started. The temperature rise of 100°C in curve F can be accomplished with less heating time as in curve J

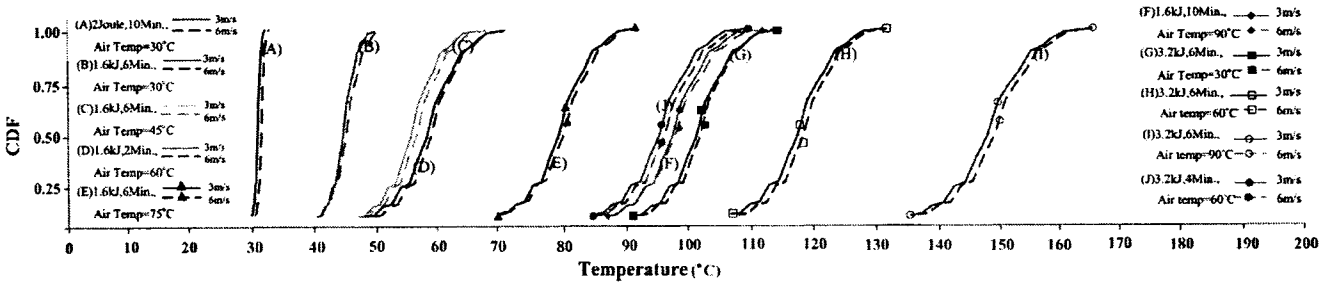


FIG. 2. CDF of temperature.

by increasing microwave energy to 3.2 kJ and using hot air temperature of 60°C. Further improvement could be accomplished if air at 90°C is injected (see curve I) at the expense of higher energy cost. It is noteworthy that by injecting air at ambient temperature, the system was able to elevate the temperature to the desired level in 4 min. When hot air from the magnetron ventilation system (about 60°C) was added, the paddy temperature could be sufficiently raised to the desired level without any further cost because this hot air was normally vented out. The heating time was significantly reduced to 4 min (see curve J). Hence, the optimum energy supplied ratio should comply with the condition shown in curve J; that is, 3.2 kJ of microwave energy using 4 min heating time with free hot air at 60°C from magnetron ventilation.

Energy Balance

Table 2 shows the energy conservation of the fluidized bed microwave paddy drying system with one and two applicators using ambient air of 30°C, hot air of 30 to 90°C, and a mixture of air at various temperatures. The temperature rise in the paddy from microwave energy was in the range of 14.2–56.9°C. The relative humidity of the ambient air was 85% and that of the hot air was between 85 and 5.7%. The relative humidity of the inlet air was proportional to the temperature of the mixed air. The latent heat of the paddy from the temperature raised by mixed air and by microwave energy of 1.6 and 3.2 kJ, with drying times of 4, 6 and 10 min, was between 2,434 and 2,362 kJ/kg°C. The air flow rate was 6 m/s. The temperature and relative humidity of the outlet air and the paddy temperature were as listed in Table 2. The temperature and relative humidity of the mixed air varied along the hot air inlet. The outlet temperature was the sum of the temperature of the mixed air at the inlet and the temperature rise in the paddy from the applied microwave energy. The final paddy temperature varied from 45.2 to 150.1°C with different mixed air inlet temperature and microwave energy fed into the applicator. The resulting energy balance was expressed in terms of the relationship of the inlet and outlet energies in the drying system by assuming that the thermal and ohmic energy losses were very small. It should be pointed out that the outlet air temperature was very close to the paddy grain temperature. This system exhibited low energy loss, which is essential for energy conservation.

Moisture Content Profile

Figure 3 illustrates the drying curve of the paddy temperature and moisture content from the energy balance and Page's model. The optimized proportion of mixed air from the inlet to microwave energy was mixed air at 56.0°C flowing at 6 m/s to 3.2 kJ of microwave energy.

TABLE 2
Energy conservation

Applicator amount	T_{amb} (°C)	T_{hot} (°C)	T_{mix_i} (°C)	T_{wave} (°C)	RHo_{amb} (%)	RHo_{hot} (%)	RHo_{mix_i} (%)	L_v (kj/kg°C)	m_{mix} (m/s)	$(\lvert\bar{E}\rvert^2)$ (KJ)	t (min)	T_{out_i} (°C)	RHo_{out_i} (%)	G_r (°C)
One applicator	30.0	30.0	30.0	14.2	85.0	85.0	85.0	2,434	6.0	1.6	6.0	44.2	47.1	45.2
($i=1$)	30.0	45.0	41.3	14.2	85.0	42.4	53.0	2,398	6.0	1.6	6.0	55.5	24.9	56.0
	30.0	60.0	52.5	4.7	85.0	21.2	37.1	2,362	6.0	1.6	6.0	57.2	23.6	57.4
	30.0	75.0	63.8	14.2	85.0	10.6	29.2	2,326	6.0	1.6	6.0	78.0	9.4	78.3
	30.0	90.0	75.0	23.7	85.0	5.7	25.5	2,290	6.0	1.6	10.0	98.7	4.5	99.2
Two applicators	30.0	30.0	40.6	56.9	85.0	85.0	56.5	2,398	6.0	3.2	6.0	97.6	4.7	100.2
($i=2$)	30.0	60.0	56.0	56.9	85.0	21.2	26.0	2,362	6.0	3.2	6.0	112.9	2.6	114.2
	30.0	90.0	92.8	56.9	85.0	5.7	9.7	2,266	6.0	3.2	6.0	149.7	0.9	150.1
	30.0	60.0	56.0	38.0	85.0	21.2	26.0	2,362	6.0	3.2	4.0	94.0	5.1	94.7

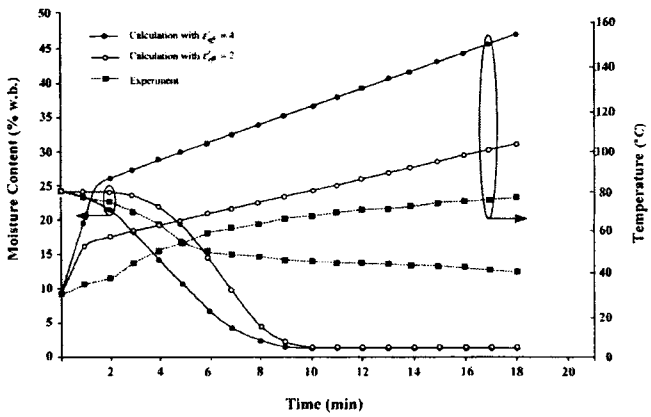


FIG. 3. Moisture content and temperature versus drying time.

The initial paddy temperature was 30°C and the dielectric constant of the paddy was equal to 4. The drying time was 18 min. The paddy temperature increased from an initial temperature of 30–62.3°C within 1 min and then increased linearly with time to 153.6°C at 18-min drying time. We observed the paddy temperature when its dielectric constant was reduced to 2 and found that the paddy temperature range changed to 55.3–104.2°C. The difference between the temperatures of the paddy with different dielectric constants was markedly increased when drying time was increased.

The shape of the drying curve of the paddy with a dielectric constant of 4 was more linear comparing to the drying curve of that with a dielectric constant of 2. The moisture content reduced from 24 to 14% (wb) at the equilibrium point in 4 min, with 1 min of heating and a 2-min constant rate period. The critical point was found at the following times: 3 min; 3 min of the first falling rate period (between 3 and 6 min); and 4 min of the second falling rate period (between 6 and 10 min). The drying curve of the paddy with the dielectric constant of 2 shows a 2-min heating period and 3-min constant rate period. The critical point was found at the following times: 5 min; 5–7 min of the first falling period; and 7–10 min of the second falling period, respectively. These results show that the moisture content was reduced rapidly from 24 to 14% (wb) when the dielectric constant was equal to 4, with 4 min of drying time and 94.3°C paddy temperature. For the case of paddy with a dielectric constant of 2, excited by the same energy level, the drying time was 6.2 min and the paddy temperature was 72.6°C. It should be noted that the moisture content was constant after 10 min of drying for both cases.

Page's model was used for moisture content prediction. The model used the drying constant with maximum paddy temperature and the relative humidity of the mixed air temperature at the outlet as input. It was based on Fick's second law applied to the diffusion coefficient of determination. In this case, the values of the diffusion coefficient varied from 3.08×10^{-11} (m^2/s) to 5.87×10^{-10} (m^2/s) when the maximum paddy temperature was between 45.2 and 150.1°C.

We studied the paddy temperature in the energy balance equation within 14 min of drying time. It was found that, for each case, the paddy temperature most suitable for heat transfer in the energy balance equation was 45.2, 56.0, 57.4, 78.3, 99.2, 100.2, 114.2, 150.2, and 97.7°C. Calculations of moisture content using the Page model with the drying constants of initial moisture content, equilibrium moisture content, maximum paddy temperature, drying time, relative humidity, and mixed air temperature at the outlet were done to determine the theoretical performance of the drying system. The moisture content was reduced more slowly when the ratio of mixed air temperature and microwave energy was not properly matched. An optimized paddy drying process needs short heating and constant drying periods.

When the drying process was set up with the following parameters, the moisture content was efficiently reduced to an equilibrium point: 56.0°C of mixed air temperature, 6 m/s of mixed air flow rate, 3.2 kJ of microwave energy, 94.7°C of maximum temperature in the paddy, and 4.9 min of drying time.

DESIGN AND SYSTEM PERFORMANCE

System Design

The most suitable conditions of 3.2 kJ microwave energy, 60°C hot air temperature from magnetron ventilation, and paddy density of 40% in the applicator volume were used for the design of the system. The system was designed and constructed to comply with the ASAE S248.3 safety standard.[51] The dimensions are listed in Table 3. Paddy was fed into the system through a hopper at the top and collected at the bottom. Four magnetrons were used to generate microwave energy, each producing 0.8 kJ. The number of corrugations in the corrugated waveguide was four.

System Efficiency

Energy consumption was measured using a Fluke 322 clamp meter (Everett, WA) to measure the current passing through each magnetron. The currents were 5.56, 5.61, 5.65, and 5.58 A, respectively. Using 220 V and a power

TABLE 3
Dimensions of the applicator

	a	*b*	*L*	*A*	*B*	*C*	*l*	*w*	*x*	*y*	*z*
Dimension (cm)	6.1	7.7	11.5	9.0	4.5	16.7	6.1	2.3	2.0	2.0	43

factor of 0.98 for the calculations, the figures for energy consumption were 1.20, 1.21, 1.219, and 1.205 kJ, respectively. Hence, the total power consumption of the magnetrons was 4.83 kJ. The fan motor used for cooling the magnetrons also consumed 0.37 kJ; therefore, the total energy that the system consumed was 5.2 kJ. Using a calorimetry technique,[52] power generated from each magnetron and supplied to each waveguide was measured. The energy consumption of the motor used for air injection was 0.36 kJ. Hence, the system efficiency was 61.5%.

Leakage Power Density

Because exposure to a sufficiently high level of microwave energy will cause heating, and excessive heating of human tissues can cause serious health problems such as deep tissue burns and hyperthermia, it is necessary to limit exposure to a level below which heating occurs. A standard value for the maximum electromagnetic leakage in a controlled environment at the frequency of 2.45 GHz, according to the maximum permissible exposure (MPE) standard, is 8 mW/cm^2.[53]

An open waveguide was used as a probe to capture the leakage power, which was then measured by an HP-8592 L spectrum analyzer (Agilent Technology, Santa Clara, CA). The leakage power density (W_i) was measured by rotating the open waveguide in three orthogonal polarization directions in order to measure the power (P_r). It was found that the vertical polarization was the major component. After the measurements were taken, the measured electric field intensity was transformed into power density through the equation[54]

$$W_i = \frac{P_r}{A_e} \tag{8}$$

The leakage power density at various distances from each side of the system is obviously less than the standard level of 8 mW/cm^2.

Capacity of the System

Fresh paddy (1.532 kg) with an initial moisture content of 24% (wb) was used in the experiment. A 10-g subsample from each portion of the paddy was withdrawn after the measurement was done. Nine subsamples were kept in sealed bottles for 72 h before moisture content analyses were performed. This procedure was adopted in order to verify the effect of time on the paddy moisture content at room temperature and to ensure that the paddy was not dried simply by being exposed to the ambient air while the experiment was being carried out.

Paddy temperature and mixed air temperature were measured using a Fluke 52 digital thermometer with a K-type thermocouple. The accuracy was 0.1% ± 0.7°C. The thermometer was inserted into the drying system every 1 min. A Testo 410-2 anemometer (Lenzkirch, Germany) was used for measuring the mixed air flow rate in the system.

Figure 3 shows moisture content reduction versus time when the air flow rate was 6 m/s. The maximum grain temperature increased from 30 to 78°C within 18 min of drying time, and the paddy moisture content was reduced from 24 to 14% (wb). It can also be seen that the drying system was able to reduce the moisture content from 24 to 15.4% (wb) with a temperature increase from 30 to 61°C within 6 min.

Comparison of the calculated and experimental results shows that there were differences in the predicted and actual temperature and moisture contents. The discrepancy may be attributed to several assumptions made in the calculations. The orientation of the paddy grains was assumed to be either along the radius, the circumference, or the length of the applicator. The dielectric constant of the paddy was assumed fixed, whereas it would normally vary with the moisture content and temperature. Mass transfer of the paddy was neglected even though the mass of the paddy actually decreased when its moisture content was reduced. A fixed value of latent heat of the paddy was used for the initial condition, but this value changed when temperature rose. We assumed that vapor evaporation of the paddy was constant because the vapor pressure was not known and the steam table for relative humidity calculation could not be applied for all temperatures. The determined coefficient of Page's model was also assumed. For the measurements of temperature and moisture content, there would be some measurement errors of position, time, and sampling point.

In order to compare the capacity of the proposed system to those of conventional drying systems, various experimental schemes were set up to reduce paddy moisture content from 24 to 14% (wb). For the scheme of fluidized bed drying by ambient air at 30°C only, paddy (with density of 40% of the applicator volume) was dried in the system with its microwave generator turned off. Ambient air at 30°C was injected into the system with a 6 m/s flow rate. For this particular setup, the energy consumption, capacity, and energy cost were 0.36 kJ, 0.38 kg/h, and US$1,114/ton, respectively. On the other hand, when hot air of 60°C was injected into the system instead, energy consumption increased to 1.32 kJ and capacity was increased to 1.30 kg/h. It should be noted that the energy cost was less than the previous case due to the drying time being reduced from 5 to 1 h. For testing the microwave-only drying scheme, a bulk of paddy was continuously fed into the system. It was heated for 30 min, tempered for 60 min, and then heated further for another 30 min. Although the energy consumption markedly increased to 4.80 kJ, the capacity was increased only to 2.15 kg/h. Therefore, the energy cost was higher, at US$92.9/ton. The capacity was further increased to 2.63 kg/h with slightly higher

TABLE 4
Comparison of capacity of various systems

	Energy consumption (kJ)	Capacity (kg/h)	Energy cost (US$/ton)
Fluidized bed Air temp. = 30°C	0.36	0.38	1,114.00
Fluidized bed Air temp. = 60°C	1.32	1.30	68.50
Microwave	4.80	2.15	92.90
Fluidized bed microwave Air temp. = 30°C	5.20	2.63	67.90
Fluidized bed microwave Air temp. = 60°C	5.20	3.10	47.70

energy consumption when air at ambient temperature was injected into the fluidized bed microwave system. The energy cost was reduced to US$67.9/ton. The last scheme was the fluidized bed microwave drying when hot air from magnetron ventilation of 60°C was injected into the system. It was obvious that the energy consumption of 5.20 kJ and energy cost of US$47.7/ton provided the highest capacity of 3.1 kg/h. It may be pointed out that our constructed fluidized bed microwave drying system using hot air from magnetron ventilation outperformed all other drying systems. A comparison of the capacity of various drying systems is shown in Table 4.

QUALITY OF PADDY

Food quality includes three principal areas: nutritional value, acceptability, and safety. Acceptability includes a large array of attributes, including visual appeal, aroma, flavor, texture, mouth feel, convenience, and cultural appropriateness.[55] Sticky rice was dried using a fluidized bed microwave drying system and a normal ambient air dryer as a control. After drying the paddy to 14% (wb) moisture content, the paddy was sent to the Department of Food Science and Technology, Kasetsart University, for quality evaluation. The paddy was milled using the laboratory rice milling machine. The head rice yield and the quality of milled rice were determined. The color of milled rice was measured by the CIELAB colorimeter.[56] Water absorption ratio and volume expansion ratio were determined. Four replications were done and T-test statistical analysis was conducted to determine the difference between the sample and the control. Head rice yield of the sample was increased, around 7%, whereas the color of white rice, water absorption ratio, and volume expansion ratio were almost identical to the control. Sensory evaluation of cooked rice including color, odor, and taste showed that they are similar, whereas the texture of the sample was markedly improved. The overall acceptability of rice from the sample from the fluidized bed microwave heating was better than the control rice used as a reference. The reference was from a lot of 5 kg of paddy with the same initial moisture content as the sample. It was dried by being exposed to ambient air flow for 4 h until the final moisture content was 14% and kept in a sealed glass bottle for 72 h.

There was no significant difference at the 95% confidence level between the two treatments in head rice yield, color of milled rice, water absorption ratio, volume expansion ratio, or sensory preference.[57]

Rice cracking was tested using a scanning electron microscope. Figure 4 shows the physical property of the rice dried by ambient air drying (left) and by fluidized bed microwave drying (right). The surface, cross section, and center photos of the rice are illustrated in Figs. 4a,

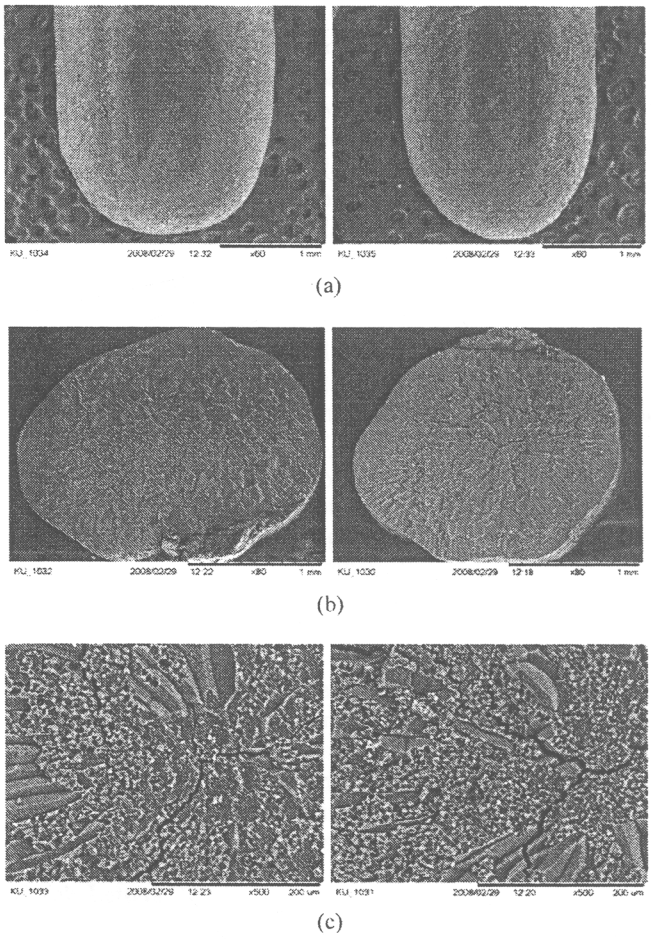


FIG. 4. Physical property of rice dried by exposure to ambient air (left) and dried by fluidized bed microwave drying (right): (a) rice surface, (b) cross section, and (c) rice center.

4b, and 4c, respectively. The appearance of the rice used as reference, in Fig. 4a, was rougher than the one from the fluidized bed microwave drying. The cross-section views in Fig. 4b exhibit similar cracks in both samples. The enlarged views in Fig. 4c show similar-sized cracks in both samples. Therefore, it can be concluded that the fluidized bed microwave drying system delivered good performance and produced good quality sticky rice.

CONCLUSION

A fluidized bed microwave drying system was proposed for paddy drying. It consisted of two applicators, each of which had four perpendicular slots. The applicator was excited by two magnetrons. The analysis of the electric field intensity distribution when paddy orientation was taken into account revealed that suitable paddy density in the applicator volume was 40%. Following the analysis, an investigation of the cumulative distribution function of the temperature in the paddy was done. The investigation included five cases of fluidized bed microwave drying, with air temperatures of 30, 45, 60, 75, and 90°C. When a higher temperature was utilized, the probability of the paddy being exposed to high temperature was increased. Although the temperature of 90°C provided the best result, it consumed a lot more energy. On the other hand, the system using 60°C air temperature consumed lower energy with equal performance to that of 30°C air temperature, but the drying time was reduced from 6 to 4 min. The energy conservation and moisture content prediction confirmed the effectiveness of the drying system. The system was then designed and constructed and had an efficiency of 61.5%. Leakage power density was markedly lower than the safety standard, ensuring safe operation. This system outperformed all other drying schemes tested and possessed a capacity of 3.1 kg/h with energy consumption of 5.2 kJ. The energy cost was US$47.7/ton. It is a very promising system for paddy drying.

NOMENCLATURE

A_e	Effective aperture (m^2) (for an open waveguide: $A_e = 0.004\ m^2$)
c_a	Specific heat of dry air (kJ/kg°C)
c_m	Specific heat of moist paddy (kJ/kg°C)
c_v	Specific heat of vapor (kJ/kg°C)
D	Diffusion coefficient (m^2/s)
$\bar{E}$	Total electric field in paddy (V/m)
E_z	Electric field along the z direction in paddy (V/m)
E_{zs}	Electric field along the z direction of the slot (V/m)
E_ρ	Electric field along the ρ direction in paddy (V/m)
E_ϕ	Electric field along the ϕ direction in paddy (V/m)
$E_{\phi s}$	Electric field along the ϕ direction of the slot (V/m)
G_r	Grain temperature (°C)
h_T	Heat transfer coefficient ($J/s\,m^2\,K$)
k_t	Heat conductivity of paddy ($W/m \cdot K$)
L_v	Latent heat of vaporization (kJ/kg°C)
l_1, l_2, l_3, l_4	Slot length (cm)
M_{eq}	Equilibrium moisture content (% wb)
M_{in}	Initial moisture content (% wb)
M_l	Mass content of liquid phase (kg)
MR	Moisture ratio
$M(t)$	Moisture content at any time (% wb)
m_{mix}	Ambient and hot air flow rates (m/s)
P_r	Power received by the spectrum analyzer (W)
Q_{loss}	Heat and ohmic loss (J/s)
R	Dry grain mass and dry air mass ratio (kg dry matter/kg dry air)
RHo_{amb}	Relative humidity of ambient temperature (kg H_2O/kg dry air)
RHo_{hot}	Relative humidity of hot air (kg H_2O/kg dry air)
RHo_{mix}	Relative humidity of mixed air (kg H_2O/kg dry air)
RHo_{out}	Relative humidity of outlet air (kg H_2O/kg dry air)
T_{amb}	Ambient temperature of inlet air (°C)
T_g	Dry bulb temperature (°C)
T_{hot}	Hot air temperature from magnetron ventilation (°C)
T_{mix}	Temperature of mixed air (°C)
T_{out}	Outlet air temperature (°C)
T_w	Wet bulb temperature (°C)
T_{wave}	Microwave energy to thermal energy conversion (°C)
$T(\rho, \phi, z; t)$	Temperature at an arbitrary position (°C)
t	Time (min)
v_s	Ambient flow rate (W/m^3°C)
W_i	Leakage power density (W/m^2)

Greek Letters

α_m	Moisture diffusion coefficient (m^2/s)
ε_0	Dielectric constant of free space (F/m)

ε'_{eff}	Effective dielectric constant of paddy
ε_v	Ratio of vapor flow to total moisture flow
ρ_m	Paddy density (kg/m^3)
$\rho_m c_m(\partial T(\rho, \phi, z; t)/\partial t)$	Sensible heat (kJ/kg°C)
σ	Conductivity (S/m)
ω	Angular frequency (radian)

Subscripts

i	Applicator number
pw	Wet grain
v	Water steam
w	Weight of electric field (%)

Constant value

For grain temperature below 100°C

$a = -12.382707, b = 0.304496, c = 1.882463, d = 1.173742$

$a_1 = -0.251444, b_1 = 2.225801, c_1 = 2.719537 \times 10^{-3},$

$d_1 = 0.99337$

For grain temperature range of 100–185°C

$a = -0.1700425, b = -2.173133 \times 10^{-2},$

$c = 3.145021 \times 10^{-3}, d = 0.149104$

$a_1 = 0.589744, b_1 = 0.190314, c_1 = 1.2106 \times 10^{-4},$

$d_1 = 7.833534 \times 10^{-2}$

ACKNOWLEDGMENT

The authors are grateful for the valuable suggestions from anonymous reviewers. This work was supported by the Thailand Research Fund through the senior research scholar project. The contract number is RTA 5180002.

REFERENCES

1. Mossman, A.P. A review of basic concepts in rice drying research. Critical Reviews in Food Science and Nutrition **1986**, *25* (1). 49–70.
2. Mujumdar, A.S. *Handbook of Industrial Drying*, 3rd Ed.; CRC Press: Boca Raton, FL, 2007.
3. Cong, D.T.; Haddad, M.A.; Rezzoug, Z.; Lefevre, L.; Allaf, K. Dehydration by successive pressure drops for drying paddy rice treated by instant controlled pressure drop. Drying Technology **2008**, *26*, 443–451.
4. Prachayawarakorn, S.; Tia, W.; Poopaiboon, K.; Soponronnarit, S. Comparison of pulsed and conventional fluidised-bed dryers. Journal Stored Products Research **2005**, *41*, 479–497.
5. Thomas, J.R., Jr.; Faucher, F. Thermal modeling of microwave heated packed and fluidized bed catalytic reactors. Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy **2000**, *35* (3). 165–174.
6. Witinantakit, K.; Prachayawarakorn, S.; Nathakaranakule, A.; Soponronnarit, S. Paddy drying using adsorption technique: Experiments and simulation. Drying Technology **2006**, *24*, 609–617.
7. Izadifar, M.; Mowla, D. Simulation of a cross-flow continuous fluidized bed dryer for paddy rice. Journal of Food Engineering **2003**, *58*, 325–329.
8. Tirawanichakul, Y.; Prachayawarakorn, S.; Varanyanond, W.; Soponronnarit, S. Simulation and grain quality for in-store drying of paddy. Journal of Food Engineering **2004**, *64*, 405–415.
9. Daud, W.R.W. A cross-flow model for continuous plug flow fluidized-bed cross-flow dryers. Drying Technology **2007**, *25*, 1229–1235.
10. Prachayawarakorn, S.; Choteboon, C.; Soponronnarit, S. Simultaneous momentum, heat, and mass transfer with color change during paddy storage in silo. Drying Technology **2005**, *23*, 205–223.
11. Tirawanichakul, Y.; Prachayawarakorn, S.; Tungtrakul, P. Soponronnarit, S. Experiments on in-store paddy drying under tropical climate: Simulation and product quality. Drying Technology **2003**, *21* (6), 1049–1064.
12. Madhava, M.; Srinivasa Rao, P.; Goswami, T.K. Drying kinetics of paddy using thermogravimetric analysis. Drying Technology **2001**, *19* (6), 1201–1210.
13. Madhiyanon, T.; Soponronnarit, S.; Tia, W. A mathematical model for continuous drying of grains in a spouted bed dryer. Drying Technology **2002**, *20* (3), 587–614.
14. Basak, T.; Roy, S.; Balakrishnan, A.R. Effects of thermal boundary conditions on natural convection flows within a square cavity. International Journal of Heat and Mass Transfer **2006**, *49*, 4525–4535.
15. Soponronnarit, S. Fluidised-bed paddy drying. Science Asia **1999**, *25*, 51–56.
16. Sunthonvit, N.; Srzednicki, G.; Craske, J. Effects of high-temperature drying on the flavor components in Thai fragrant rice. Drying Technology **2005**, *23*, 1407–1418.
17. Taechapairoj, C.; Prachayawarakorn, S.; Soponronnarit, S. Characteristics of rice dried in superheated-steam fluidized-bed. Drying Technology **2004**, *22* (4), 719–743.
18. Prachayawarakorn, S.; Poomsa-ad, N.; Soponronnarit, S. Quality maintenance and economy with high-temperature paddy-drying processes. Journal Stored Products Research **2005**, *41*, 333–351.
19. Thakur, A.K.; Gupta, A.K. Stationary versus fluidized-bed drying of high-moisture paddy with rest period. Drying Technology **2006**, *24*, 1443–1456.
20. Witinantakit, K.; Prachayawarakorn, S.; Nathkaranakule, A.; Soponronnarit, S. Multi-pass sorption drying of paddy using rice husk adsorbent: Experiments and simulation. Drying Technology **2009**, *27* (2). 226–236.
21. Metaxas, A.C. *Foundations of Electroheat: A Unified Approach*; John Wiley & Sons Inc.: Ontario, Canada, 1996.
22. Ai-Duri, B.; McIntyre, S. Comparison of drying kinetics of foods using a fan-assisted convection oven, a microwave oven and a combined microwave/convection oven. Journal of Food Engineering **1992**, *15*, 139–155.
23. Itaya, Y.; Uchiyama, S.; Hatano, S.; Mori, S. Drying enhancement of clay slab by microwave heating. Presented at the 14th International Drying Symposium 2004 (IDS 2004), August 22–25, São Paulo, Brazila; pp. 193–200.
24. Zhang, M.; Tang, J.; Mujumdar, A.S.; Wang, S. Trends in microwave drying of fruits and vegetables. Trends in Food Science & Technology **2006**, *17*. 524–534.
25. Hansson, L.; Antri, L. Modeling microwave heating and moisture redistribution in wood. Drying Technology **2008**, *26*, 552–559.
26. Adedeji, A.A.; Gachovska, T.K.; Ngadi, M.O.; Raghavan, G.S.V. Effect of pretreatments on drying characteristics of okra. Drying Technology **2008**, *26*, 1251–1256.
27. Demirhan, E.; Özbek, B. Color change kinetics of microwave-dried basil. Drying Technology **2009**, *27*. 156–166.

28. Manickavasagan, A.; Jayas, D.S.; White, N.D.G. Non-uniformity of surface temperature of grain after microwave treatment in an industrial microwave dryer. Drying Technology **2006**, *24*, 1559–1567.
29. Wang, R.; Min Zhang; Mujumdar, A.S.; Jin-Cai Sun. Microwave freeze-drying characteristics and sensory quality of instant vegetable soup. Drying Technology **2009**, *27* (9), 962–968.
30. Mihoubi, D.; Bellagi, A. Drying-induced stresses during convective and combined microwave and convective drying of saturated porous media. Drying Technology **2009**, *27* (7/8), 851–856.
31. Holtz, E.; Ahrné, L.; Karlsson, H.T.; Rittenauer, M.; Rasmuson, A. The role of processing parameters on energy efficiency during microwave convective drying of porous materials. Drying Technology **2009**, *27* (2), 173–185.
32. Chauhan, A.K.S.; Srivastava, A.K. Optimizing drying conditions for vacumm-assisted microwave drying of green peas (*Pisum sativum* L.). Drying Technology **2009**, *27* (6), 761–769.
33. Markowski, M.; Bondaruk, J.; Błaszczak, W. Rehydration behavior of vacuum-microwave-dried potato cubes. Drying Technology **2009**, *27* (2), 296–305.
34. Goksu, E.I.; Sumnu, G.; Esin, A. Effect of microwave on fluidized bed drying of macaroni beads. Journal of Food Engineering **2005**, *66*, 463–468.
35. Roussy, G.; Jassm, S.; Thiebaut, J.-M. Modeling of a fluidized bed irradiated by a single or a multimode electric microwave field distribution. Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy **1995**, *30* (3), 178–187.
36. Radajewski, W.; Jolly, P.; Abawi, G.Y. Grain drying in a continuous flow drier supplemented with a microwave heating system. Journal of Agricultural Engineering Research **1988**, *41*, 211–225.
37. Stanislawski, J. Drying of diced carrot in a combined microwave-fluidized bed dryer. Drying Technology **2005**, *23*, 1711–1721.
38. Wang, W.; Thorat, B.N.; Chen, G.; Mujumdar, A.S. Simulation of fluidized-bed drying of carrot with microwave heating. Drying Technology **2002**, *20* (9), 1855–1867.
39. Reyes, A.; Campos, C.; Vega, R. Drying of turnip seeds with microwaves in fixed and pulsed fluidized beds. Drying Technology **2006**, *24*, 1469–1480.
40. Feng, H.; Tang, J. Microwave finish drying of diced apples in a spouted bed. Journal of Food Science, **1998**, *63*, 679–683.
41. Rodríguez, R.; Lombraña, J.I. Moisture diffusivity analysis in a microwave drying process under different operating conditions. Drying Technology **2007**, *25*, 1875–1883.
42. Chang, J.; Brodwin, M. A new applicator for efficient uniform heating using a circular cylindrical geometry. Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy **1993**, *28* (1), 32–40.
43. Metaxas, A.C. Design of a TM_{010} resonance cavity as a heating device at 2.45 GHz. Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy **1974**, *9* (2), 123–128.
44. Sangdao, C.; Roeksabutr, A.; Krairiksh, M. An applicator for uniform heating using perpendicular slots on a concentric cylindrical cavity excited by perpendicular waveguides. International Journal of Electronics **2006**, *93* (5), 313–334.
45. Metaxas, A.C.; Meredith, R.J. *Industrial Microwave Heating*; Peter Peregrinus Ltd.: London, 1988.
46. Varadharaju, N.; Sreenarayanan, V.V. Energy requirement for conducting parboiling of paddy. IE(I) Journal-AG **2004**, *85*, 37–43.
47. Chandra, P.K.; Singh, R.P. *Applied Numerical Methods for Food and Agricultural Engineers*; CRC Press: Boca Raton, FL, 1995.
48. Wiset, L.; Srzednicki, G.; Driscoll, R.H.; Tumambing, J.; Booamsa-ad, N. Modeling of paddy drying in a fluidised bed dryer. Presented at the 13th International Drying Symposium 2002 (IDS 2002), August 27–30, Beijing, China; pp. 362–370.
49. *CST Microwave Studio User Manual*; CST of America: Framingham, MA, 2006.
50. Thakur, K.P. Modelling the dielectric constant of rice grains. Presented at the 3rd Workshop on Electromagnetic Wave Interaction with Water and Moist Substances, Athens, April 12–13, 1999; pp. 239–245.
51. ASAE Standard. S248.3, Construction and rating of equipment for drying farm crops. American Society of Agricultural Engineering, 1989; 334–341.
52. Tippens, P.E. *Physics*, 5th Ed.; McGraw-Hill: London, 1995.
53. IEEE Standard. C95.3, IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields. 3 kHz to 300 GHz. International Journal of Electrical and Electronics Engineering **1990**, 1–9.
54. Balanis, C.A. *Antenna Theory: Analysis and Design*; John Wiley & Sons: Canada, 1982.
55. Warchalewski, J.R.; Gralik, J.; Zawirska-Wojtasiak, R.; Zabielski, J.; Kusnierz, R. The evaluation of wheat grain odour and colour after gamma and microwave irradiation. Electronic Journal of Polish Agricultural University **1998**, *1* (1), 1–9.
56. *Minolta Chroma Meter CR 200 User Manual*; Konica Minolta: Tokyo, 1988.
57. Sangdao, C.; Songsermpong, S.; Krairiksh, M. Performance of a continuous fluidized bed microwave paddy drying system using applicators with perpendicular slots on a concentric cylindrical cavity. Presented at the International Symposium on Antennas and Propagation 2008 (ISAP 2008), October 27–30, Taipei, Taiwan; pp. 975–978.

1.6 **A. Thanachayanont and M. Krairiksh, "Implementation of an RF CMOS Quadrature LC Voltage-Controlled Oscillator Based on the Switched Tail Transistor Topology," Journal of Circuits, Systems, and Computers Vol. 19, No.5 (2010) 931-937.**

Journal of Circuits, Systems, and Computers
Vol. 19, No. 5 (2010) 931–937
© World Scientific Publishing Company
DOI: 10.1142/S0218126610006530

World Scientific
www.worldscientific.com

IMPLEMENTATION OF AN RF CMOS QUADRATURE LC VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR BASED ON THE SWITCHED TAIL TRANSISTOR TOPOLOGY*

APINUNT THANACHAYANONT[†] and MONAI KRAIRIKSH

Faculty of Engineering and College of Data Storage Technology and Applications,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
3 Moo 2 Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
[†]*ktapinun@kmitl.ac.th*

Received 25 August 2008
Accepted 8 January 2010

This paper describes the design and implementation of an RF CMOS quadrature LC voltage-controlled oscillator in a 0.35 μm technology. The proposed oscillator employs the switched tail transistor topology and differential switch capacitor tuning to achieve low phase noise operation. A modified series coupling mechanism is used for quadrature signal generation with wide output signal swing. The oscillator core circuit was designed to operate with a 2.5 V power supply voltage with a 4 mA total supply current. Measurement results showed that the prototype oscillator could achieve a nominal oscillation frequency of 2.2 GHz with −110 dBc/Hz phase noise at 1 MHz offset frequency.

Keywords: CMOS oscillator; voltage-controlled oscillator; quadrature; phase noise.

1. Introduction

Quadrature voltage-controlled oscillator (QVCO), used for I/Q modulation and demodulation, is one of the most vital building blocks in modern digital RF transceivers. There is a number of challenging design issues involved in realizing a GHz-range QVCO, including low phase noise, wide tuning range, low power dissipation and sufficient phase accuracy. High phase noise is mainly caused by the poor quality factor of on-chip inductor in CMOS process and the flicker noise from the tail transistors. Improving the phase noise performance has been achieved by attacking the two abovementioned root causes. The quality of integrated inductor has been enhanced by using special layout and fabrication techniques, e.g., in Ref. 1. Reduction of the flicker noise originated from the tail transistor has been achieved by using resistor biasing[2] and switched tail transistor biasing[3] techniques.

* This paper was recommended by Regional Editor Krishna Shenai.

This paper presents the design and experimental implementation of an RF CMOS quadrature LC voltage-controlled oscillator based on the switched tail transistor biasing, which has been coined by the authors in Ref. 3 as the "memory-reduced tail transistor" topology. The rest of the paper is organized as follows. Section 2 describes the circuit design and realization of the proposed QVCO. Experimental results of the prototype circuit and conclusion of the paper are given in Secs. 3 and 4, respectively.

2. Circuit Design and Realization

Figure 1 shows the simplified circuit diagram of the proposed quadrature LC voltage-controlled oscillator. The circuit is realized based on the so-called "memory-reduced tail transistor" topology,[3] to reduce the close-in phase noise due to the flicker noise originated by the tail transistors. The switched biasing is realized by NMOS transistors $M5-M8$, which force a trap and release captured electrons, rendering the transistors to be memory-less.[3] The cross-coupled transistors $M1-M4$ form the required negative resistance for sustainable oscillation. Since all transistors are switched biasing, the circuit is expected to have lower flicker noise.[3]

Quadrature signal generation is achieved by using anti-phase coupling of two identical differential oscillators. This can be obtained by using either parallel-coupled[4] or series-coupled transistors.[5] In this work, a modified series-coupled topology[6] is used

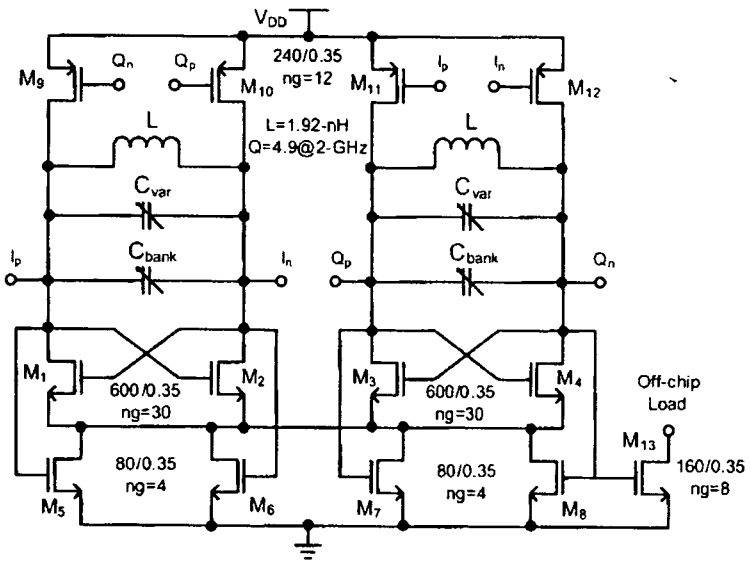


Fig. 1. Schematic diagram of the proposed quadrature VCO.

to avoid center-tapped inductor and to achieve large oscillation amplitude. PMOS transistors $M9-M12$ are used to perform the coupling mechanism.

The inductors were selected from the 3-metal spiral inductor library offered by the process design kit used in this work. The inductor value was chosen to be 1.92 nH with a Q-value of 4.9 at 2 GHz frequency. Using thick-metal inductors would provide higher Q-value, and thus a better phase noise performance. Varactor capacitor (Cvar) and a binary weighted array of switched capacitors (Cbank) are used to resonate with the inductors and achieve frequency tuning. Switched tuning of the array capacitor Cbank allows a wider frequency tuning range than that of the continuous tuning alone. Capacitance tuning of Cbank is performed by a digital control word with a differential switching tuning technique,[7] as depicted in Fig. 2, in order to achieve higher quality factor.

Varactor capacitors (Cvar), realized by PMOS transistors operating in the accumulation region, are used to provide wide tuning range and sufficiently high quality factor. The gate length of PMOS transistors was chosen to optimize the frequency tuning range and the quality factor. Small gate length increases the quality factor by reducing n-well series resistance; however the tuning range is decreased due to the increased ratio of fixed overlap capacitance to variable capacitance. The maximum and minimum values of Cvar are 370 fF and 102 fF, respectively, yielding the ratio Cmax/Cmin of 3.6.

Layout of the oscillator was performed very carefully in order to minimize parasitic effects and post-layout simulations with extracted netlist and pad/package parasitics were performed to ensure robust circuit performance. Overall circuit floorplan and layout were drawn symmetrically to achieve the best matching and minimize the output phase error. Cvar and Cbank were laid out with share source/drain area to minimize the fixed parasitic capacitance. Figure 3 shows the die photograph of the prototype QVCO.

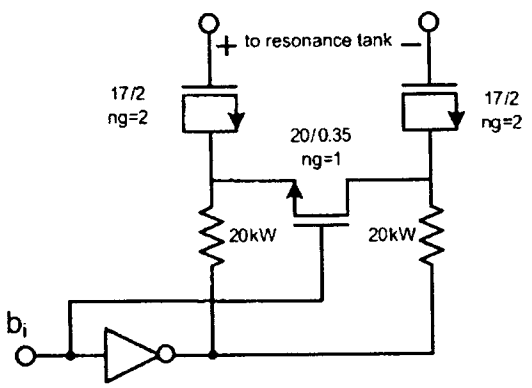


Fig. 2. Implementation of the differential switch tuning of Cbank.

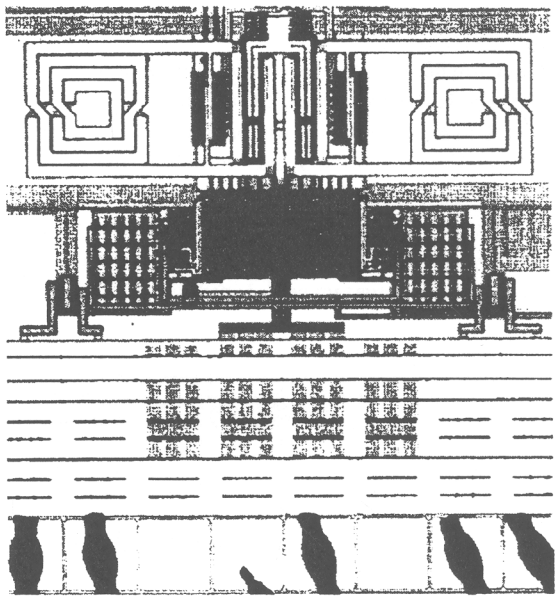


Fig. 3. Die photograph of the oscillator.

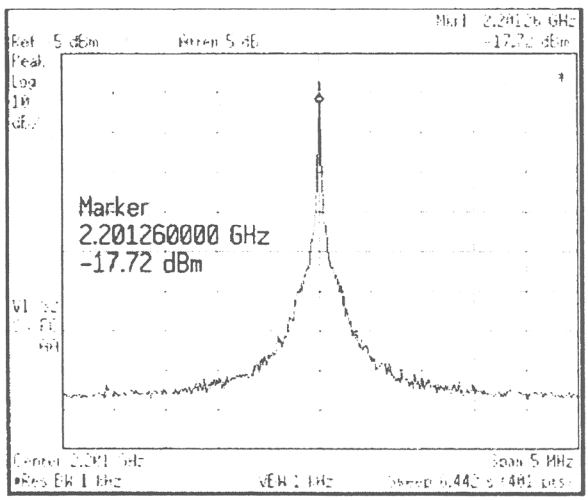


Fig. 4. Measured output spectrum of the VCO at 2.2 GHz.

3. Experimental Results

The oscillator was simulated and fabricated with a 0.35 μm 2-poly 3-metal CMOS technology. The circuit was designed to operate with a single 2.5 V supply voltage. The oscillation frequency was designed to be in the range of 2.0–2.2 GHz. The total power dissipation for the oscillator core circuit is 10 mW and the output buffer consumes about 100 mW. The total die area is 450 × 680 mm^2.

All measurements of the oscillator performance were carried out with PLCC-packaged chips mounted on an FR-4 test board. The measured output frequency spectrum at 2.2 GHz is shown in Fig. 4. The measured phase noise is shown in Fig. 5.

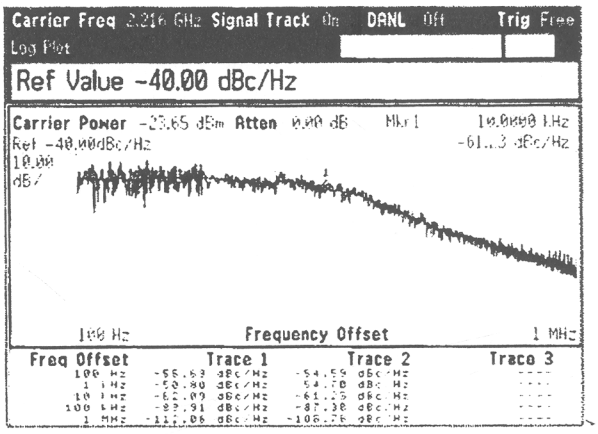


Fig. 5. Measured phase noise at 2.2 GHz oscillation frequency.

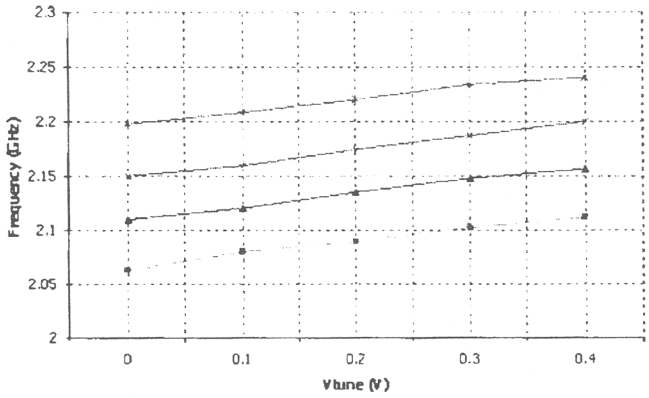


Fig. 6. Frequency tuning characteristics.

Table 1. Summary of the measured performance.

Parameters	Measured results
Technology	0.35 μm CMOS
Oscillation frequency (GHz)	2.0–2.2
V_{DD} (V)	2.5
Total P_{diss} (mW)	110
— oscillator core	10
— output buffer	100
Phase noise (dBc/Hz)	
— At 100 kHz Offset	−87
— At 1 MHz Offset	110
FoM (dB)	167

At 100 kHz and 1 MHz frequency offsets, the measured phase noise values were −87 dBc/Hz and −110 dBc/Hz, respectively. The frequency tuning characteristic, in the linear region, is shown in Fig. 6. The calculated frequency tuning sensitivity is about 120 MHz/V for each continuous tuning. The measured performance of the prototype QVCO is summarized in Table 1. The calculated figure of merit (FoM)[8] is equal to 167 dB.

4. Conclusion

This paper has presented the experimental implementation of a GHz-range CMOS quadrature LC voltage controlled oscillator in a standard 0.35 μm CMOS process. The prototype QVCO achieved 2.0–2.2 GHz oscillation frequency with 4 mA current drawn from a 2.5 V supply voltage. The measured phase noise of a 2 GHz carrier signal is −110 dBc/Hz at 1 MHz offset frequency. Therefore a low phase noise QVCO using the switched tail transistor biasing topology has been successfully demonstrated.

Acknowledgments

This work was supported by Thailand Research Fund (TRF) (Grant numbers RTA5180002 and RSA5180015) and the Thai-chip service of National Electronics and Computer Technology Center (NECTEC). The author thanks S. Wongnamkam and Dr. K. Vichienchom for assistance with measurements of test chips.

References

1. C. P. Yue and S. S. Wong, On-chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF ICs, *IEEE J. Solid-State Circuits* **33** (1998) 743–752.
2. A. Ismail and A. A. Abidi, CMOS differential LC oscillator with suppressed up-converted flicker noise, *IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers* (2003), pp. 98–99.

3. C. C. Boon, M. A. Do, K. S. Yeo, J. G. Ma and X. L. Zhang, RF CMOS low-phase-noise LC oscillator through memory reduction tail transistor, *IEEE Trans. Circuits Syst.-I* **51** (2004) 85–90.
4. A. Rofougaran, J. Rael, M. Rofouragan and A. Abidi, A 900 MHz CMOS LC oscillator with quadrature outputs, *IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers* (1996), pp. 392–393.
5. P. Andreani, A low-phase-noise low-phase-error 1.8 GHz quadrature CMOS VCO, *IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers* (2002), pp. 290–291.
6. A. Fard and P. Andreani, A low-phase-noise wide-band CMOS quadrature VCO for multi-standard RF front-ends, *IEEE Int. Symp. Radio Frequency Integrated Circuits* (2005), pp. 539–542.
7. H. Sjoland, Improved switched tuning of differential CMOS VCOs, *IEEE Trans. Circuits Syst.-I*, Vol. 49 (2002).
8. P. Kinget, *Integrated GHz Voltage Controlled Oscillators* (Kluwer, Norwell, MA, 1999), pp. 355–381.

1.7 J. Mearnchu, T. Limpiti, D. Torrungrueng, P. Akkaraekthalin and M. Krairiksh, "A Handheld Moisture Content Sensor Using Coupled-Dipole Antennas," Latin American Applied Research 40:199-206 (2010).

A HANDHELD MOISTURE CONTENT SENSOR USING COUPLED-DIPOLE ANTENNAS

J. MEARNCHU†, T. LIMPITI†, D. TORRUNGRUENG‡, P. AKKARAEKTHALIN* and M. KRAIRIKSH†

† *Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand. s6060210@kmitl.ac.th, s8060939@kmitl.ac.th, kkmonai@kmitl.ac.th*

‡ *Department of Electrical and Electronics Engineering, Faculty of Engineering and Technology, Asian University, Chon Buri 20150, Thailand. dtg@asianust.ac.th*

* *Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok 10800, Thailand. prayoot@kmutnb.ac.th*

Abstract— **This paper presents an analysis and design of a handheld moisture content sensor. A dielectric property determination technique was used to measure the magnitudes of the reflection and the coupling coefficients of coupled-dipole antennas. These coefficients were plotted and their intersection determined to obtain the values of ε'_r and ε''_r (ε'_r and ε''_r, respectively, are the real and imaginary parts of the relative complex permittivity of the dielectric of interest). Moisture content measurements for paddy at various moisture content levels are shown. Comparison of measurements made by this technique with those made by conventional transmission measurement technique yielded a compensation scheme for error reduction. This sensor is useful for controlling the quality of paddy dried in a continuous microwave drying system process.**

Keywords— **Moisture content of paddy, magnitude measurement, coupled-dipole antennas, moisture content sensor**

I. INTRODUCTION

Granular materials can be considered the fourth state of matter because of their abundance both in nature and in several industries (Jaeger and Nagel, 1996). Dielectric characterization of a given material reveals its unique electric signature (Venkatesh and Raghavan, 2004; Seker and Abatary, 2005). At high frequencies, measurement of the dielectric properties of materials provides a basis for developing method of indirect determination of their physical properties, particularly for materials containing water. For decades, moisture content determination of granular and other materials from measurements of their dielectric properties at microwave frequencies have been the focus of several studies (Meyer and Schilz, 1981; Menke and Knochel, 1996). The intrinsic nature of the dielectric properties and their high correlation with water content at these frequencies make them useful for developing indirect sensing methods for nondestructive determination of the water content as well as other physical properties of materials (Hasted, 1973; Nyfors and Vainikainen, 1989; Kraszewski, 1996).

The dielectric properties must be accurately measured, and explicit relationships between the dielectric properties and any given internal property must be identified. These can be done theoretically or empirically. However, although water governs the dielectric response of substances containing it, two major limitations in defining a unique relationship between the dielectric properties and the moisture content have influenced the use of these techniques. The first relates to the bulk density changes for granular material. It produces a similar effect to that of the moisture content on the relative complex permittivity (Hippel, 1954). The second relates to the need for an individual moisture calibration equation for each material. Both of these limitations complicate the design, cost, and maintenance of a microwave moisture sensor based on the principle of permittivity measurement.

In recent years, a permittivity-based method for moisture determination in granular materials which is independent of bulk density changes and of the kind of material was proposed and developed (Trabelsi *et al.*, 1998, 1999, 2001, 2006). This method allows moisture determination of grains of different structures and compositions from a single calibration equation, hence alleviating the two mentioned limitations (Nelson, 1991, 2006).

As Kandala *et al.* (2007) demonstrated earlier, the method of measuring the capacitance and phase angle of a parallel-plate system provides accurate moisture content measurements because of its closed boundary. However, the need to fill the sample up to the whole volume limits the capability of on-line monitoring. One of the measurement techniques that determines both real (ε'_r) and imaginary (ε''_r) parts of the relative complex permittivity of the dielectric of interest is the free space technique that measures reflected and transmitted waves (Ma and Okamura, 1999). The advantage of this technique is that the properties of the object under test along the propagation path can be readily obtained. It is used in dynamic measurement such as cement-based variation during the days (Kharkovsky *et al.*, 2002). The dielectric property may be determined by obtaining the values of ε'_r and ε''_r from an intersection of the plot of measured transmission and reflection coefficients. Although free space technique has the advantage of non-

contact measurement of objects lying on a conveyer belt, its sample preparation is very complicated. A sample must be large in size in order to prevent multiple reflection and edge effects and to comply with plane wave condition; therefore, it needs sufficiently large space and is not suitable for measurement of grains in a small container. Contact-measurement is preferable in this case.

A method to determine the absolute value of impedances of two dipole antennas has also been developed in order to determine the relative complex permittivity of an object. Dipole antennas are laid over a homogeneous media (Antonyk *et al.*, 2004) or a heterogeneous media (Shostak *et al.*, 2002) to measure its dielectric property by ground penetration radar (GPR). This technique measures the values of the amplitude of the antenna impedances. A calibration curve is constructed from the ratio of the impedances of antenna above the sand and those above the metal plate. Although Shostak *et al.* (2002) provided data of complex permittivity, Antonyk *et al.* (2004) provided only the real part of the complex permittivity. However, for measuring the absolute value of the impedances, an expensive vector network analyzer is necessary.

Recently, the author has developed a continuous microwave heating system for paddy drying (Sangdao *et al.*, 2006). Accurate prediction of water diffusivity can be accomplished by modeling volume changes in paddy (Aguerre *et al.*, 2008). It was found that information about the moisture content of the paddy is needed in order to monitor its quality. Therefore, this paper is about a handheld sensor for determining the percentage of moisture content via ε'_r and ε''_r. The contribution of this work to the research community is that we have used a sensor with two dipole antennas which is mounted along the interface of air and paddy. By measuring only the $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ and plotting them on a surface curve, ε'_r and ε''_r can be readily obtained. A simple calculation scheme is introduced so that lengthy computation is not necessary.

II. METHODS

A. Principle of a coupled-dipole sensor

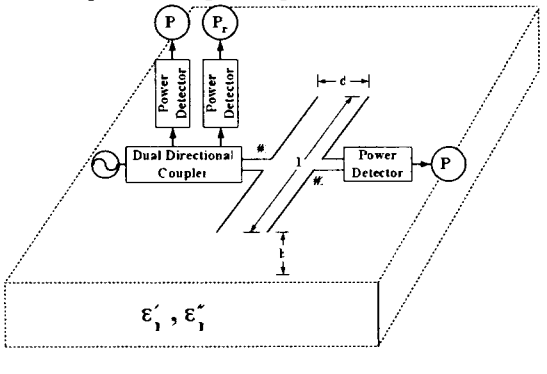


Fig. 1. Diagram of a coupled-dipole sensor.

Two half-wave dipoles of length L lie in parallel with separation d located at height h above a dielectric half space (ε'_r, ε''_r) as depicted in Fig. 1. Antenna #1 is excited by a transmitter via a dual directional coupler so that measurements of the incident power (P_i) and the reflected power (P_r) can be made. The value of $\sqrt{P_r / P_i}$ or $|S_{11}|$ represents the magnitude of the reflection coefficient. Antenna #2 couples the wave transmitted from antenna #1 and scattered from the dielectric half space. A power detector for measuring the coupled power (P_c) is installed at the input of antenna #2. The magnitude of the coupling coefficient is denoted by $\sqrt{P_c / P_i}$ or $|S_{21}|$. Electromagnetic fields in this problem can be calculated by using either the classical electromagnetic theory for the half-space problem (Kong, 1990) or by using an electromagnetic simulator. The magnitudes of the reflection and coupling coefficients are calculated as $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ at different values of ε'_r and ε''_r. Then, $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ are plotted in the ε'_r ε''_r plane. The projection from the cross point of $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ provides the values of ε'_r and ε''_r on the horizontal and vertical axes, respectively.

According to the data in (Nelson *et al.*, 2001), paddy with 10 % to 20 % moisture content had the values of its relative complex permittivity in the ranges of $2.0 \leq \varepsilon'_r \leq 4.0$ and $0.2 \leq \varepsilon''_r \leq 0.6$. A number of surface curves of ε''_r versus ε'_r were constructed in terms of $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ for determining ε'_r and ε''_r at different dipole lengths. Note that h and d were equal to 0.00 and 0.76 cm, respectively. Three values of L of a half wavelength were utilized: one in free space ($\varepsilon'_r = 1$, $\varepsilon''_r = 0.0$), another in paddy ($\varepsilon'_r = 3$, $\varepsilon''_r = 0.4$) and another one in the composite medium of an infinite half space of free space and paddy ($\varepsilon'_r = 2$, $\varepsilon''_r = 0.2$). It was found that the corresponding $|S_{11}|$ were 0.608, 0.602 and 0.592, respectively, and the corresponding $|S_{21}|$ were 0.351, 0.452 and 0.553, respectively. Note that this composite medium yielded lower $|S_{11}|$ and higher $|S_{21}|$ compared to those of free space and paddy. This is a desirable property of this coupled-dipole sensor. However, when antenna parameters were chosen based on this composite medium, optimum sensor performance was not always achieved.

The lowest $|S_{11}|$ and the highest $|S_{21}|$ (the sensor can transfer power from the transmitter to the dielectric object under test efficiently) took place when the dipole length L was equal to the half wavelength in the composite medium of free space and paddy, which was equal to 4.33 cm.

Note that h and L were equal to 0.00 and 4.33 cm, respectively. In addition, d varied as shown in Fig. 2. Fig. 2a) depicts a surface curve when d was equal to

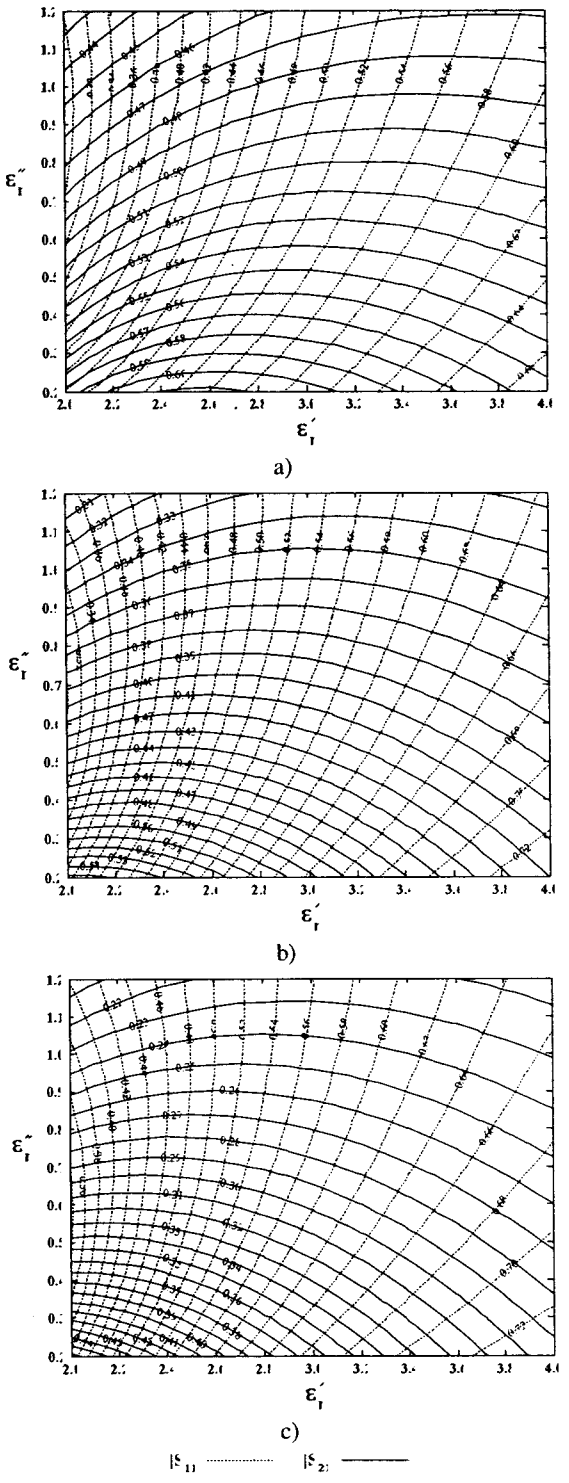


Fig. 2. Surface curves of two coupled dipoles at the frequency of 2.45 GHz. a) $d = \lambda/16$, b) $d = \lambda/8$, c) $d = 3\lambda/16$.

$\lambda/16$ for $0.30 \le |S_{11}| \le 0.66$ and $0.43 \le |S_{21}| \le 0.61$. The values of $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ when d was equal to $\lambda/8$ and $3\lambda/16$ are illustrated in Fig. 2b) and 2c), respectively.

The $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ in Fig. 2b) were in the ranges of $0.32 \le |S_{11}| \le 0.72$ and $0.31 \le |S_{21}| \le 0.55$, and those in Fig. 2c) were in the ranges of $0.34 \le |S_{11}| \le 0.72$ and $0.21 \le |S_{21}| \le 0.46$. It should be noted that both $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ should not be too low so that less sensitive detectors could be employed. In this context, Fig. 2b) with $d = \lambda/8$ was a trade-off between $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$. Hence, d equals $\lambda/8$ was used, which was equal to 0.76 cm.

B. Application in paddy moisture content determination

A coupled-dipole sensor design based on the previous section was fabricated on an FR-4 PCB substrate with a dielectric constant of 4.4. Each dipole was fed by a coaxial cable having a characteristic impedance of $50\,\Omega$. They were connected to port 1 and port 2 of an HP8530A

HP8530A network analyzer which measured $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ when the sensor was laid on the paddy surface contained in a 40 cm × 65 cm × 30 cm plastic container. The skin depth of paddy at 2.45 GHz was equal to 6.25 cm, which was sufficiently deep for measurements to be performed in the above container. The five levels of paddy moisture content, ranging from 10 % to 20 %, were prepared. Measurements were made at 15 different positions of each sample of various moisture content levels at 27° C temperature. For better accuracy, each position was measured three times and the results averaged. The system was calibrated by placing the sensor in air (surrounded by RF absorbers) and measured $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ of free space. Then, it was compared with the simulation results by IE3D (Zeland Software, Inc.). The simulated $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ were 0.601 and 0.359, while the corresponding values from measurements were 0.611 and 0.369, respectively. Therefore, the calibration factors of $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ were 0.984 and 0.972, respectively. These factors were multiplied to the measured values of $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ before they were plotted on the surface curve in Fig. 2b). The paddies were stored for bulk density and moisture content measurements by the standard ASAE (1998) method. Since this method was devised for wheat measurement, modification for paddy measurement was required as follows: the paddy was measured for 10 g by an electronic balance with an accuracy of 0.0001 g and was filled into 30 heat resisted glass covered plates. These samples were heated in an oven at 130°C for 19 hours. Then, they were cooled in a desiccator and then their weights were measured and weight losses determined. The procedure was repeated after 6 hours heating and was stopped when weight change was less than 0.005 g.

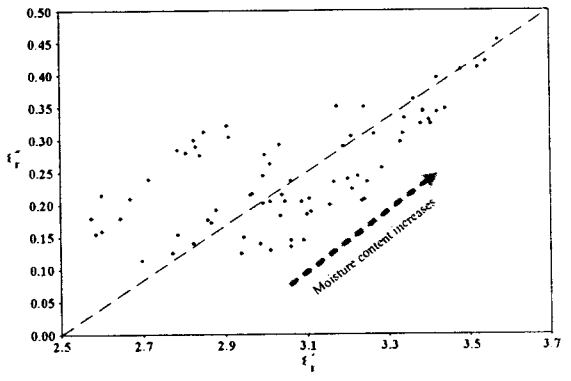


Fig. 3. Argand diagram of the effective relative complex permittivity of paddy.

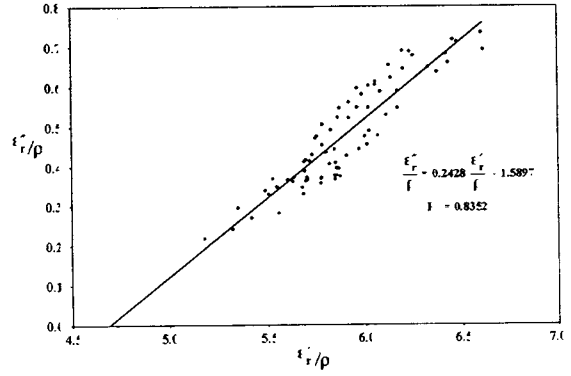


Fig. 4. Argand diagram of the normalized relative complex permittivity of paddy.

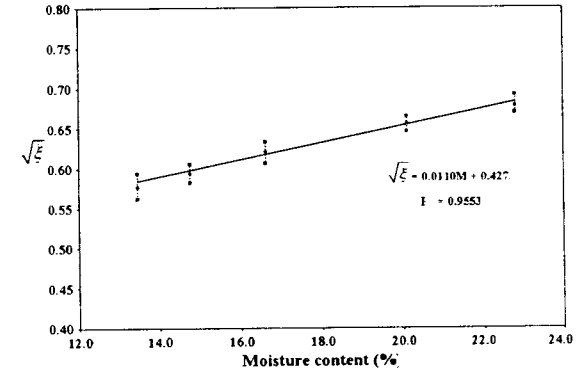


Fig. 5. Variation of $\sqrt{\xi}$ with the moisture content of paddy.

Figure 3 clearly shows that the relative complex permittivity of paddy increased as the moisture content increased. The moisture content was determined by the mehod of Nelson *et al.* (2001). The relative complex permittivity normalized by the bulk density could provide a clear relationship between ε'_r and ε''_r as shown in Fig. 4. The slope a_f and the constant k were determined from the graph in Fig. 4, which were equal to 0.2428 and 6.5474, respectively. The bulk density was calculated, but it is not shown in this paper.

The loss tangent normalized by the bulk density, which is a density-independent function of moisture content when the product ka_f is constant, is defined as a predicted moisture content, ξ, mathematically given by

$$\xi = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'(a_f\varepsilon_r' - \varepsilon_r'')}. \quad (1)$$

The $\sqrt{\xi}$ increases linearly with the percentage of moisture content as shown in Fig. 5. At each moisture content value, the data points corresponding to different Bulk densities were nearly congruent and lay along a straight line. A linear regression was used to fit the data; i.e.,

$$\sqrt{\xi} = aM + b. \quad (2)$$

The slope a, the intercept b and the regression coefficient R^2 given in Fig. 5 were 0.0110, 0.4273 and 0.9553, respectively. The calibration equation of the percentage of moisture content was

$$M(\%) = \frac{\sqrt{\xi} - b}{a}. \quad (3)$$

The plot of the moisture content calculated from (3) versus the moisture content determined by the standard oven-drying method is shown in Fig. 6. The dash line corresponds to the ideal relation. The accuracy of the proposed sensor was validated by comparing its measurements with those in Nelson *et al.* (2001) as shown in Fig. 7. The results of ε'_r from the proposed sensor at the moisture content of 11 % were almost identical to those in Nelson *et al.* (2001) except at higher moisture content level. The values of ε''_r from Nelson *et al.* (2001) were higher than those of the proposed sensor at all moisture content levels. These differences was due mainly to the fact that the transmission measurement in Nelson *et al.* (2001) was obtained from waves propagating through the sample volume, while the proposed sensor dealt only with the region to which the sensor was attached. The non-uniformity of the moisture content throughout the medium was the main reason for the differences between these two sets of data. The deviations of ε'_r from the reference values in Nelson *et al.* (2001) ranged from 1.2 to 9.6 %, while those of ε''_r ranged from 13.7 to 23.5 %.

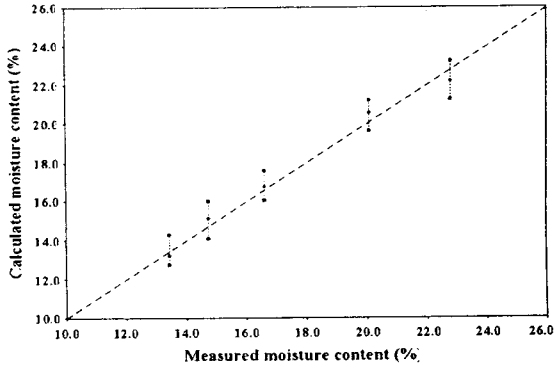


Fig. 6. Calculated versus measured moisture contents.

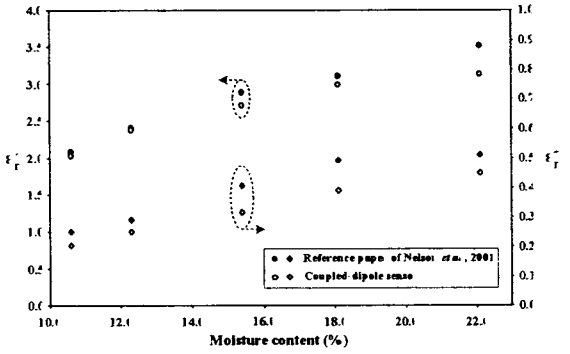


Fig. 7. Comparison of results in (Nelson *et al.*, 2001) and of the coupled-dipole sensor.

III. ERROR COMPENSATION

The method for moisture content determination in paddy discussed in the previous section is based on measurements of reflected and coupled powers from the paddy. Bulk density and moisture content affect the relative complex permittivity in a similar manner. The accuracy of moisture content values can be predicted based on the accuracy of the computed values of ε'_r and ε''_r which are strongly dependent on the accuracy of the measured $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$. The discrepancy of the results comes mainly from the differences in the conditions between the simulation and the experiment. The simulated results are associated with the infinite half space, while the measured ones are related to a material of finite size. The slight variation of dipole length also affects the accuracy of the measured $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$. The disagreement between the results from this paper and those from Nelson *et al.* (2001) comes mainly from the different measurement techniques that were used; i.e., coupling measurement and transmission measurement, respectively. The differences of samples in experiments were also a source of error.

It can be seen in Fig. 7 that the ε'_r versus moisture content curve has an error of less than 5.9% compared to the data from Nelson *et al.*, (2001). However, the error is equal to 9.6 % when the moisture content is equal to 22 %. In addition, the error of ε''_r in Fig. 7 is higher

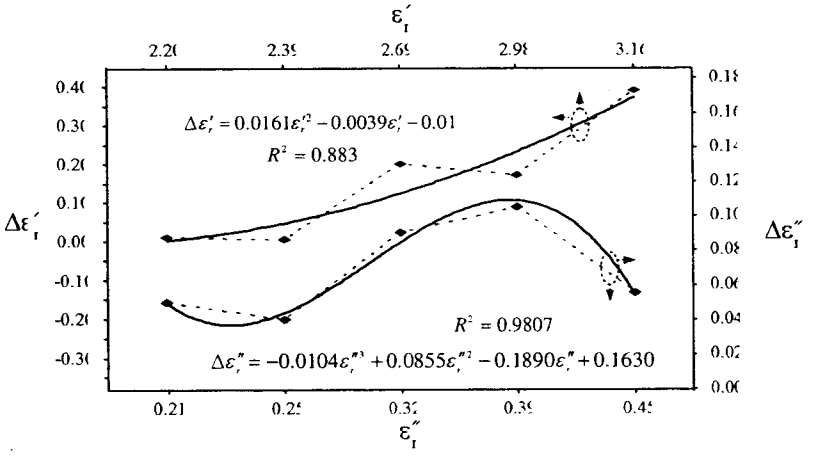


Fig. 8. Differences of measured ε_r' and ε_r'' from Nelson *et al.* (2001).

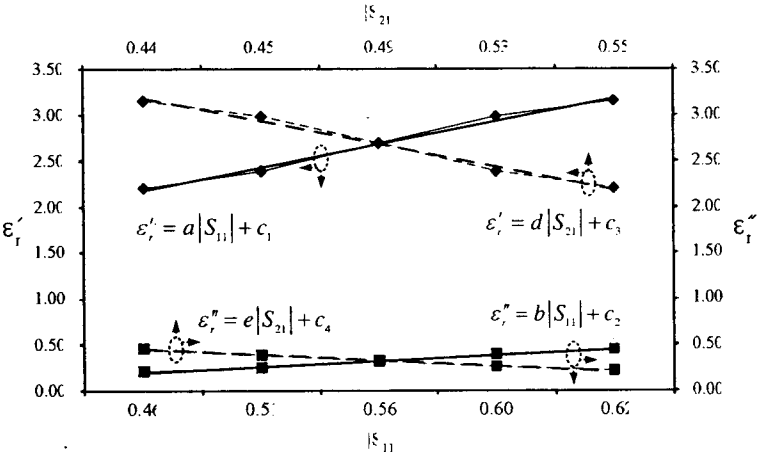


Fig. 9. Relationships of ε_r' and ε_r'' to $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$.

than that of ε'_r. The main reason for these errors was that simulations were performed by using an infinite half-space object while measurements were made on a finite size object.

To compensate for the error of the measured results, the data in Nelson *et al.* (2001) was used as reference data. The errors between the measured ε'_r and ε''_r ($\Delta\varepsilon'_r$ and $\Delta\varepsilon''_r$) and those from Nelson *et al.* (2001) are plotted in Fig. 8. The curve fitting representation of $\Delta\varepsilon'_r$ is

$$\Delta\varepsilon'_r = 0.0161\varepsilon'^2_r - 0.0039\varepsilon'_r - 0.01 . \quad (4)$$

It has R^2 equals 0.8830.

The representation of $\Delta\varepsilon''_r$ is

$$\Delta\varepsilon''_r = -0.0104\varepsilon''^3_r + 0.0855\varepsilon''^2_r - 0.1890\varepsilon''_r + 0.1630 \quad (5)$$

where R^2 is 0.9807. Once ε'_r and ε''_r were measured, the errors of $\Delta\varepsilon'_r$ and $\Delta\varepsilon''_r$ were added to them to obtain the corrected values.

The measured $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ at different moisture content, in Fig.7, implied different values of ε'_r and ε''_r. Figure 9 shows the relationship of ε'_r and ε''_r to $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$. It is evident that their relationship was almost linear. ε'_r and ε''_r may be represented by

$$\varepsilon'_r = a|S_{11}| + d|S_{21}| + k_1 \quad (6)$$

$$\varepsilon''_r = b|S_{11}| + e|S_{21}| + k_2 , \quad (7)$$

where $k_1 = c_1 + c_3$ and $k_2 = c_2 + c_4$ are constants. By using the following relations,

$$\min\{\varepsilon'_r - (a|S_{11}| + d|S_{21}| + k_1)\} \quad (8)$$

$$\min\{\varepsilon''_r - (b|S_{11}| + e|S_{21}| + k_2)\} , \quad (9)$$

the values of constants were found to be

$a = 2.63$ $d = -4.72$ $k_1 = 3.54$

$b = -2.82$ $e = -5.93$ $k_2 = 4.78$.

From the measured $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$, ε'_r and ε''_r were found from (6) and (7). The corrected ε'_r and ε''_r were obtained by adding to them $\Delta\varepsilon'_r$ and $\Delta\varepsilon''_r$ in (4) and (5), respectively. Then, moisture content was calculated from (1) and (3). It is obvious that the moisture content may be obtained by a simple calculation scheme. This scheme enables a simple design for the handheld sensor.

In order to be able to use the sensor in practical situations, the measurement system must be simple and cost effective while providing sufficiently accurate readings. This section reports a low cost, yet very useful, measurement system that was experimentally tested and validated. The block diagram of the proposed system composing of a transmitter and a receiver is shown in Fig. 10. The transmitter module consists of a MAX2753 VCO and a LMX2347 PLL for generating the frequency of 2.45 GHz. The -8 dBm output power is amplified by a 13.5 dB gain MAX2641 low noise amplifier. The incident and reflected powers are sensed, through a dual directional coupler with 21 dB coupling factor, by MAX4003 RF power detectors #1 and #2, respectively. The transmitted signal is radiated by a transmitting dipole and coupled to the paddy to a receiving dipole. In the receiver, the received signal is amplified by a 13.5 dB gain of a MAX2641 low noise amplifier. The coupled power is measured by a MAX4003 RF power detector #3. The RF powers are converted to DC voltage by these detectors. The output voltages from the power detectors are converted to digital signals by a MAX1272 analog to digital converter. They are processed by the PIC16F876 8 bits microcontroller. The output values of the reflected and coupled voltages are displayed on an LCD.

From Fig. 2b), the lowest value of $|S_{21}|$ was 0.31(-5.1 dB), and the minimum received power was obtained by multiplying this $|S_{21}|$ with the transmitted power. The output power from the amplified PLL signal of -8 dBm through the 21 dB coupling factor of the dual directional coupler was -24.1 dBm, which was within the operating range (-45 dBm) of the MAX4003 power detector. The coupled-dipole sensor was connected to the measurement system to measure coupled and reflected voltages, which were related to coupled and reflected powers, respectively.

IV. SYSTEM DESIGN AND EVALUATION

The sensor was attached to the paddy surface contained in a plastic container (see Fig. 11). The system was calibrated by placing the sensor up in the air (surrounded by RF absorbers) to measure $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ of the free space. Then, the measured values were compared to the

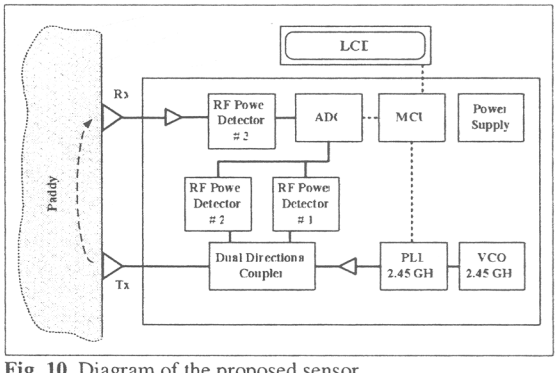


Fig. 10. Diagram of the proposed sensor.

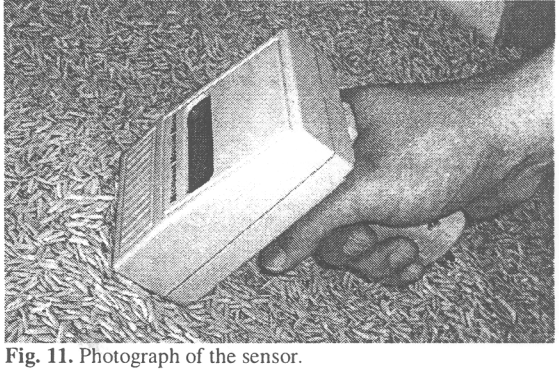


Fig. 11. Photograph of the sensor.

values from the simulation by using IE3D. The simulated $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ were 0.601 and 0.359, while the cor-

responding values from measurements were 0.991 and 0.088, respectively. Therefore, the calibration factors of $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ were 0.606 and 4.079, respectively. These factors were multiplied to the measured values of $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ before they were plotted on the surface curve in Fig. 12. The percentage of moisture content was calculated from the obtained relative complex permittivity according to the moisture content determination procedure in Nelson *et al.* (2001) and the compensation scheme in the previous section. The moisture contents of paddy were measured at 15 different positions for each sample of various moisture content levels by a network analyzer and by the proposed sensor, as shown in Table 1. It is relevant that, by using the standard oven-drying method as a reference method, the proposed sensor provides accurate results with slightly higher errors than those from the network analyzer ones.

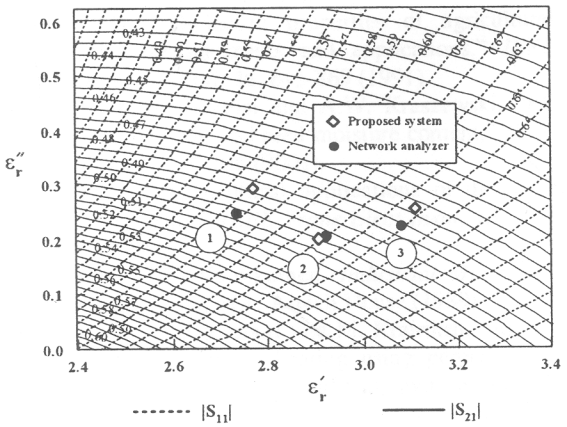


Fig. 12. $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ from the proposed sensor and the network analyzer on the surface curve.

V. CONCLUSIONS

Due to the need of a sensor for determining moisture content in a continuous paddy drying process, a coupled-dipole sensor is proposed. It has a feature of compact design of which reflection and coupling coefficients are measured and plotted on a surface curve of $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ in the ε'_r, ε''_r plane. The sensor is designed and tested to operate at the frequency of 2.45 GHz. Evaluation of moisture content determination was carried out and compared to the data in the literature. Accurate ε'_r was obtained when the moisture content was less than 19 %. However, ε''_r had a higher error than that of ε'_r due to the different measurement techniques (transmission and coupling measurements). Furthermore, the design curve was plotted from the calculation based on an infinite half space, while the measurements were performed using a finite size object. This work proposed a compensation scheme to reduce error. A prototype sensor was designed and tested. Accurate moisture content readings can be made with this simple system that fulfills the need of quality control of a continuous paddy drying system.

ACKNOWLEDGMENT

The authors appreciate Dr. P. Sirisomboon, Department of Agricultural Engineering, King Mongkut's Institute Technology Ladkrabang, Thailand, for her assistance in moisture content measurement with the standard oven technique.

This work was supported by the Thailand Research Fund through the Royal Golden Jubilee Ph.D. Program (Grant No. PHD/0027/2547) and the Senior Research Scholar Program (Grant No. RTA – 5180002).

REFERENCES

Aguerre, R.J., M. Tolaba and C. Suarez, "Modeling volume changes in food drying and hydration," *L.A.A.R.;* **38**, 345-349 (2008).

Antonyk, N.A., I.S. Kruglov, V.V. Zagoskin, L.P. Ligthart, A.S. Shostak, V.N. Iljushenko and B.I. Avdochenko, "Measurement of the complex dielectric permittivity of homogeneous media with dipole antenna sensors," *Proc. European Radar Conference*, Amsterdam, 169-172 (2004).

ASAE, "Moisture measurement-unground grain and seeds," *45th Edition: American Society of Agricultural Engineering*, 551 (1998).

Hasted, J.B., *Aqueous Dielectrics*, London, U.K.: Chapman & Hall (1973).

Hippel, A.R.V., *Dielectric Materials and Applications*, New York: Wiley (1954).

Jaeger, H.M. and S.R. Nagel, "Granular solids, liquids and gases," *Rev Mod Phys*; **68**, 1259-1273 (1996).

Kandala, C.V.K., C.L. Butts and S.O. Nelson, "Capacitance sensor for nondestructive measurement of moisture content in nuts and grain," *IEEE Trans Instrum Meas*, **56**, 1809-1813 (2007).

Table. 1, Comparison of measured moisture content between network analyzer and the proposed sensor (referenced to standard oven-drying method).

Sample number	Percentage of moisture content of paddy				
	Standard oven	Network analyzer	|% Error|	Proposed sensor	|% Error|
1	13.22	13.44	1.66	12.96	1.97
2	15.14	14.75	2.57	14.73	2.71
3	16.75	16.62	0.78	16.35	2.39

Note : $|\%\ \text{Error}| = \dfrac{\left|M_{\text{Standard oven}}(\%) - M_{\text{Network analyzer / Proposed sensor}}(\%)\right|}{M_{\text{Standard oven}}(\%)} \times 100$

Kharkovsky, S.N., M.F. Akay, U.C. Hasar and C.D. Atis, "Measurement and monitoring of microwave

reflection and transmission properties of cement-based specimens," *IEEE Trans Instrum Meas*; **51**, 1210-1218 (2002).

Kong, J.A., *Electromagnetic Wave Theory*, Wiley Interscience (1990).

Kraszewski, A.W., *Microwave Aquametry*, New York: IEEE Press (1996).

Ma, Z. and S. Okamura, "Permittivity determination using amplitudes of transmission and reflection coefficients at microwave frequency," *IEEE Microwave Theory Tech*, **47**, 546-550 (1999).

Menke, F. and R. Knochel, "New density-independent moisture measurement methods using frequency-swept microwave transmission," *Proc IEEE MTT-S Int Microw Symp Dig*; **3**, 1415-1418 (1996).

Meyer, W. and W.M. Schilz, "Feasibility study of density-independent moisture measurement with microwaves," *IEEE Trans Microw Theory Tech;* **MTT-29**, 732-739 (1981).

Nelson, S.O., "Dielectric properties of agricultural products-measurements and applications," *IEEE Trans Elect Insul*, **26**, 845-869 (1991).

Nelson, S.O., S. Trabelsi and A.W. Kraszewski, "RF sensing of grain and seed moisture content," *IEEE Sensors*, **1**, 119-126 (2001).

Nelson, S.O., "Agricultural applications of dielectric measurements," *IEEE Trans Elect Insul*, **13**, 688-702 (2006).

Nyfors, E. and P. Vainikainen, *Industrial Microwave Sensor*, Boston, MA: Artech House (1989).

Sangdao, C., A. Roeksabutr and M. Krairiksh, "An applicator for uniform heating using perpendicular slots on a concentric cylindrical cavity excited by perpendicular waveguides," *International Journal of Electronics*, **93**, 313-334 (2006).

Seker, S. and H. Abatary, "New frequency-dependent parametric modeling of dielectric materials," *Int J Electron Commun (AEU),* Elsevier, 320-327 (2005).

Shostak, A., V. Zagoskin, L. Ligthart and V. Iljushenko, "Analysis of a linear dipole antenna system for measurement the complex dielectric permittivity," *Proc. the 14th International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications*, 294-298 (2002).

Trabelsi, S., A.W. Kraszewski and S.O. Nelson, "New density independent calibration function for microwave sensing of moisture content in particulate materials," *IEEE Trans Instrum Meas;* **47**, 613-622 (1998).

Trabelsi, S., A.W. Kraszewski and S.O. Nelson, "Determining physical properties of grain by microwave permittivity measurement," *Trans ASAE*; **42**, 531-536 (1999).

Trabelsi, S., A.W.Kraszewski and S.O.Nelson, "New calibration technique for microwave moisture sensors," *IEEE Trans Instrum Meas*; **50**, 877-881 (2001).

Trabelsi, S., S.O. Nelson and O. Ramahi, "A low-cost microwave moisture sensor," *Proc. the 36th European Microwave Association,* 447-450 (2006).

Venkatesh, M.S. and G.S.V. Raghavan, "An overview of microwave processing and dielectric properties of agri-food materials," *Biosystems Engineering, Postharvest Technology,* Elsevier, 1-18 (2004).

Received: October 12, 2008
Accepted: July 1, 2009
Recommended by Subject Editor: Jorge Solsona

1.8 **M. Krairiksh, "A Handset Adaptive Antenna using Phaed-Array of Switched-Beam Element," journal of the Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics Vol. 17.No.3 (2009).**

Journal of the Japan Society
of
Applied Electromagnetics and Mechanics

Reprint

Volume 17 Number 3

September 2009

The Japan Society of Applied
Electromagnetics and Mechanics

A Handset Adaptive Antenna using Phased-Array of Switched-Beam Elements

M. Krairiksh
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

This paper describes the development of a handset adaptive antenna using a constant modulus algorithm (CMA). The antenna is a switched-beam phased array antenna which can assist in initialization of CMA. The method to improve convergence property of CMA exploits a beam with maximum received power from several switched-beams of the antenna as an initial beam. A square patch of one wavelength width provides a bidirectional pattern that beam switching can be accomplished by switching a feeding probe position. A single stub is designed to match the input impedance. The system can be miniaturized by replacing analog phase shifters and a power combiner by digital beam synthesis. Simulation results in term of signal-to-interference plus noise ratio (SINR) are shown to validate that the proposed antenna has a good performance and is suitable for installation on a handset.

Key Words: handset adaptive antenna, phased array of switched beam elements

1. Introduction

Modern wireless communication systems, e.g. 4G will provide high data transmission rate (exceeding 100 Mb/s) to support the concept of mobile multimedia: anytime, anywhere and anyone [1]. It is expected to operate in the frequency band of 4–5 GHz. The performance and capacity of the wireless communication systems are limited by multipath fading, delay spread and co-channel interference [2]. The technology to overcome these impairments is smart antennas which can be classified into three categories: diversity antenna, switch-beam antenna, and adaptive antenna [3]. Generally, smart antennas are used at the base station in order to improve the performance of uplink signals [4]. However, interference cannot be completely suppressed. An alternative solution is the introduction of an adaptive array antenna in the handset, for the downlink, if the problems of limited of physical size, the change of radiation patterns due to effect of chassis and its orientation, biological effect of human operator, and high manufacturing cost due to complexity of the circuit, are solved.

Handset adaptive antennas have been continuously developed. Braun et al. [5] performed measurement of interference rejection capability of smart antennas on mobile telephones. Combining schemes of diversity antenna on a handset were discussed. The effect of delay-spread and fading on the performance of an adaptive dual-antenna handset has been investigated [6]. A diversity handset antenna was designed to combine received signals with a fixed beam and simultaneously created a scanning beam. It has a diversity gain of 9 dB and a coverage area of 99% for normal walking speed [7]. An adaptive dual-antenna array was designed and tested for handset applications at 1.9 GHz. The measured gain improvement of 7 dB was achieved [8]. The antenna in handsets were investigated for improving performance of 3G [9] and 4G [10] mobile communications, respectively. The mobile terminal adaptive antenna which consists of two antenna elements on the finite ground plane was analyzed in simple propagation models. Minimum mean square error (MMSE) value was improved by 19–44 dB in various conditions [11].

In the past, coefficient adjustment of an adaptive antenna relied upon a reference signal, which is often referred to as a training sequence. During the last decade, *blind* adaptive algorithm has received considerable interest for its application in mobile communication system, see e.g. [12]. By using blind algorithms, training sequence can be eliminated. One of the most representative methods of blind adaptation is a constant modulus algorithm (CMA) [13]. The algorithm can mitigate interference without a need for training sequence on a condition that the envelope of the transmitted signal is constant.

Recently, a phased array was utilized in initializing a constant modulus algorithm adaptive antenna [14]. It was shown that a low cost system can improve convergence property of such adaptive antenna. A phased array antenna of switched-beam elements was presented [15]. It was modified to operate at 5.8 GHz that is suitable for installation on a handset. Twelve beams of the switched-beam

Correspondence: M. Krairiksh, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
email: kkmonai@kmitl.ac.th

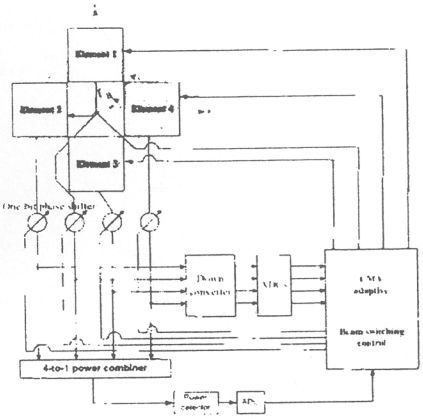
element phased array antenna were selected to be exploited to initial CMA [16]. According to the advantages of blind algorithm of CMA and beam switching feature for CMA initialization, they are suitable for handset applications.

2. A Handset Adaptive Antenna Using Phased Array of Switched Beam Elements

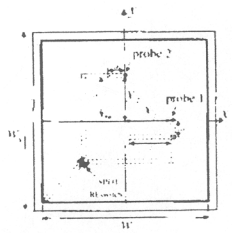
2.1 System principle

The architecture of the proposed handset adaptive antenna is shown in Fig. 1(a). The antenna is a switched-beam phased array antenna that operates at the frequency of 5.8 GHz. Each element of the antenna is designed to provide the radiation patterns which can be switched to x and y directions in azimuth plane by selecting the appropriate RF switch for feeding probes. The antenna element possesses bi-directional patterns. Subsequently, the switched-beam element is arrayed based upon circular array principle. The array radius "r_a" was chosen as 0.3λ in order to obtain the desirable front-to-back (F/B) ratio of 10 dB. Here, the antenna can generate several radiation patterns by switching each element pattern. Moreover, a main beam of the antenna can be switched into more directions by utilizing four one-bit phase shifters offering a cost-effective solution [15].

In this work, since the above antenna should be suitable for applying in a handset adaptive array system, the peak beam direction θ_0 of 45° was defined to tilt the beam of the antenna for the specific coverage area. With one-bit phase shifters of ±54°, switching the main beam into four directions, particularly at ϕ_0 = 45°, 135°, 225°, and 315° is possible. Selection of phase excitation for each antenna element was identical to what was described in [16]. The excitation was initially employed for switching of the main beam into four different quadrants. Then, the main beam is recursively adjusted in accordance with CMA. Twelve beams which can cover the service area (360°) is selected and exploited to initial CMA. The control signal of the phase excitation for four one-bit phase shifters can be generated by a part of the signal processing unit. A received power of each individual beam obtained from beam-switching is measured. This received power estimation can be accomplished by power detector. The decision to the maximum received power is performed in signal processing part. A beam with maximum received power will be selected as an initial beam for CMA. Note that the proposed handset adaptive antenna system is purely blind and easy to be further implemented with additional simple hardware i.e. power detector and analog to digital converter (ADC). Thus, it is suitable for installation on a handset.



(a) Configuration.



(b) Array element.

Fig. 1 Proposed handset adaptive antenna.

2.2 An array element

A dual feed switched-beam patch antenna is a square patch with length of each side w. The patch height is h with dielectric constant of the substrate ε_r. The patch is located on xy plane and is fed by a probe located either at (x_f, 0, 0) or (0, y_f, 0) as shown in Fig. 1(b). The pattern can be switched by a single pole double throw (SPDT) switch located on the opposite side of the patch antenna.

When the antenna is fed by probe 1 at (x_f, 0, 0), by using the transmission line model, there will be waves propagating to $\pm y$ directions. The antenna length w along the y axis is one wavelength in dielectric substrate (λ_d). Therefore, electric fields E_z on the apertures at $\pm y$ are in phase. Amplitude distribution is uniform along the aperture length in x direction. The corresponding electric field distribution is the TM_{020} mode (uniform distribution

along x direction and two half cycles along y direction). For the cavity model, the apertures at $\pm x$ are non-radiating apertures since electric field on each slot is cancelled out. The apertures at $\pm y$ are radiating apertures with in-phase excitation. The resultant magnetic current densities M_s on both apertures have opposite direction radiating electric field as array antenna with $K\lambda_0$ separation. K is arbitrary constant and λ_0 is free space wavelength. This array radiates bidirectional pattern having peak at $\pm y$ directions with vertical polarization when K is less 1. The obtained patterns are all same as the previously developed patch antenna in [17] but the fabrication process is less complicated.

The antenna was analyzed for operating at the frequency of 5.8 GHz by using CST electromagnetic simulator [18]. Dielectric constant ε_r and height h of the substrate are 10 and 1.58 mm, respectively. The patch width w is 15.8 mm and the dielectric width w_s is 19 mm.

The feeding system consisting of transmission lines and a RF switch are mounted on the opposite side of the patch antenna. The transmission line has 50 Ω characteristic impedance. An open stub is designed to match the patch antenna to the transmission line. It should be noted that most of the antenna system are phase shifters and the power combiner. The system can be miniaturized by using digital beam synthesis which will be discussed in the next section.

3. A Proposed CMA Adaptive Antenna Using Digital Beam Synthesis

3.1 Proposed system

Fig. 2 depicts the architecture of the proposed CMA adaptive array antenna using digital beam synthesis. The four-element circular array antenna is used in the system. Following the derivation in [19], the array radius a is selected to be 0.3λ to obtain the desirable characteristic.

The complex signals received by n^{th} antenna element and then down converted are digitized by analog-to-digital converters (ADCs). The received signals can be defined as

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}\mathbf{s}(k) + \boldsymbol{\eta}(k) \tag{1}$$

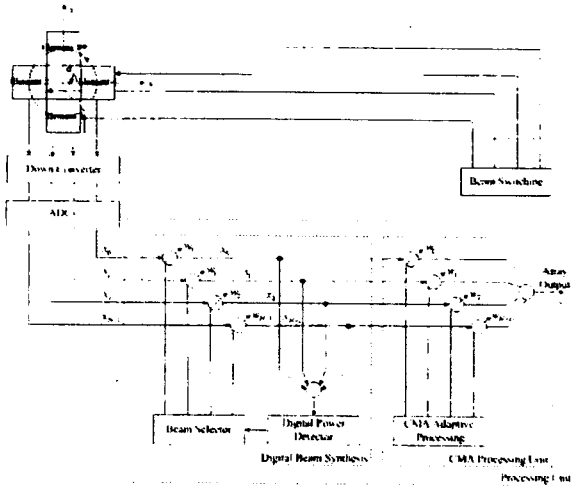


Fig. 2 Architecture of CMA adaptive antenna using digital beam synthesis.

where $\mathbf{s}(k)$ and $\boldsymbol{\eta}(k)$ are the transmitted signal and additive noise vectors, respectively.

The matrix A denotes an array response. We may write the received signal vector and the array response based on a circular array principle as

$$\mathrm{x}(k) = [x_0(k)\, x_1(k) \ldots x_{N-1}(k)]^T \tag{2}$$

and

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} e^{-jka\sin\theta\cos(\phi-\phi_1)} \\ e^{-jka\sin\theta\cos(\phi-\phi_2)} \\ \vdots \\ e^{jka\sin\theta\cos(\phi-\phi_n)} \end{bmatrix} \tag{3}$$

, respectively. Here ^{T} and k denotes a vector transpose and propagation constant, respectively. The output from each ADC is then multiplied by a weight to synthesize beams. Taking into account the weight-multiplication, the effective input of the CMA antenna system $\tilde{\mathbf{x}}(k)$ can be expressed as

$$\tilde{x}_i(k) = w_i x_i(k) \tag{4}$$

where the weight-multiplication

$$w_i(k) = e^{j i\alpha} \quad , i = 0, \ldots, N \tag{5}$$

Here, α is a progressive phase between each element, which can be obtained from

$$\alpha_n = -ka\sin\theta_0\cos(\phi_0 - \phi_n) \tag{6}$$

where θ_0 and ϕ_0 are the main beam directions in elevation and azimuthal plane, respectively. ϕ_n is the angular position of nth element on x-y plane. Collecting the effective input $\tilde{x}_i(k)$, we may write

$$\tilde{x}(k) = [\tilde{x}_0(k)\ \tilde{x}_1(k)\ \ldots\ \tilde{x}_{N-1}(k)]^T . \quad (7)$$

The complex signal effective input $\tilde{x}_i(k)$ is then multiplied by an adjustable complex weight $\tilde{w}_i(k)$. Therefore, using matrix-vector notation the adaptive array output is written as

$$y(k) = \tilde{w}(k)^H \tilde{x}(k) \quad (8)$$

where

$$\tilde{w}(k) = [\tilde{w}_0(k)\ \tilde{w}_1(k)\ \ldots\ \tilde{w}_{N-1}(k)]^T \quad (9)$$

where ^{H} is the vector conjugate transpose. The CMA adjusts the weight vector $\tilde{w}(k)$ in a way that the cost function J_{pq} defined as

$$J_{pq} = E[(|y(k)|^p - \sigma^p)^q] \quad (10)$$

is minimized. Note that p and q are positive integer and σ is the amplitude of the array output in the absence of interference. For simplicity, p and q are chosen to be two. The steepest descent algorithm is used as an iterative minimization of the cost function J_{pq}. That is

$$\tilde{w}(k+1) = \tilde{w}(k) - \mu \nabla J_{pq}(k) \quad (11)$$

where μ is a small step size governing convergence rate and ∇J_{pq} is an unbiased estimate of the gradient of the cost function with respect to $\tilde{w}(k)$. In practice, instantaneous estimates of the gradient are employed for adaptation. With $p = q = 2$, it is easily verified that

$$\tilde{w}(k+1) = \tilde{w}(k) - 4\mu\tilde{x}(k)y^*(k)(|y(k)|^2 - \sigma^2) \quad (12)$$

A main beam of the antenna in Fig. 2 is switched into different directions by choosing weight vectors according to Eq. (6). During switching the main beam, the received signals from each antenna element are combined together and then measured by a digital power detector. The beam with maximum received power is selected and then exploited as an initial beam for CMA.

Note that phase-multiplication similar to phase-excitation in a phased array principle is performed in a processing unit rather than in RF-front-end part compared to existing system.

3.2 Initial-beam synthesis

Several beams of the proposed antenna using digital beam synthesis are determined. To switch the main beam of the antenna, Eq. (6) is used. Sixteen beams are selected to cover the service area of 360°. The main beam of the antenna can be switched into sixteen directions, i.e. ϕ_0 = 22.5°, 45°, 67.5°, 90°, 112.5°, 135°, 157.5°, 180°, 202.5°, 225°, 247.5°, 270°, 292.5°, 315°, 337.5°, and 360°. Thus, six teen

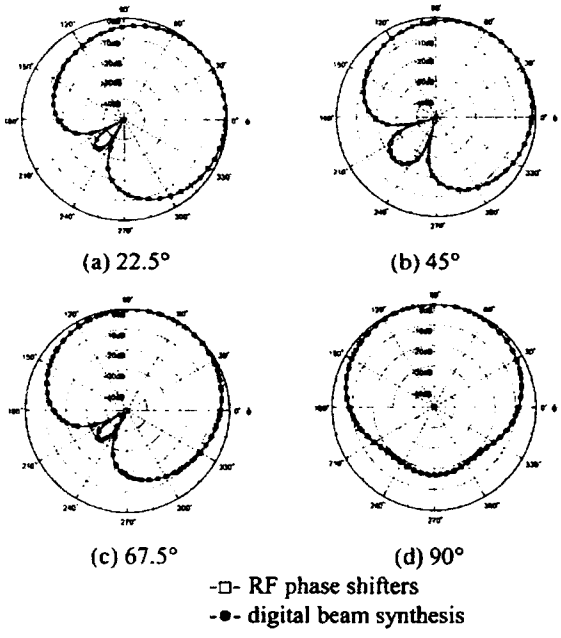


Fig. 3 Radiation patterns of the antenna using RF phase shifters and digital beam synthesis whereby their main beams directs to (a) 22.5° (b) 45° (c) 67.5° (d) 90°.

weight vectors are required. By applying digital beam synthesis, 8-bit weights and 8-bit input and outputs are selected. In the aspect of implementation, choosing weight vectors to synthesize beams in each direction can be accomplished by multiplexers.

For example, Fig. 3 illustrates the antenna patterns whose main beam directions being ϕ_0 = 22.5°, 45°, 67.5° and 90°. The figures reveal that the radiation patterns of the antenna using RF phase shifters are almost identical to that of the antenna using digital beam synthesis with 8-bit weights. The beams of the antenna using digital beam synthesis will be exploited to initial CMA and its advantage will be shown in the next section.

4. Performance of the Proposed Handset Adaptive Antenna

Simulations were conducted to evaluate the performance of the proposed handset adaptive antenna. The desired and interference signals were π/4-QPSK-modulated and propagated through an additive white Gaussian noise (AWGN) channel. In practical wireless environment, the received power of interference signal due to co-channel and multi-path fading is normally smaller than that of desired

signal. Therefore, in our simulations the power of the desired signal was set to be 3 dB stronger than that of the interference. Furthermore, parameters of the switched-beam element phased array antenna presented in [16] were used. Signal to Noise Ratio (SNR) was set to be 20 dB.

Fig. 4 shows the SINR trajectory of CMA. The incident angles of desired and interference signal were 60° and 150°, respectively. Here, it was assumed that a beam with maximum received power could be perfectly determined and was used for CMA initialization. With maximum received power, the main beam achieved by digital beam synthesis was switched into the first quadrant from all of four quadrants. Next, each antenna element was applied to provide its radiation pattern being bi-directional in y direction. Therefore, the main beam employed to initial CMA directs to ϕ_0 = 70°. Clearly, the proposed handset adaptive antenna (with beam-switching initialization) has faster convergence rate than the antenna without beam-switching initialization.

We have to ensure that the proposed handset adaptive antenna can operate in practical environment. Therefore, the number of interference signal is increased to be two. In the simulation, the angles of one desired and two interference signals were 45°, 90°, and 360° respectively. The direction of an initial main beam corresponding to maximum received power was ϕ_0 = 45. Fig. 5(a) shows the SINR trajectories of CMA in this case. The figure reveals that the antenna can mitigate the effect of two interference signals. Without beam-switching initialization, SINR diverges. Radiation patterns in Fig. 5(b) shows that the antenna with beam switching initialization can suppress both interferences while those without beam switching initialization can suppress only one interference signal.

5. Conclusion

In this paper, investigations on handset adaptive antenna were reviewed. Then, principle of a handset adaptive antenna using phased-array of switched-beam elements was described. In order to provide simple implementation, a dual feed switched-patch antenna was proposed. Since phase shifters and power combiner occupy large space in the antenna system, a digital beam synthesis was proposed to miniaturize the antenna system. SINR convergence was significantly improved by using the proposed technique. It was shown that the system has good performance although two interferences were input to the system. This handset adaptive antenna is a good candidate in improving performance of the modern wireless communications.

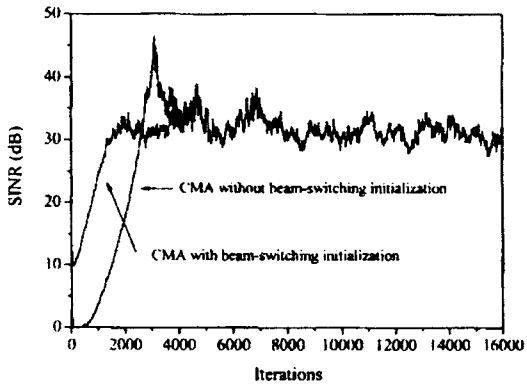
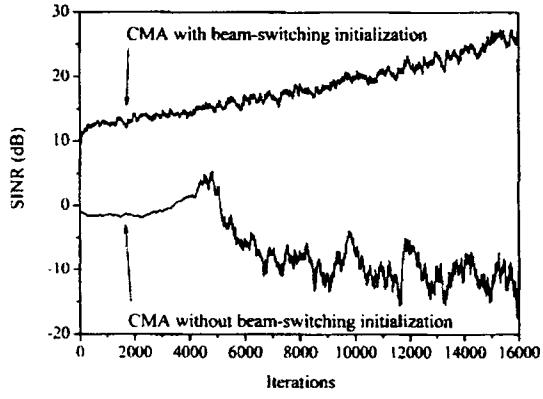
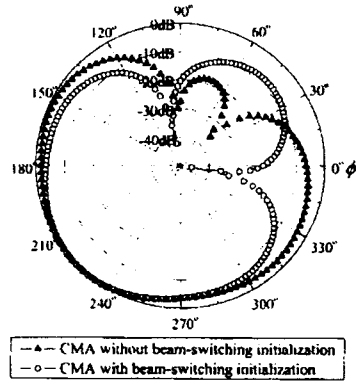


Fig. 4 SINR trajectory of CMA with and without switched-beam initialization.



(a) SINR Trajectory



(b) Radiation patterns

Fig. 5 Performance of CMA when there are one desired and two interference signals.

Acknowledgment

This work was supported by the Thailand Research Fund under contract No. RTA5180002.

References

[1] S. Frattasi, H. Fathi, H. P. Fitzek, and R. Ramjee, "Defining 4G technology from the user's perspective," *IEEE Network*, pp. 35-41, 2006.

[2] J. H. Winters, "Smart antennas for wireless systems," *IEEE Personal Communications*, pp. 23-24, 1998.

[3] T. K. Sarkar, M. C. Wicks, M. Salazar-Palma, and R. J. Bonneau, *Smart Antenna*, John Wiley & Sons, 2003.

[4] K. Ogawa, A. Yamamoyo, and J. Takada, "Multipath performance of handset adaptive array antennas in the vicinity of a human operator," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 8, pp. 2422-2436, 2005.

[5] C. Braun, M. Nilsson, and R. D. Murch, "Measurement of the interference rejection capability of smart antennas on mobile telephones," *Proc. of IEEE Vehicular Technology Cenference*, Vol. 2, pp. 1068-1073, 1999.

[6] G. Dolmans and L. Leyten, "Effect of delay-spread and fading on the performance of an adaptive dual-antenna handset," *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 1, pp. 77-81, 1999.

[7] G. Dolmans and L. Leyten, "Performancs study of an adaptive dual antenna handset for indoor communications," *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, Vol. 146, No. 2, pp. 138-144, 1999.

[8] T. A. Denidni, D. Mcneil, and G. Y. Delisle, "Experimental investigations of a new adaptive dual-antenna array for handset applications," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol. 52, No. 6, pp. 1417-1423, 2003.

[9] M. J. Spencer, "Smart antennas in handset for improving 3G performance," *Proc. of International Conference on 3G Mobile Comm. Tech.*, pp. 53-57, 2003.

[10] A. Hirata, S. Mitsuzono, and T. Shiozawa, "Feasibility study of adaptive nulling on handset for 4G mobile communications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 3, pp. 120-122, 2004.

[11] K. Imamura and H. Morishita, "Analysis of the mobile terminal adaptive array antenna in consideration of a case and elements," *Proc. of ISAP 2004*, Vol. 3, pp. 3191-3194, 2004.

[12] S. Haykin (Eds.), *Unsupervised Adaptive Filtering*. New York: John Willey & Sons, 2000.

[13] D. N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-28(11), pp. 1867-1875, 1980.

[14] A. Boonpoonga, P. Sirisuk, M. Chongcheawchamnan, S. Patisang, and M. Krairiksh, "Hardware-assisted initialization for constant modulus algorithm adaptive antenna," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 2, No. 4, pp. 303-311, 2008.

[15] P. Ngamjanyaporn, C. Phongcharoenpanich, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "Signal-to-interference ratio improvement by using a phased array antenna of switched-beam elements," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 5, pp. 1819-1828, 2005.

[16] A. Boonpoonga, P. Sirisuk, and M. Krairiksh, "A switched-beam element phased array antenna for CMA initialization," *Proc. the 36th European Microwave Conference (EuMC)*, Manchester, pp. 772-775, 2006.

[17] P. Ngamjanyaporn and M. Krairiksh, "Switched-beam single patch antenna," *Electron. Lett.*, Vol. 38, No. 1, pp. 7-8, 2002.

[18] CST Microwave Studio 2006.

[19] T. Tantisopharak, A. Boonpoonga, P. Sirisuk, and M. Krairiksh, "Simple initialization scheme for CMA adaptive antenna by using digital beam synthesis," *Proc. of ECTI-CON 2008*, Vol. 1, pp. 289-292, 2008.

Received: 27 November 2008/Revised: 28 March 2009

1.9 T.Hongnara, C. Mahattanajatuphat, P. Akkaraekthalin and M. Krairiksh, "A Multiband CPW-Fed Slot Antenna with Fractal Stub and Parasitic Line," Radioengineering, Vol. 18, No. 1, April 2009.

A Multiband CPW-Fed Slot Antenna with Fractal Stub and Parasitic Line

Tanan Hongnara[1], Chatree Mahattanajatuphat [1], Prayoot Akkaraekthalin[1], and Monai Krairiksh[2]

[1] Department of Electrical Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok
1518 Pibulsongkram Rd., Bangsue, Bangkok, Thailand 10800
[2] Department of Telecommunication Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok, Thailand 10520

tanan.hongnara@hotmail.com, cmp@kmutnb.ac.th, prayoot@kmutnb.ac.th, and kkmonai@kmitl.ac.th

Abstract. *This paper presents a multiband CPW-fed slot antenna with a fractal stub and its parasitic element. The conventional wideband slot antenna with fractal stub is modified by inserting the parasitic element surrounding the fractal stub that affects to change the attribution of wideband antenna to multiband antenna suitable for applications in wireless communication systems. The parasitic line surrounding the fractal stub can generate dual-notched frequency that has been controlled by varying the parameters of the parasitic structure. The lengths of slit and stub on the both side of the parasitic line can control the lower and higher notched frequencies, respectively. Additionally, the prototype of the proposed antenna can operate and cover the applications of DCS 1800, WiMAX IEEE 802.16, WLAN IEEE 802.11a/b/g, and IMT advance system (4G mobile communication system).*

Keywords surround

Multiband Slot Antenna, Fractal Stub, Tuning Notch Parasitic Element.

1. Introduction

Nowadays, the wireless communication systems are developing to support the demand of the people that is increasing every day. The explosion systems are coming with several operating bandwidths or frequencies. Therefore, the process of antenna design needs many requisitions including low profile, low cost, compact size, and multiband operation. The multiband operation is the most important requisition of produced antenna used for multiple wireless communication systems on one device.

Generally, there are two methods of antenna design to achieve multiband operation. For the first method, the multiband antenna is generated by multi-resonators that each resonator radiates independently the electromagnetic wave at each operating frequency. In [1], the conventional monopole CPW-fed antenna is developed by inserting the inverted L-pair of slits on a T-shaped ground plane and putting a U-shaped parasitic element to excite higher and lower operating frequencies, respectively. The multiband monopole antenna using three resonators is proposed in [2], that each resonator in different shape of strip line, bow tie, and parasitic loop can operate at different resonance frequencies. In [3], it is clearly seen that combining of monopole and loop antennas can produce the reconfigured antenna with dual-band operating frequency. Another method for designing multiband operation is modification or reconfiguration of antenna structure for generating notched frequency in a conventional wideband antenna. In [4], the wideband monopole antenna is modified by creating the pair of slits on a ground plane and a slot on an elliptical radiating patch causing two notched frequency bands in wideband antenna as resulting in multiband operation. The notched frequency of multiband antenna in [5] is created and experimented by inserting several slits and slots on radiating patch of wideband monopole antenna. In [6], the notched frequency increases as the U-shape slot on radiating patch antenna is increasing. Furthermore, the multiband antenna is achieved by using fractal geometry technique in the antenna design. The Minkowski and Sierpinski fractal geometries are used in [7-8], respectively. The fractal geometry generates the multi-resonance frequency due to the harmonic frequency of structure that affects to the unstable radiation patterns at each frequency. Also, the parametric study of fractal geometry is complex to find optimum value of impedance matching and tuning resonance frequency [9].

The slot antenna structure is very attractive for creating a wideband antenna because it is easy to match impedance and to control bandwidth. In [10], the conventional CPW-fed slot antenna can improve the impedance matching easily by varying dimension of rectangular stub. The slot antenna in [11] is designed to support the wideband antenna, which the modifying of ground plane affects to the impedance matching of at lower frequency along with the bandwidth of the antenna. In [12], the electrical length of stub is increased by the fractal geometry that affects to control operating bandwidth of slot antenna.

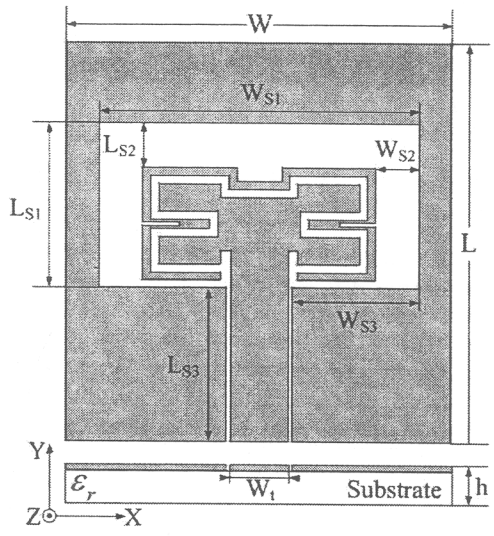


Fig. 1. The proposed slot antenna structure.

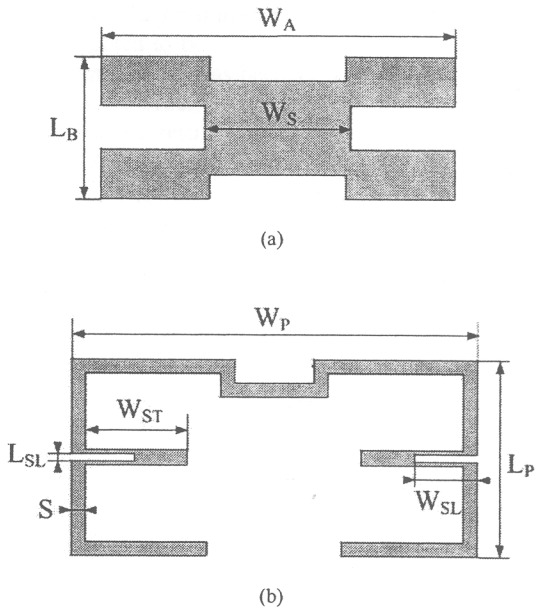


Fig. 2. The section of antenna structure with (a) the modified 1st iteration fractal stub and (b) the notch parasitic element.

This paper proposes a multiband CPW-fed slot antenna with fractal stub and its parasitic elecment. The multiband operation of antenna is produced by modifying a conventional CPW-fed wideband in [12] that using the fractal geometry on rectangular stub to control bandwidth. In order to create notched frequency of wideband slot antenna, usually a resonator in shape of slot, slit, or parasitic strip line can be employed [13-14]. However, this research uses a parasitic element surrounding the fractal stub to obtain two notched bands on wideband operation. The behavior of obtained notched bands is similar to harmonic frequency on the antenna structure. Additionally, two notched frequencies can be adjusted freely by changing the effective parameters of the notch parasitic element. The proposed antenna covers the application bands of DCS 1800 (1710-1880 MHz), WiMAX (3.3-3.8 GHz), WLAN IEEE802.11a/b/g (2.40-2.484 GHz/5.15-5.35 GHz), and IMT advanced system or 4th generation mobile communication system (3.4 - 4.2 GHz). The effective parameters of the designed antenna will be investigated by simulation that uses the full wave method of moment (MOM) software package, IE3D program. The prototype antenna with optimum values of all parameters will be fabricated and experimented. Finally, the antenna results will be verified and discussed.

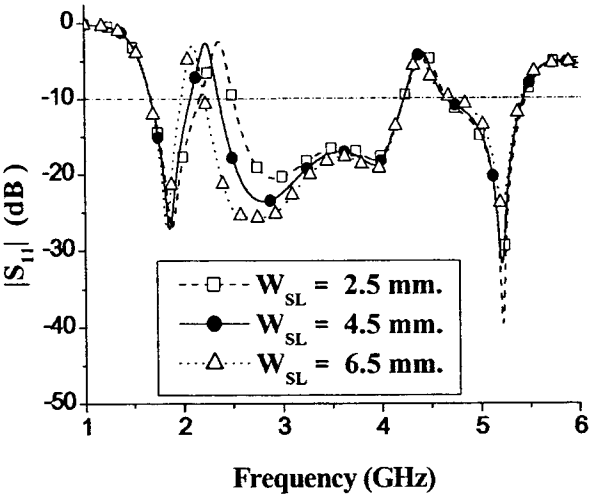
2. Antenna Design

The proposed antenna has been designed and fabricated on an inexpensive FR4 substrate with relative Permittivity of $\varepsilon_r = 4.2$ and thickness of $h = 0.8$ mm. The fundamental slot antenna consists of a fractal stub with an overall dimension of 10x25 mm (L_BxW_A). A 50 Ω CPW-fed line is used for exciting the antenna that it has the strip width (W_t) and distance gap of 7.2mm and 0.48mm, respectively.

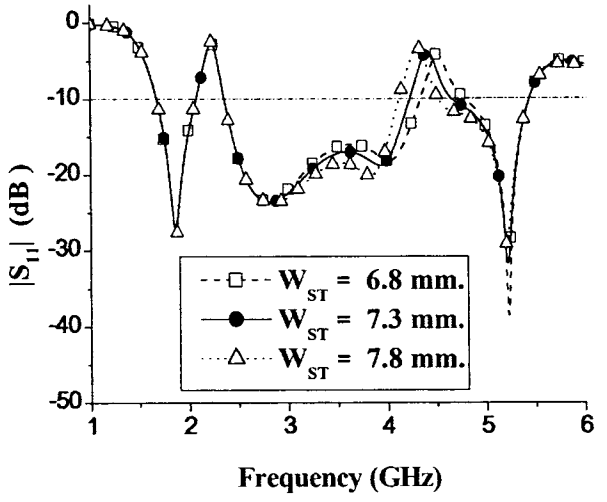
In process for creating multiband operation on a wideband slot antenna, the conventional wideband antenna with fractal stub of 1st iteration [12], as shown in Fig.2(a), is chosen to modify for a multiband slot antenna because the antenna bandwidth of slot antenna with 1st iteration fractal stub can satisfy to supporting the wireless communication systems without difficulty. The conventional wideband slot antenna is modified by adding a parasitic strip line, as shown in Fig.2(b), surrounding the modified fractal stub. The width of parasitic strip line and gap between the edge of fractal stub and parasitic line are 1 mm that the details of the overall antenna structure are displayed in Fig. 1. In order to study antenna parameters effecting to dual notched frequencies, the effective parameters of W_S, W_{SL}, and W_{ST} on the notch parasitic strip line and the fractal stub will be observed in next section. It can be seen that the optimum parameters of the proposed slot antenna are following: W = 48 mm, L = 50 mm, W_{S1} = 39.8 mm, L_{S1} =20.6 mm, W_{S2} = 5.42 mm, L_{S2} = 5.64 mm, W_{S3} =15.84 mm, L_{S3} = 19.28 mm, W_P =29 mm, L_P = 14 mm, L_{SL} = 0.3 mm, and S=1 mm.

3. Parametric Study

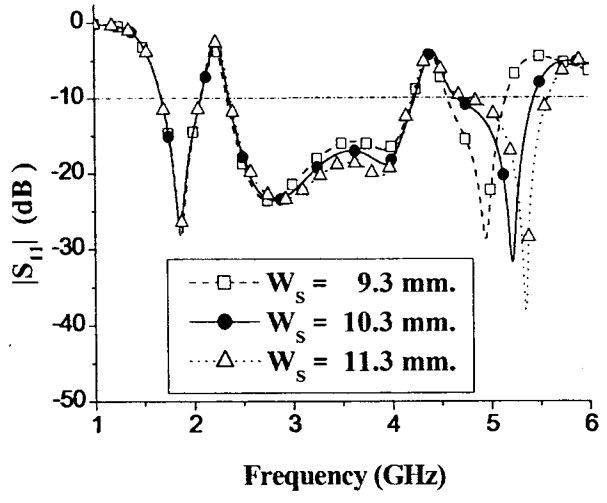
This section presents the studying of the important effective parameters to fully understand the behavior of antenna structure and to obtain the optimized values. The effective parameters of W_S, W_{SL}, and W_{ST} are investigated by varying one parameter at a time when fixing the other parameters.



(a)



(b)



(c)

Fig. 3. Simulated return loss results from the investigation of effective parameters of (a) W_{SL} (b) W_{ST}, and (c) W_S.

The initial parameters of the proposed antenna have been selected to be W_S = 10.3 mm and W_{ST} = 7.3 mm. As the parameter W_{SL} has been varied (W_{SL} = 2.5, 4.5, and 6.5 mm.) in the order to investigate the effects on the return losses, as the results are depicted in Fig. 3(a). From the results, the varying of W_{SL} parameter affects to the first notched frequency of multiband operation. As the W_{SL} increased, the first notched frequency is shifted to lower frequency. However, this parameter affects to level of return loss in the second resonance bandwidth, resulting from the changing of coupling value on slits in middle section of parasitic element. Next, the effective parameter W_{ST} is investigated by alternating parameter W_{ST} = 6.8 and 7.8 mm as the other parameters W_S = 10.3 mm and W_{SL} = 4.5 mm. The results of alternating parameter W_{ST} are depicted in Fig. 3(b). Then, the parameter W_{ST} increased, the second notch frequency is shifted to lower band frequency due to the extending coupling effect between parasitic line and stub. From the results, it can be clearly seen that the second notched frequency is mainly affected.

Additionally, the varying results of effective parameter W_S are illustrated in Fig. 3(c). The parameters W_{ST} and W_{SL} are defined to be 7.3 mm and 4.5 mm, respectively. The third resonant frequency is shifted to higher band frequency as the parameter W_S is increasing from 9.3 to 11.3 mm. While the parameter W_S is changed, it effects to electrical length on the edge of the fractal stub that usually effects to impedance bandwidth at higher band frequency of the conventional wideband slot antenna. Moreover, as the result, it has been clearly found that the changing of W_S does not effect to the center frequency of the dual notched frequency. Therefore, the optimal values of effective parameters include W_{SL} = 4.5 mm, W_{ST} = 7.3 mm, and W_S = 10.3 mm, which are determined for covering the operating frequency bands of 1.67 – 2.07 GHz, 2.35 – 4.23 GHz, and 4.65 – 5.43 GHz for the applications of DCS 1800 (1710 – 1880 MHz), WiMAX (3.3 – 3.8 GHz), WLAN IEEE802.11a/b/g (2.40-2.484 GHz/5.15-5.35 GHz), and IMT advanced system or 4th generation (4G) mobile communication system (3.4 – 4.2 GHz).

4. Results and Discussion

From investigation of various parameters of the modified fractal stub and the parasitic element, they affect the operating frequency bands of proposed antenna in the previous section. Hence, the suitable parameters as following: h = 0.8 mm, W = 48 mm, L = 50 mm, W_{S1} = 39.8 mm, L_{S1} =20.6 mm, W_{S2} = 5.42 mm, L_{S2} = 5.64 mm, W_{S3} =15.84 mm, L_{S3} = 19.28 mm, W_P =29 mm, L_P = 14 mm, L_{SL} = 0.3 mm, S=1 mm, W_{SL} = 4.5 mm, W_{ST} = 7.3 mm, and W_S = 10.3 mm are chosen to implement the prototype antenna by milling machine and etching into chemical. The prototype of proposed antenna is depicted in Fig.4. The simulated and measured return losses of the proposed antenna are illustrated in Fig.5. It is obviously seen that the

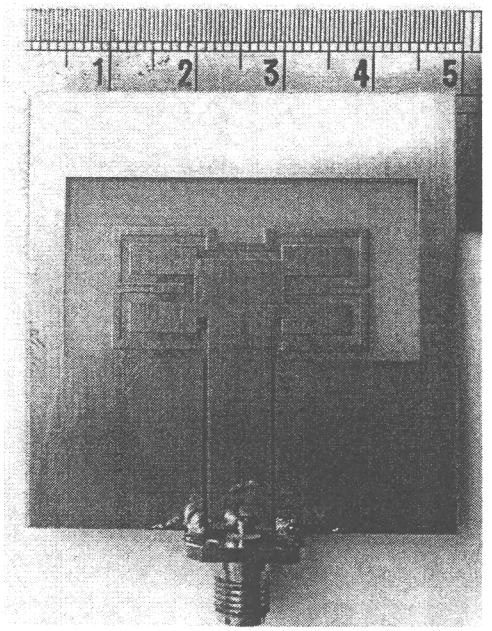


Fig. 4. Photograph of the fabricated multiband slot antenna.

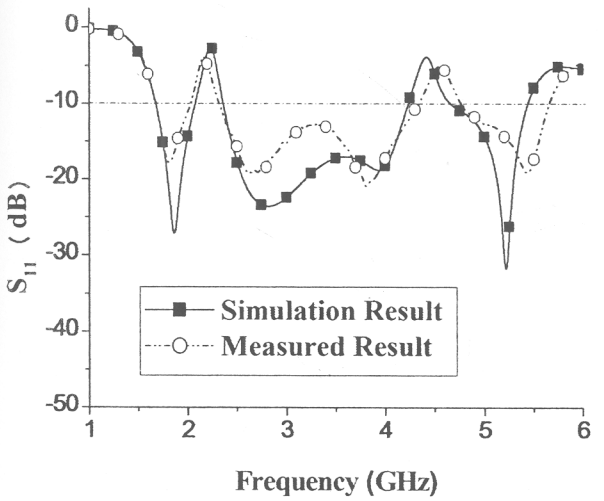
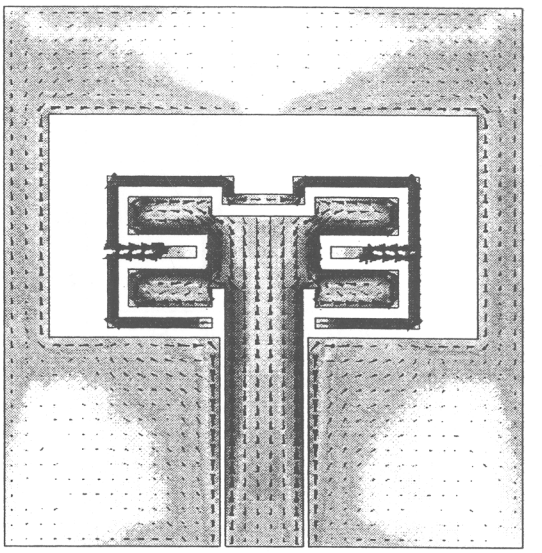
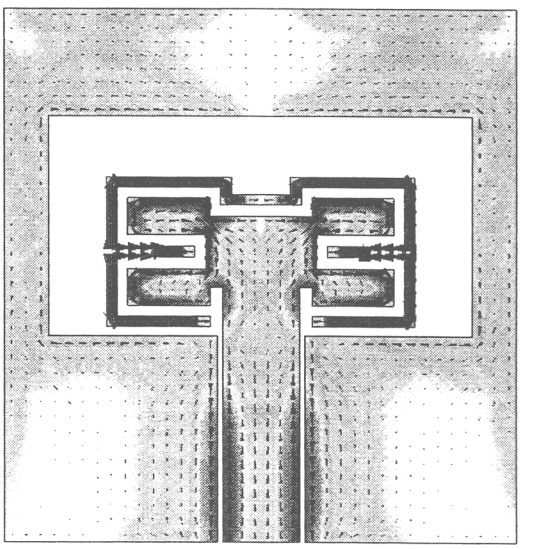


Fig. 5. Simulated and measured return loss results of proposed multiband slot antenna.



(a)



(b)

Fig. 6. Simulation result of current distribution at notched frequency of (a) 2.2 GHz and (b) 4.4 GHz.

difference between simulation and measured return losses of the antenna occurs because of the manufacture and the effect of an SMA connector to feed the antenna. However, the measured result of proposed antenna can support the operation bands of DCS 1800, WiMAX, WLAN IEEE 802.11 a/b/g, and IMT advanced system or 4th generation mobile communication system.

In order to explain the behavior of proposed antenna and clearly the occurred dual notched frequency in conventional wideband slot antenna, the simulation result of current distribution on the proposed multiband slot antenna at the notched frequency of 2.2 GHz and 4.4 GHz are simulated and analyzed by IE3D simulation software package, as illustrated in Fig. 6. As observation of the current distribution at dual notch frequency, it has been found that the current are more dense around of the twin quasi E-shape parasitic. Usually, the electric fields of conventional slot antenna propagate to ground plane around the stub that current density is distributed on the ground plane at operating frequency. While the parasitic line is inserted in slot between the stub and ground plane, the electric fields are induced to the parasitic line instead of the ground plane that cause the main current flowing in parasitic line. The current on the parasitic line produces the electric fields resulting in the appropriate distortion of electric fields between fractal stub and parasitic line to reduce the propagation fields at notch frequency.

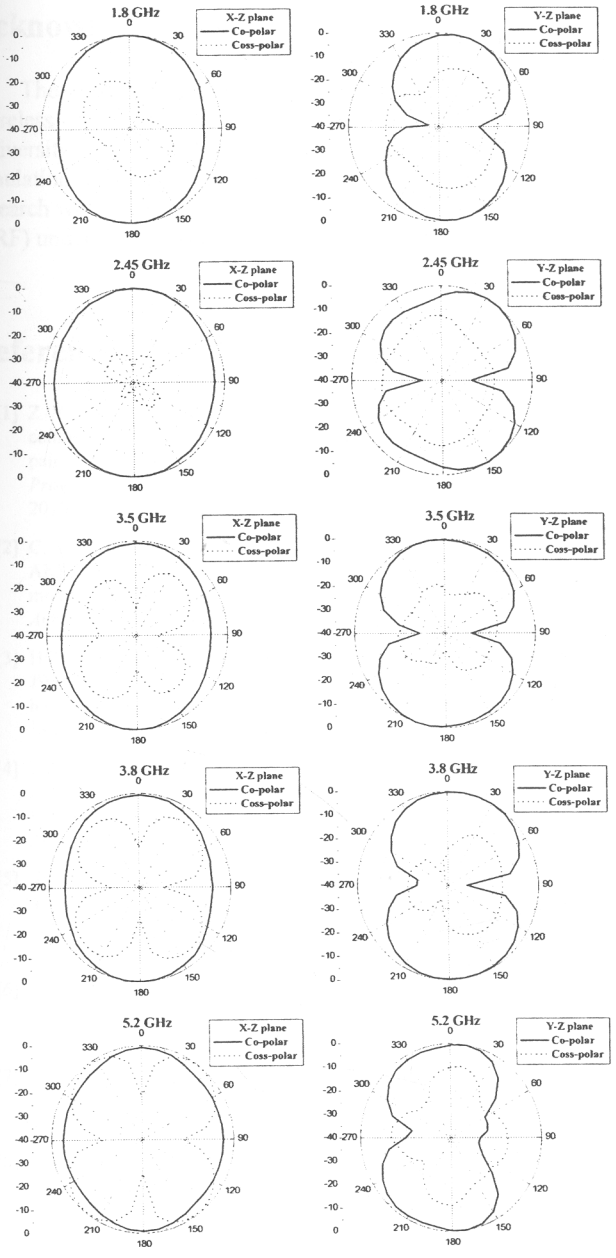


Fig. 7. Measured radiation patterns of the multiband proposed antenna at (a) 1.8 GHz, (b) 2.1 GHz, (c) 3.5 GHz, (d) 3.8 GHz, and (d) 5.2 GHz.

Therefore, the electrical lengths of L_a and L_b on parasitic line have approximately $0.35\,\lambda_0$ and $0.36\,\lambda_0$ at lower and higher notched frequency of 2.2 GHz and 4.4 GHz, respectively, as depicted in Fig. 6 (a) and (b). As the result, the occurred dual notch frequency can verified that it is the harmonic notched frequency. However, the both notched frequency of proposed antenna still independently adjusted due to the current density at lower notched frequency is dominant

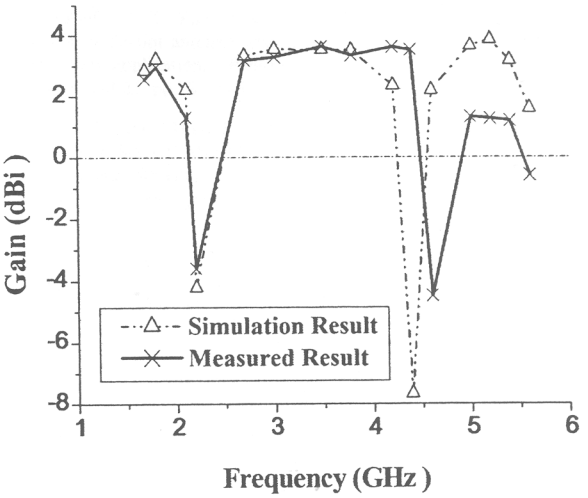


Fig. 7. Peak gains simulated and measured results of proposed multiband slot antenna.

along to end of slit in middle on parasitic line while the current density at higher notched frequency is dense along to the end of stub.

Additionally, the radiation patterns of the proposed antenna are almost bi-directional in X-Z and Y-Z planes at all operating frequencies as displayed in Fig.7. However, the cross-polarization X-Z plane patterns are expanding as increasing frequency due to the higher order mode of the operating frequency in the slot antenna and the shifting of resonant frequency. The maximum peak of the radiation patterns are occurred at 0 and 10 degree in X-Z plane and Y-Z plane, respectively. The peak gains of simulated and measured results are above 1 dBi, as illustrated in Fig. 8.

5. Conclusion

In this paper, the multiband CPW-fed slot antenna with fractal stub and a tuning notch parasitic is proposed. The conventional wideband slot antenna with fractal stub is modified to multiband operation by inserting the twin quasi E-shape parasitic that cause the dual harmonic notch frequency in wideband operation. However, the occurred dual notched frequency can tuned independently by the varying the length of slit and slot on the parasitic for tuning lower and higher notched frequency, respectively. Moreover, the third resonant frequency is controlled by changing the electrical length on fractal stub that used to control overall band width of conventional wideband slot antenna. Additionally, the radiation pattern of the proposed antenna is still bi-directional at operating frequencies covering applications of DCS 1800, WLAN IEEE 802.11 a/b/g, WiMAX, and IMT advanced mobile communication system.

Acknowledgement

The researchers would like to gratefully thank the Wireless Communication Laboratory at Rajamangala University of Technology Thanyaburi for supporting the simulation software and measurement instruments. This research was also supported by the Thailand Research Fund (TRF) under grant contact number RTA-5180002.

References

[1] Z.-Y. LIU, Y.-Z YIN, S-F. ZHENG, W. HU, and L.-H WEN. A compact CPW-fed monopole antenna with a U-shaped strip and a pair of L-slits ground for WLAN and WIMAX application. *Progress In Electromagnetic Research Letters*, Vol.16, pp.11-19, 2010.

[2] C. MAHATTHANAJATUPHAT, N. WONGSIN, P. AKKARAETHALIN. A multiband monopole antenna with modified fractal loop parasitic. *International Symposium on Antenna and Propagation*, pp.57-74, November 2010.

[3] HSUAN-WEI HSIEH, YI-CHIEH LEE, KWONG-KAU TIONG, JWO-SHIUN SUN. Design of a multiband antenna for mobile handset operations. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter*, Vol.8, pp.200 – 203, 2009.

[4] DEEPTI DAS KRISHNA, M. GOPIKRISHNA, C.K. AANAMDAN. A CPW-fed triple band monopole antenna for WiMAX/WLAN applications. *Proceeding of the 38th European Microwave Conference*, pp.897-900, 2008.

[5] WANG-SANG LEE, DONG-ZO KIM, KI-JIN KIM, JONG-WON YO. Wideband planar monopole antennas with dual band-notched characteristics. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.54, No.6, June 2006.

[6] KAI – FONG LEE, SHING LUNG STVEN YANG, AHMED A. KISHK. Dual – and multiband U-slot patch antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter*, Vol.7, 2008.

[7] QI LUO, H.M. SALGADO, J.R. PEREIRA. Printed fractal monopole antenna array for WLAN. Proceeding of International Workshop on Antenna Technology (iWAT 2010), pp.1-4, 2010.

[8] NOMAN MURTAZA, MATTHIAS A. HEIN. Foled sierpinski monopole antenna with self-similar radiation properties. *Proceeding of the 3rd European Wireless Technology Conference. September 2010*, pp.189 - 192.

[9] C. MAHATTHANAJATUPHAT, S. SALEEKAW, P. AKKARAETHALIN. A rhombic patch monopole antenna with modified Minkowski fractal geometry for UMTS, WLAN, and mobile WIMAX application. *Progress In Electromagnetics Research*, Vol.89, pp.57-74, 2009.

[10] S. CHAIMOOL, P. AKKARAETHALIN, V. VIVEK. Dual-Band CPW-Fed slot antennas using loading metallic strips and a widened tuning stub. *IEICE Trans. ELECTRON*, Vol. E88-C, No.12, December 2005.

[11] D.D. KRISHNA, M. GOPIKRISHNA, C.K. ANNANDAN, P. MOHANAN, K. VASUDENAN. Compact wideband Koch fractal printed slot antenna. *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol.3, Issue 5, pp.782 – 789, 2009.

[12] T. HONGNARA, C. MAHATTHANAJATUPHAT, P. AKKARAETHALIN. Study of CPW-fed slot antenna with fractal stub. *Proceeding of Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology Conference 2011(ECTI)*, pp.188 – 191, 2011.

[13] Y. YANG, Y.-Z. YIN, Y.-Q. WEI, B.-W. LIU, A.-F. SUN. A circular wide-slot antenna with dual band-notched characteristics for UWB applications. *Progress In Electromagnetic Research Letters*, Vol.23, pp.237-145, 2011.

[14] MOHAMMAD MEHDI SAMADI TAHERI, HAMID REZA HASSANI, SAJAD MOHAMMAD ALI NEZHAD. UWB printed slot antenna with Bluetooth and dual notch bands. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter*, Vol.10, pp.254-258, 2011.

About Authors ...

Tanan Hongnara, received the B.Eng degree from King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB) in 2008. Currently, he is working toward the M.Eng. degree in Department of Electrical Engineering at KMUTNB. His research interests are on the designing of multi-band antennas and microwave technology.

Chartree Mahatthanajatuphat, received his B.Eng. degree from King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB), Thailand, in 2001 and M.Eng degree from University of Applied Sciences Rosenheim, Germany, in 2003. He received the Ph.D. degree from King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB). His research interests are on the designing of small antennas by using fractal geometry concept and digital signal processing for communication applications.

Prayoot Akkaraekthalin, was born in Nakorn Pathom, Thailand. He received the B.Eng. and M.Eng. degrees in Electrical Engineering from King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB), Thailand, in 1986 and 1990, respectively, and the Ph.D. degree from the University of Delaware, Newark, USA, in 1998. From 1986 to 1988, he worked in the Microtek Laboratory, Thailand, as a microwave research and development engineer. In 1988, he joined the Department of Electrical Engineering KMUTNB, as an instructor. His current research interests include passive and active microwave circuits, wideband and multiband antennas, and telecommunication systems. Dr.Prayoot is members of IEEE, IEICE Japan, and ECTI Thailand. He was the Chairman for the IEEE MTT/AP/ED Thailand Joint Chapter during 2007 and 2008. He currently serves as the Vice Chairman for the ECTI Association, Thailand.

Monai Krairiksh, was born in Bangkok. He received the B.Eng., M.Eng., and D.Eng. from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) in1981, 1984, and 1994, respectively. In 1981, he joined the KMITL and presently a professor in Department of Telecommunication Engineering. He has served as the director of the Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT) during 1997-2002. He was the vice president of the Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology Association (ECTI) during 2006-2007. He is currently an editor of the ECTI Transactions. He was awarded a Senior Research Scholar of the Thailand Research Fund (TRF) in 2005. His main research interests are in antennas for mobile communications and microwave in agricultural application.

1.10 **M. Krairiksh, P. Keowsawat, C. Phongcharoenpanich and S. Kosulvit, " Two-Probe Excited Circular Ring Antenna for MIMO Application," Progress In Electromagnetics Research, PIER 97, 417-431, 2009.**

Progress In Electromagnetics Research, PIER 97, 417–431, 2009

TWO-PROBE EXCITED CIRCULAR RING ANTENNA FOR MIMO APPLICATION

M. Krairiksh, P. Keowsawat, C. Phongcharoenpanich and S. Kosulvit

Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok 10520, Thailand

Abstract—This paper presents the analysis and design of a two-probe excited circular ring antenna. The analysis is conducted by using induced emf method and transmission line model. The design process is to choose a suitable radius of the ring for a single probe antenna. Then, the suitable probe length and ring length are determined for the two-probe antenna. Finally, isolation between the two probes is enhanced by insertion of an inductor coil between the probes. The operational characteristics of the prototype antenna at the frequency of 5.2 GHz are measured and compared with calculation results. It is evident that these results are in good agreement. The antenna achieved isolation in excess of 20 dB and VSWR less than 2 : 1 over the desired bandwidth and a bidirectional radiation pattern with 4 dBi gain. This antenna is suitable for Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) system covering a long and narrow environment.

1. INTRODUCTION

Present wireless multimedia systems require high data transmission rate. A solution for this requirement is Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) radio systems that can transmit several parallel data streams simultaneously. It can increase the capacity of a system enormously without requiring wide spectrum. By increasing the number of antenna elements and the spacing between them, the capacity of such a system for a large angular-spread environment increases [1]. However, increasing signal correlation, as more antennas

Corresponding author: M. Krairiksh (kkmonai@kmitl.ac.th).

are placed into the array, significantly degrades MIMO performance [2]. In an environment of limited space, MIMO system can be accomplished by utilizing the independence of the propagation paths of the two different polarizations [3]. Svantesson et al. [4] showed a useful analytical framework for accessing MIMO system, while Dong et al. [5] simulated the channel capacity of MIMO system by exploiting multiple polarizations with a tri-monopole antenna. This kind of antenna offers channel capacity that approaches the capacity of an uncorrelated MIMO Rayleigh channel. Moreover, it was shown that the increase in channel capacity is due mainly to polarization diversity, not pattern diversity. Waldschmidt et al. [6] showed that a system based on the combination of polarization and spatial diversity is best-suited for the situation where a trade-off between space and capacity has to be made. However, mutual coupling exerts tremendous influence on this system which led ultimately to poor performance. Waldschmidt et al. [7] also analyzed the impact of mutual coupling on the capacity of MIMO system with compact antenna array.

In general, antennas for wireless communications are intended either for directional or omnidirectional patterns [8, 9]. Recently, Kosulvit et al. [10] proposed a bidirectional antenna with a probe excited circular ring that is suitable for a long and narrow environment like a corridor or a tunnel. This antenna has a simple design and configuration. The two-probe excited circular ring was used at both ends of MIMO communication system for measuring mutual information. The system performance was significantly improved over those equipped with horizontally-spaced vertical polarized dipole array antennas [11]. In this paper, we incestigate a bidirectional circular ring antenna equipped with two-probe excited ring. To gain insight into the antenna parameters, induced emf method is used in the analysis of radiation characteristics. A transmission line model is utilized to determine the impedance characteristics of the antenna. The antenna design is that the parameters of a single probe antenna are chosen to obtain a suitable ring radius. The parameters of a two-probe antenna that yield suitable probe length and ring length are determined. The design that yields suitable antenna parameters with maximum isolation is identified. Then, isolation between the two probes of the antenna is enhanced by insertion of an inductor coil between them. Finally, a prototype antenna designed to operate at the frequency of 5.2 GHz is fabricated and tested.

2. IMPEDANCE CHARACTERISTICS OF A TWO-PROBE EXCITED CIRCULAR RING ANTENNA

2.1. Input Impedance and VSWR

A two-probe excited circular ring antenna consists of two linear electric probes. The probes have length l and their feeding points are positioned at $(r = a, \theta = \pi/2, \phi = \phi_1')$ and $(r = a, \theta = \pi/2, \phi = \phi_2')$. The probe separation is represented by $\Delta\phi$. They are surrounded by a circular ring antenna with ring radius a and ring length d. The electromagnetic fields propagate from the ring in both z and $-z$ directions. The field radiated from the two apertures at the ends of the ring on the plane $z = -d/2$ and $z = d/2$, as shown in Fig. 1.

The input impedance of the antenna is calculated from the shunt circuit parameters. These parameters are the admittance of the probe and the admittance of the two apertures, neglecting the reflections from the apertures. Precisely, the input impedance of the antenna is the inverse of the total admittance of the equivalent circuit.

Induced emf method is used to calculate the self and mutual impedances of the antennas because it is easy to obtain design parameters from the closed form mathematical expressions [12]. To calculate the self impedance at the feeding probe, sinusoidal current distribution is assumed along the probe length. Under these conditions, the input impedance at the feeding probe (Z_p) can be expressed as

$$Z_p = \frac{j\omega\mu_0}{I_m} \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty} \left[\begin{array}{l} c_\zeta m^2 \cos\left[m\left(\phi-\phi'\right)\right] \int\limits_{a-l}^{a} \frac{J_m(\zeta\rho)}{\rho} \sin[k(\rho-a+l)] \\ E_{a,\mathrm{TE}} \left\{ \begin{array}{l} e^{-jk_\zeta(z-z')}; z > z' \\ e^{-jk_\zeta(z'-z)}; z < z' \end{array} \right. d\rho \\ +c_\xi \frac{k_\xi^2}{\kappa_\xi^2} \cos\left[m\left(\phi-\phi'\right)\right] \int\limits_{a-l}^{a} \frac{\partial J_m(\xi\rho)}{\partial\rho} \sin[k(\rho-a+l)] \\ E_{a,\mathrm{TM}} \left\{ \begin{array}{l} e^{-jk_\xi(z-z')}; z > z' \\ e^{-jk_\xi(z'-z)}; z < z' \end{array} \right. d\rho \end{array} \right], \quad (1)$$

where I_m is the maximum current which is equal to unity and $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$. ζ and ξ correspond to the transverse electrical mode (TE) and transverse magnetic mode (TM), respectively. They are defined as $\zeta = q_{mn}/a$ and $\xi = p_{mn}/a$ respectively, where q_{mn} and p_{mn} are the eigenvalues for different m and n. These values are tabulated in [13, 14]. J_m is the Bessel function of the first kind of order m. The primed and unprimed coordinates represent the location of source and the observation point, respectively.

The admittance of the probe is equal to the inverse of the input impedance Z_p. The aperture admittance Y_a is calculated as follows

$$Y_a = \frac{1}{V^2} \int_0^{2\pi}\int_0^{a} \left[\left[-j\omega\mu_0 \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty} \begin{bmatrix} c_\zeta m^2 \frac{J_m(\zeta\rho)}{\rho} \cos[m(\phi-\phi')] \\ E_{a,\mathrm{TE}} \begin{cases} e^{-jk_\zeta(z-z')}; z > z' \\ e^{-jk_\zeta(z'-z)}; z < z' \end{cases} \\ + c_\xi \frac{k_\xi^2}{\kappa_\xi^2} \frac{\partial J_m(\xi\rho)}{\partial\rho} \cos[m(\phi-\phi')] \\ E_{a,\mathrm{TM}} \begin{cases} e^{-jk_\xi(z-z')}; z > z' \\ e^{-jk_\xi(z'-z)}; z < z' \end{cases} \end{bmatrix} \right. \right.$$

$$\left. \left. \cdot \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty} \begin{bmatrix} c_\zeta \frac{k_\zeta}{\kappa_\zeta} (jm^2k) \frac{J_m(\zeta\rho)}{\rho} \cos[m(\phi-\phi')] \\ H_{a,\mathrm{TE}} \begin{cases} -e^{-jk_\zeta(z-z')}; z > z' \\ +e^{-jk_\zeta(z'-z)}; z < z' \end{cases} \\ + c_\xi \frac{k_\xi}{\kappa_\xi} (jk) \frac{\partial J_m(\xi\rho)}{\partial\rho} \cos[m(\phi-\phi')] \\ H_{a,\mathrm{TM}} \begin{cases} -e^{-jk_\xi(z-z')}; z > z' \\ +e^{-jk_\xi(z'-z)}; z < z' \end{cases} \end{bmatrix} \right] \right.$$

$$- \left[\left[-j\omega\mu_0 \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty} \begin{bmatrix} c_\zeta m \frac{\partial J_m(\zeta\rho)}{\partial\rho} \sin[m(\phi-\phi')] \\ E_{a,\mathrm{TE}} \begin{cases} e^{-jk_\zeta(z-z')}; z > z' \\ e^{-jk_\zeta(z'-z)}; z < z' \end{cases} \\ + c_\xi m \frac{k_\xi^2}{\kappa_\xi^2} \frac{J_m(\xi\rho)}{\rho} \sin[m(\phi-\phi')] \\ E_{a.\mathrm{TM}} \begin{cases} e^{-jk_\xi(z-z')}; z > z' \\ e^{-jk_\xi(z'-z)}; z < z' \end{cases} \end{bmatrix} \right. \right.$$

$$\left. \left. \cdot \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty} \begin{bmatrix} c_\zeta \frac{k_\zeta}{\kappa_\zeta} (jmk) \frac{\partial J_m(\zeta\rho)}{\partial\rho} \sin[m(\phi-\phi')] \\ H_{a.\mathrm{TE}} \begin{cases} -e^{-jk_\zeta(z-z')}; z > z' \\ +e^{-jk_\zeta(z'-z)}; z < z' \end{cases} \\ + c_\xi \frac{k_\xi}{\kappa_\xi} (jmk) \frac{J_m(\xi\rho)}{\rho} \sin[m(\phi-\phi')] \\ H_{a,\mathrm{TM}} \begin{cases} -e^{-jk_\xi(z-z')}; z > z' \\ +e^{-jk_\xi(z'-z)}; z < z' \end{cases} \end{bmatrix} \right] \right]$$

$$\cdot \hat{a}_z \rho d\rho d\phi, \qquad (2)$$

where V is the voltage across the aperture. Since the input impedance of the antenna is taken to be the reciprocal of the shunt admittances, the transformation of these admittances at the ends of both apertures (i.e., from $z = \pm d/2$ along the ring length to the probe position $z = 0$) can be accomplished by using the transmission line equation [15]. Finally, the input impedance can be obtained from the inversion of total admittance.

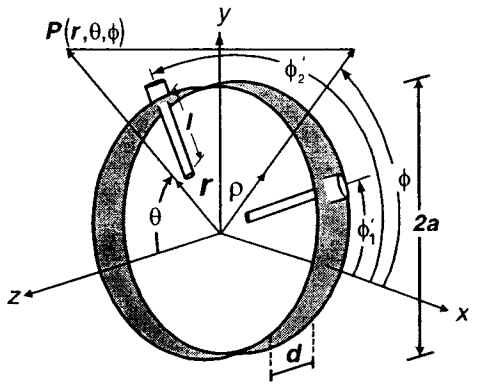


Figure 1. Configuration of the two-probe excited circular ring antenna.

2.2. Mutual Impedance and Isolation

When one antenna is placed near another antenna, its input impedance can be calculated by including the mutual impedance with the self impedance (input impedance without another antenna) and it is called driving point impedance [12]. The mutual impedance (referring to the input current I_{1i} of antenna 1) is

$$Z_{\text{mutual}} = \frac{j\omega\mu_0}{I_m^2 \sin^2(kl)} \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty} \left[\begin{array}{l} c_\zeta m^2 \cos[m(\phi-\phi')] \int_{a-l}^{a} \frac{J_m(\zeta\rho)}{\rho} \sin[k(\rho-a+l)] \\ E_{a,\text{TE}} \left\{ \begin{array}{l} e^{-jk_\zeta(z-z')} \\ e^{-jk_\zeta(z'-z)} \end{array} \right. d\rho \\ +c_\xi \frac{k_\xi^2}{\kappa_\xi^2} \cos[m(\phi-\phi')] \int_{a-l}^{a} \frac{\partial J_m(\xi\rho)}{\partial\rho} \sin[k(\rho-a+l)] \\ E_{a,\text{TM}} \left\{ \begin{array}{l} e^{-jk_\xi(z-z')} \\ e^{-jk_\xi(z'-z)} \end{array} \right. d\rho \end{array} \right] \quad (3)$$

Therefore, the mutual admittance can be calculated from the inverse of the mutual impedance.

Isolation of the antenna can be computed as in [16]. As seen in the expressions of the antenna's input impedance and mutual impedance, it is clear that both of them are dependent on ring radius a, ring length d, probe length l and the angle between the two probes $\Delta\phi$.

3. ANALYSIS OF A TWO-PROBE EXCITED CIRCULAR RING ANTENNA

3.1. One-probe Antenna

Before further investigation, the effect of higher modes on the impedance of the antenna will be examined. So far, we have considered only the dominant mode (TE_{11}) as the propagation mode in the waveguide, but there also exist higher modes affecting the antenna impedance since it is calculated at the feeding probe. The input impedance at the feeding probe of an antenna that has a ring radius of 0.3λ, a ring length of 0.2λ, and a probe length of 0.25λ will be found for the purpose of illustration of the effect of higher modes. Note that the shortest ring length is 0.2λ which is the width of an SMA connector. Since the number of modes is large when the ring length is small, the number of modes obtained from the shortest ring length is used as a representative for those of other ring lengths. Figure 2 shows the summation of impedances from each mn modes with the one from the lower mode. Since resistance is equal to $33.30\,\Omega$ for all cases, only the reactance values are shown in this figure. Because m affects more significant to impedance of the antenna than n, we choose the case $n = 4$ to study the effect of m on the impedance. The differences between the impedances of m and $m + 1$ values, with $n = 4$ modes, are shown in Fig. 2. It is clear that impedance of the antenna does not converge (ΔReactance $\neq 0$) when m and n increase, as can be seen in this figure. The impedance seems to converge at $m = 13$, but ΔReactance increases again at $m = 14$. This kind of fluctuation is observed again as m increases. On the other hand, when we consider

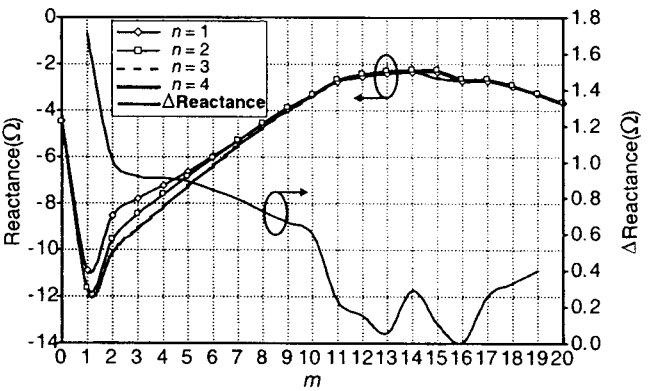


Figure 2. Impedance of the antenna for different m and n values ($a = 0.3\lambda$, $d = 0.2\lambda$, $l = 0.25\lambda$).

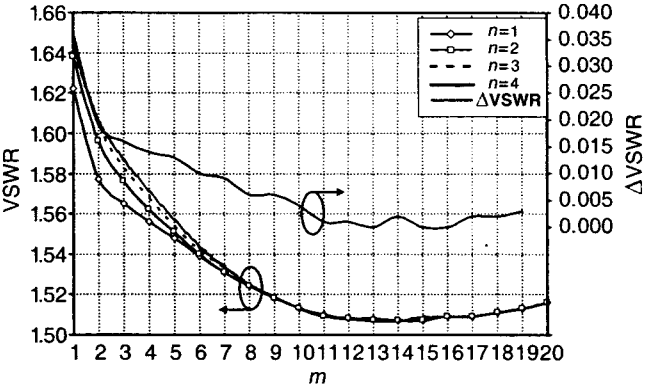


Figure 3. VSWR of the antenna for different m and n values ($a = 0.3\lambda$, $d = 0.2\lambda$, $l = 0.25\lambda$).

the impedance in terms of VSWR, shown in Fig. 3, the fluctuation is not obvious. Note that only the VSWR at the feeding probe is considered and that it starts from $m = 1$ because it is equal to infinity at $m = 0$, where there exists only the reactance term. When only the cases where the variation of VSWR of less than 0.005 is considered, we find the first case when $m = 11$ and $n = 4$ has VSWR of 1.509. The difference between this VSWR and that of $m = 12$ and $n = 4$ is 0.001. Moreover, the differences between the VSWR of any pairs of m and $m + 1$ modes are always lower than 0.005 as m increases beyond 11. Therefore, the values of $m = 11$ and $n = 4$ are chosen in calculations. In addition, we have examined impedance of the TE and TM modes and found that the dominant mode, TE_{11}, has the most significant effect on the impedance of the antenna, and the higher modes, TE_{21}, TM_{11}, TM_{01} and TM_{21}, also shows some influences. However, the results are not enumerated in this paper.

3.2. Two-probe Antenna

In this section, we consider the impedance characteristics of the two-probe excited ring antenna. Both the VSWR of each antenna and the isolation between the two antenna-ports are considered. Since ring length and probe length also have a significant impact on the two-probe antenna performance, their variations are of interest.

To achieve a suitable probe length for a two-probe antenna, VSWR has to be trade-off with isolation. The aim of this study is to achieve the maximum isolation of higher than 20 dB with VSWR of less than 2 : 1.

Fixing the radius at 0.3λ, the angle between the two probes at 90°, and the operating frequency at 5.2 GHz, VSWR and isolation of the antenna are plotted, in Fig. 4, as a function of probe length for various ring lengths. Note that the isolation results are applicable for both the isolation of probe 1 from probe 2 and that of probe 2 from probe 1 since they are identical according to the reciprocity theorem. It is found that the shorter the feeding probe provides the higher the VSWR and isolation. Feeding probe length shorter than 0.23λ yields VSWR higher than 2. Therefore, if isolation higher than 20 dB and VSWR less than 2 are intended for, probe length of 0.25λ is a good choice. Although the probe length of 0.23λ provides 1 dB higher isolation, its

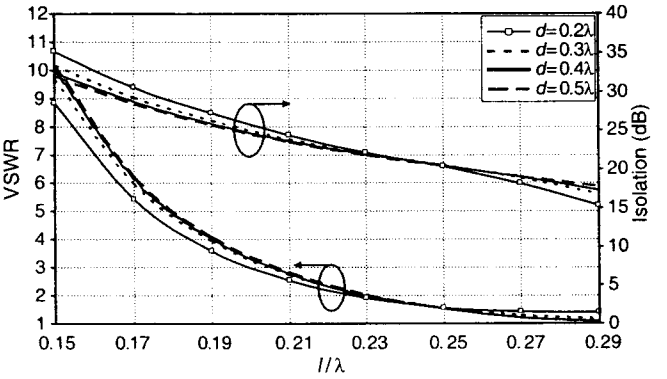


Figure 4. VSWR and isolation of the antenna with varying probe length ($a = 0.3\lambda$, $\Delta\phi = 90°$, $f = 5.2$ GHz).

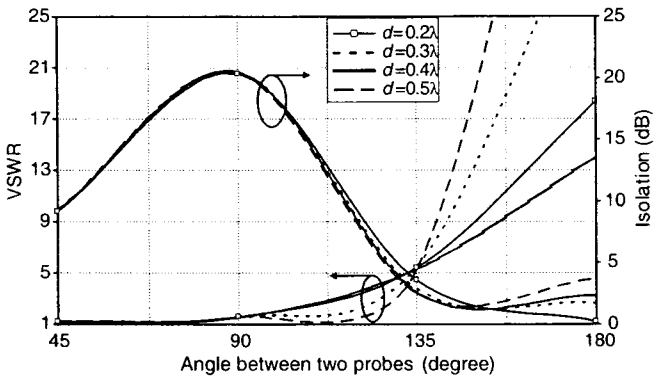


Figure 5. VSWR and isolation of the antenna with varying angle between the two probes ($a = 0.3\lambda$, $l = 0.25\lambda$, $f = 5.2$ GHz).

VSWR is approximately 2 for all ring lengths. Therefore, it is not the best choice. We can see that the variations of VSWR and isolation are in opposite manner. The probe length that achieves desirable VSWR yields undesirable isolation.

Figure 5 shows the VSWR and isolation of the antenna as a function of the angle between the two probes for different ring lengths with probe length fixed at 0.25λ and operating frequency fixed at 5.2 GHz. It is evident that large angle between the two probes provides the high VSWR, while maximum isolation is achieved at the angle of 90° where the two-probe antenna produces orthogonal polarizations. The isolation is higher than 20 dB for all ring lengths at this angle. VSWR increases enormously when the angle between the two probes is larger than 90°. The isolation at these angles is small since the probes produce nearly the same polarization. Finally, high mutual coupling between the two probes was also observed.

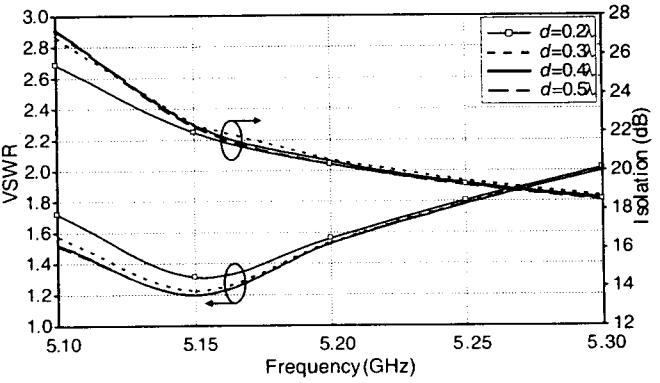


Figure 6. VSWR and isolation of the antenna at various frequencies ($a = 0.3\lambda$, $l = 0.25\lambda$, $\Delta\phi = 90°$).

Table 1. Dimensions of the prototype antenna.

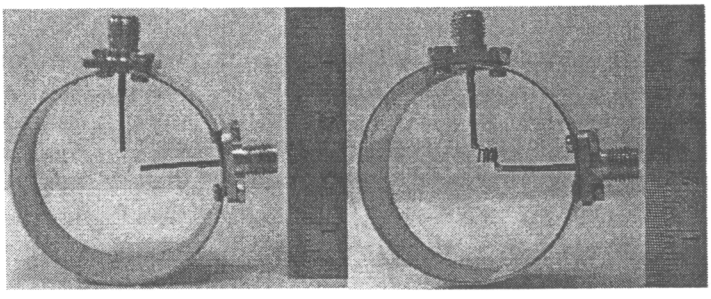
Antenna Parameters	Physical Dimension at $f = 5.2$ GHz
Ring radius (a)	0.3λ (1.73 cm)
Ring length (d)	0.3λ (1.73 cm)
Probe length (l)	0.25λ (1.44 cm)
Angle between two probes ($\Delta\phi$)	90°
Probe diameter	1 mm

Figure 6 shows VSWR and isolation of the antenna as a function of frequency for different ring lengths when the probe length is fixed at 0.25λ and the angle between the two probes is 90°. The frequency range spans from 5.1 GHz to 5.3 GHz. The start frequency is set at 5.1 GHz since the cut-off frequency of this particular ring radius is 5.08 GHz. This frequency range is chosen because it is the operating range of the 5 GHz indoor WLAN, i.e., 5.15–5.25 GHz. The results obtained are as follow: the VSWR of the antenna are less than 2 and the isolation are approximately 20 dB within the operating band for all ring lengths. At the center frequency of 5.2 GHz, ring length of 0.3λ provides maximum isolation. Therefore, we conclude that ring radius of 0.3λ, ring length of 0.3λ, probe length of 0.25λ, and the angle between the two probes of 90° are used to fabricate the prototype antenna. The designed parameters are shown in Table 1. Note that its resonance frequency is not at 5.2 GHz since the probe length that provides maximum isolation is chosen. Table 2 shows the calculated and measured impedances, VSWR, and isolation at 5.2 GHz.

From the mutual impedance in Table 2, the antenna possesses capacitive reactance that originates from mutual interaction between the two probes. To cancel this effect, an air-core inductor coil is inserted between the feeding probes to create a resonance circuit with inductive reactance. This LC series resonance circuit provides high impedance, blocking the current flow from one probe to the other. Since the infinite impedance cannot be created, the isolation between the two probes of the antenna is not infinite. However, the constructed resonance circuit still significantly reduces the current at the end of feeding probes that improves the isolation. In the next section, the measured effect of this inductor coil on VSWR, isolation, and radiation pattern of the antenna will be discussed.

Table 2. Impedance, VSWR, isolation, and gain of the two-probe antenna at the frequency of 5.2 GHz.

Parameters Characteristics	**Without L**		**With L**
	Cal.	Meas. ant.1, ant.2	Meas. ant.1, ant.2
Input impedance (Ω)	$32.63 + j4.94$	$57.19 - j21.15$, $33.39 - j14.51$	$85.10 - j21.82$, $33.38 - j20.60$
Mutual impedance (Ω)	$-j6.44$	$8.07 - j24.86$, $6.06 - j25.44$	$6.31 - j5.68$, $6.09 - j5.67$
VSWR	1.54	1.44, 1.43	1.84, 1.88
Isolation (dB)	20.56	11.36, 11.36	22.79, 22.98
Gain (dBi)	4.2	3.94, 3.95	4.23, 4.30



(a) (b)

Figure 7. Photographs of the proposed antenna (a) without an inductor coil (b) with an inductor coil.

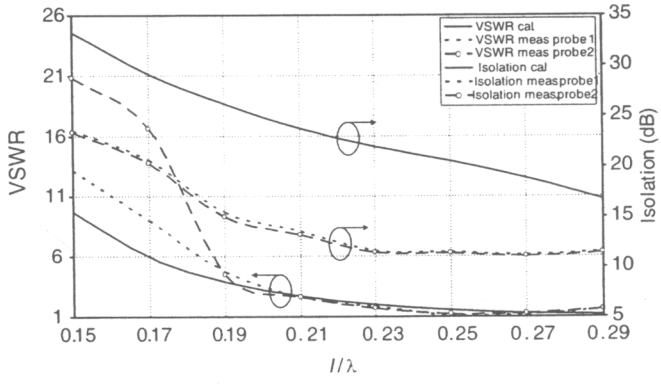


Figure 8. Calculated and measured VSWR and isolation of the antenna with varying probe length ($a = 0.3\lambda$, $\Delta\phi = 90°$, $f = 5.2\,\text{GHz}$).

4. EXPERIMENTAL RESULTS

A prototype antenna was fabricated with the parameters shown in Table 1. Photographs of the antenna without and with inductor coil are shown in Fig. 7. The calculated VSWR and isolation of the antenna without and with inductor coil were compared as functions of probe length with the measured ones. Finally, the radiation patterns and gains of these two antenna configurations were reported.

4.1. Impedance, VSWR and Isolation

VSWR and isolation of the antenna as a function of probe length, obtained from calculation and measurement results, are shown in Fig. 8. The results show good agreement between the calculated

and measured VSWR when probe length is longer than 0.19λ due to the assumed sinusoidal current distribution. However, calculated and measured isolation differed quite significantly. The calculated isolation was 10 dB higher than that of the measured one due to the omission of mutual coupling effect between the two apertures in the calculation. On the other hand, good agreement between calculated and measured VSWR was observed because the impedance of the antenna depended mainly only on probe length, according to [10]. The differences between the calculated and measured VSWR and isolation were 6.5% and 44.7%, respectively, for the probe length of 0.25λ at the fixed frequency of 5.2 GHz. These results exhibited the same trend that ensures that the proposed design principles are reliable.

As seen from the results, the isolation of the fabricated antenna is lower than that of the theoretical one. The same trend can be observed in Table 2 in terms of mutual impedance, i.e., the mutual impedance of the real antenna has a higher capacitive reactance than that of the calculated one. Consequently, a prototype antenna was designed to utilize an inductor coil with higher inductive reactance. A suitable inductor coil was chosen to resonate with the capacitive reactance of the two-probe antenna. The inductance value was approximated by using an expression for an air-core inductor coil reported in [17]. After insertion of the inductor coil, it was clear, as can be seen in Table 2, that the mutual impedance of the antenna was effectively reduced. The capacitive reactance of the antenna was reduced as expected, and enhances the isolation.

Figure 9 shows a comparison between the measured VSWR and isolation of antennas with inductor coil and without inductor coil.

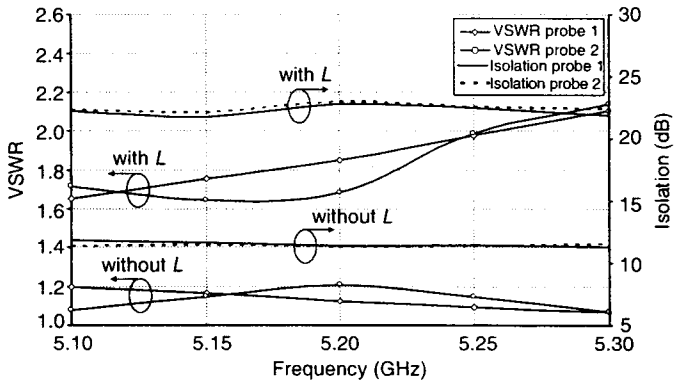


Figure 9. Measured VSWR and isolation of the antennas with and without inductor coil ($a = 0.3\lambda$, $l = 0.25\lambda$, $\Delta\phi = 90°$).

These parameters were shown as functions of frequency. It was obvious that the VSWR of the proposed antenna with inductor coil was higher than that of the proposed antenna without an inductor coil. On the other hand, the isolation of the antenna with inductor coil was 11 dB higher than that of the one without. Since the VSWR of the antenna with to that without the coil was less than 2 : 1, the isolation provided by the coil was higher than 20 dB observed over the desired bandwidth (5.15–5.25 GHz). Choosing the antenna with inductor coil is a good design trade-off.

4.2. Radiation Pattern and Gain

Even after a reasonable trade-off between VSWR and isolation was achieved, the influence of the inserted inductor coil on the radiation pattern of the proposed antenna still had to be investigated. Fig. 10 shows the radiation patterns in the xy-plane of the antenna with and without an inductor coil. It shows that bidirectional radiation patterns were achieved for both of the antenna configurations. When probe 1 was excited and probe 2 was terminated with 50 Ω load, the antenna radiated horizontal polarization as major component and vertical polarization as minor component, as shown in Fig. 10(a) and vice versa as shown in Fig. 10(b). From both figures, the major components of the antenna with and without an inductor coil were the same while their minor components were slightly different. The insertion of inductor coil degraded the cross polarization component of the antenna. Gain of both antennas were approximately 4 dBi in both 0° and 180° directions.

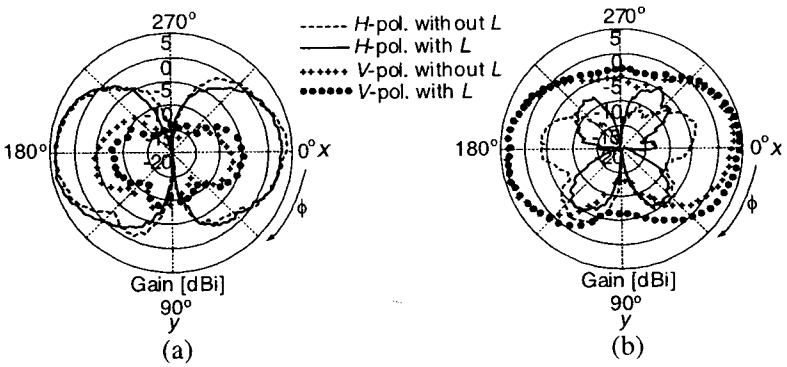


Figure 10. Radiation patterns of the antennas with and without inductor coil (a) Probe 1 is excited and probe 2 is terminated (b) Probe 2 is excited and probe 1 is terminated.

5. DISCUSSION AND CONCLUSION

The performance of the proposed antenna in the MIMO Rayleigh channel was investigated. The angular spectrum of incident waves was assumed to be a Gaussian azimuth spectrum with small angular spread of 5° for both vertical and horizontal polarization, and the main azimuth directions were at 0° and 180°. This angular spectrum represented the expected spectrum in a longitudinally-confined area. The MIMO performance of this antenna was compared to that of the conventional dipole antenna. The results showed that the two-probe excited circular ring antenna with and without inductor coil provided capacities of 7.08 bps/Hz and 6.20 bps/Hz, respectively, which were 1.29 bps/Hz and 0.41 bps/Hz higher than the capacity of a conventional dipole antenna, respectively [11].

To conclude, we proposed a two-probe excited circular ring antenna for a long and narrow environment. Antenna analysis and design were shown in this paper. One salient point is the improvement of isolation between the two probes of the antenna by insertion of an inductor coil. Measurements showed that the isolation achieved was in excess of 20 dB while the VSWR was less than 2 : 1. Bidirectional pattern was satisfactorily accomplished even with the inductor coil installed and the maximum gain was approximately 4 dBi in the desired direction.

ACKNOWLEDGMENT

The work of P. Keowsawat was supported by the Thailand Research Fund (TRF) through the Royal Golden Jubilee Ph.D. Program under Grant no. PHD/0067/2546. The work of M. Krairiksh was supported by the TRF through the Senior Research Scholar Program under Grant No. RTA 5180002.

REFERENCES

1. Sulonen, K., P. Suvikunnas, L. Vuokko, J. Kivinen, and P. Vainikainen, "Comparison of MIMO antenna configurations in picocell and microcell environments," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 21, 703–712, Jun. 2003.
2. Jensen, M. A. and J. W. Wallace, "A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 52, 2810–2824, 2004.
3. Kyritsi, P., D. C. Cox, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Effect of antenna polarization on the capacity of a multiple element system in an indoor environment," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 20, 1227–1239, 2002.

4. Svantesson, T., M. A. Jensen, and J. W. Wallace, "Analysis of electromagnetic field polarizations on multiantenna systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 3, 641–646, 2004.
5. Dong, L., H. Choo, R. W. Heath, Jr., and H. Ling, "Simulation of MIMO channel capacity with antenna polarization diversity," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 4, 1869–1873, 2005.
6. Waldschmidt, C., S. Schulteis, and W. Wiesbeck, "Complete RF system model for analysis of compact MIMO arrays," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 53, 579–586, 2004.
7. Waldschmidt, C. and W. Wiesbeck, "Compact wide-band multimode antennas for MIMO and diversity," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 52, 1963–1969, 2004.
8. Wong, M. T. and C. L. Law, "Influence of microstrip patch antenna heights on wideband channel parameters in a static indoor channel," *International Journal of Electronics*, Vol. 81, 677–698, 1996.
9. Kalis, A., T. Antonakopoulos, C. Soras, and V. Makios, "A switched dual antenna array for mobile computing networks," *International Journal of Electronics*, Vol. 89, 325–335, 2002.
10. Kosulvit, S., M. Krairiksh, C. Phongcharoenpanich, and T. Wakabayashi, "A simple and cost-effective bidirectional antenna using a probe excited circular ring," *IEICE Trans. Electron.*, Vol. E84-C, 443–450, 2001.
11. Keowsawat, P., C. Phongcharoenpanich, S. Kosulvit, J. Takada, and M. Krairiksh, "Mutual information of MIMO system in a corridor environment based on double directional channel measurement," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 23, No. 8–9, 1221–1233, Jun. 2009.
12. Balanis, C. A., *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley, New York, 1997.
13. Marcuvitz, N., *Waveguide Handbook*, Peter Peregrinus, London, 1986.
14. Balanis, C. A., *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley, New York, 1989.
15. Harrington, R. F., *Time-harmonic Electromagnetic Fields*, McGraw-Hill, New York, 1961.
16. Elliott, R. S., *An Introduction to Guided Waves and Microwave Circuits*, Prentice-Hall, Inc., London, 1993.
17. Ludwig, R. and P. Bretchko, *RF Circuit Design*, Upper Saddle River, Prentice-Hall, NJ, 2000.

1.11 C. Mahatthanajatuphat and P. Akkaraekthalin, "A Bidirectional Multiband Antenna With Modified Fractal Slot Fed by CPW," Progress In Electromagnetics Research, PIER 95, 59-72, 2009.

Progress In Electromagnetics Research, PIER 95, 59–72, 2009

A BIDIRECTIONAL MULTIBAND ANTENNA WITH MODIFIED FRACTAL SLOT FED BY CPW

C. Mahatthanajatuphat and P. Akkaraekthalin

Faculty of Engineering
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Bangkok 10800, Thailand

S. Saleekaw

College of Industrial Technology
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Bangkok 10800, Thailand

M. Krairiksh

Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, 10520, Thailand

Abstract—This paper presents a multiband slot antenna with modifying fractal geometry fed by coplanar waveguide (CPW) transmission line. The presented antenna has been designed by modifying an inner fractal patch of the antenna to operate at multiple resonant frequencies, which effectively supports the digital communication system (DCS 1.71–1.88 GHz), worldwide interoperability for microwave access (WiMAX 3.30–3.80 GHz), IMT advanced system or forth generation mobile communication system (3.40–4.2 GHz), and wireless local area network (WLAN 5.15–5.35 GHz). Manifestly, it has been found that the radiation patterns of the presented antenna are still similarly to the bidirectional radiation pattern at all operating frequencies. The properties of the antennas, for instance, return losses, radiation patterns and gain are determined via numerical simulation and measurement.

Corresponding author: C. Mahatthanajatuphat (cmp@kmutnb.ac.th).

1. INTRODUCTION

Presently, the technologies of wireless communication systems have been rapidly ever growing demands for greater capacities broadband service and transmission speeds to support multimedia, image, speech, and data communication. In order to response the rapidly growing demands, an antenna should be responsible in many frequency bands. Accordingly, the multiband antenna is desired in many systems. In the literature reviews, there are various multiband antennas that have been developed over the years, which can be utilized to achieve the objectives of multiband operation, for instance, the PIFA [1, 2] for using in mobile phone application, the slot spiral antenna [3] for dual band or multiband operation, the triangle-shaped monopole antenna [4], and other [5–23]. Recently, the developing multiband antennas have been improved due to use of the fractal concept. The term of the fractal geometries was first originated by Mandelbrot [24] to describe a family of complex shapes that have self-similarity or self-affinity in their geometrical structure. We have found some advantages of the fractal geometries, which support the attribute of multiband frequency operations.

Recently, the Sierpinski gasket monopole antenna was introduced by Puente [25]. This popular antenna used the self-similarity properties of the fractal shape to translate into its electromagnetic behavior. Then, the classic Sierpinski gasket was developed by generating the Pascal triangle [26]. However, other antennas, which have the characteristic of multiband created by fractal geometries, are following: multiple ring monopole antennas [27], coplanar waveguide (CPW) fed circular fractal slot antenna [28], double square loop antenna [29], etc..

In this paper, the modified fractal slot antenna fed by CPW is presented, which operates in digital communication system (DCS 1.71–1.88 GHz), worldwide interoperability for microwave access (WiMAX 3.3–3.8 GHz), IMT advanced system or forth generation (4G) mobile communication system (3.4–4.2 GHz), and wireless local area network (WLAN 5.15–5.35 GHz). The proposed antenna consists of a matching CPW-fed line, which connected between 50 Ω CPW line and the modified fractal patch of radiating slot antenna. The modified fractal slot is utilized to create the multiple resonance frequencies. However, the parameters of the proposed antenna will be investigated by simulation using the full wave method of moment (MOM) software package, IE3D. The experiments of the fabricated antenna prototype have also been performed. The radiation pattern of the proposed antenna will be also evaluated. The organization of this paper is as follows. In Section 2, a brief explanation on the modified fractal

slot antenna will be issued. Then, the antenna parameters will be investigated in Section 3. Afterward, simulation and measured properties of the proposed antenna will be discussed in Section 4. Finally, the results are discussed in Section 5.

2. ANTENNA DESIGN

In this section, a fractal slot antenna fed by CPW [30] was created by applying the Minkowski fractal concept in [31] to generate the initial generator model [29] at both sides of inner patch of the antenna, as shown in Fig. 1(a). The altitude of initial generator model as shown in Fig. 2 varies with W_p. Usually, W_p is smaller than $W_s/3$ and the iteration factor is [32].

$$\eta = \frac{W_p}{W_s/3}; \qquad 0 < \eta < 1 \tag{1}$$

Normally, the appropriated value of iteration factor $\eta = 0.66$ was used to produce the fractal slot antenna. However, the fractal slot antenna fed by CPW in Fig. 1(a), as reviewed in [30], cannot independently control each resonant frequency. Therefore, it has been modified by eroding the inner metallic patch, as illustrated in Fig. 1(b), in order to independently control each resonant frequency and support the operating frequency bands of DCS 1800, WiMAX, IMT advanced systems, and WLAN 5.25 GHz.

The configuration of the proposed antenna, as illustrated in Fig. 1(b), is the modified fractal slot antenna fed by CPW. The antenna composes of the modified inner metallic patch, which is fed by a 50 Ω CPW line with a strip width W_f and gap g_1, and an outer metallic patch. In the paper, the antenna is fabricated on an economical FR4 dielectric substrate with a thickness of 1.6 mm (h), relative permittivity of 4.1 (ε_r) and loss tangent of 0.019. The entire dimensions of the antenna are 53.40 mm × 75.20 mm. The 50 Ω SMA connector is used to feed the antenna at the CPW line. The important parameters, which affect the resonant frequencies of 1.74 GHz, 3.85 GHz, and 5.05 GHz, compose of S_u, S, and S_L. The fixed parameters of the proposed antenna are following: $h = 1.6$ mm, $W_{G_1} = 53.37$ mm, $W_{G_2} = 38.54$ mm, $L_{G_1} = 75.20$ mm, $L_{G_2} = 34.07$ mm, $L_{G_3} = 39.75$ mm, $W_s = 32.57$ mm, $g_1 = 0.5$ mm, $g_2 = 2.3$ mm, $W_t = 0.94$ mm, $L_t = 21.88$ mm, $W_f = 3.5$ mm, $L_f = 14.50$ mm, $W_1 = 25.92$ mm, $W_2 = 11.11$ mm, $W_3 = 16.05$ mm, $W_4 = 3.7$ mm, and $s_1 = s_2 = s_3 = 3.55$ mm. The important parameters of S_u, S, and S_L will be investigated and observed at the alternation of the operating frequency bands by using

the full wave method of moment (MOM) software package, IE3D, in the next section.

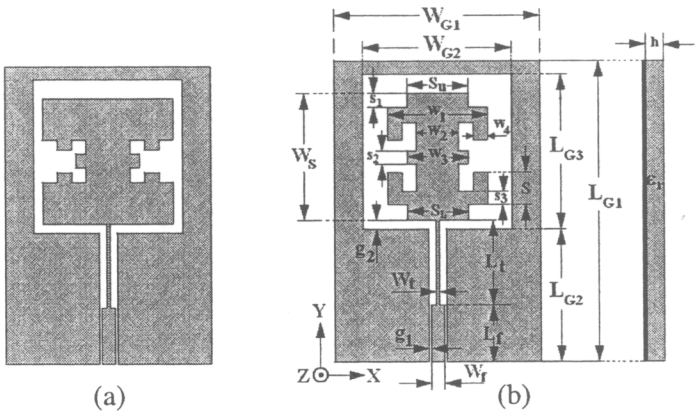


Figure 1. The schematic diagrams, (a) the fractal slot antenna and (b) the modified fractal slot antenna.

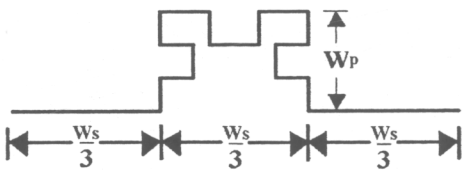


Figure 2. The initial generator model for the proposed antenna.

3. PARAMETER STUDY

This section presents the investigation on the effects of important parameters, including S_u, S, and S_L. The fractal slot antenna without modified slot in [30] has only covered the operating frequency bands of 1.51–1.68 GHz and 3.3–5.2 GHz. In order to enhance the operating frequency band for the applications of DCS 1800, WiMAX, IMT advance system or 4G mobile communication system, and WLAN IEEE 802.11a, the antenna has been modified as illustrated in Fig. 1(b).

For this studied design, the initial parameters of the antenna configuration have been selected to be $S = 4.751$ mm and $S_L = 16.050$ mm. Then, the parameter S_u has been alternated ($S_u = 11.112$, 16.050, and 20.989 mm) in order to investigate the effect on the return

loss, as shown in Fig. 3. This figure shows that the antenna has three resonant frequencies. As the parameter S_u increased, it can be seen that the first resonant frequency slightly shifts to the left, while the second and third resonant frequencies do not significantly affect. As

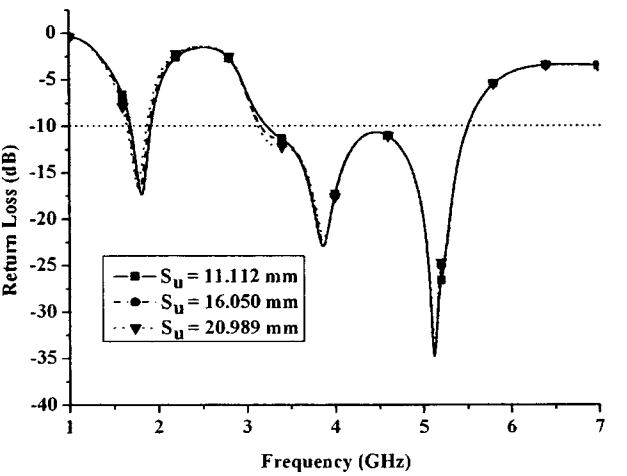


Figure 3. Simulated return losses for various S_u with $S = 4.751$ mm and $S_L = 16.050$ mm.

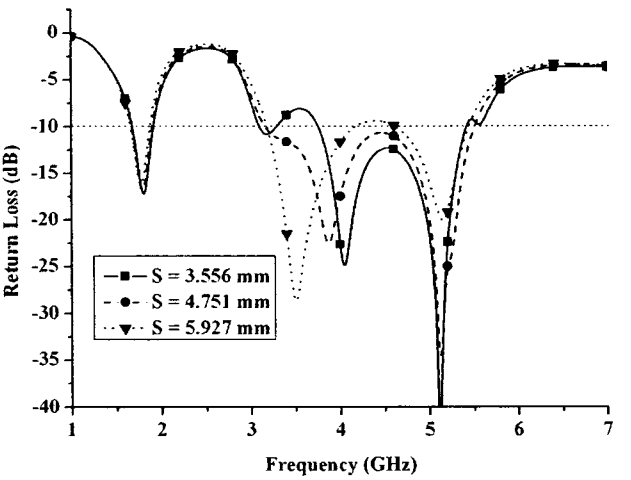


Figure 4. Simulated return losses for various S with $S_u = 16.050$ mm and $S_L = 16.050$ mm.

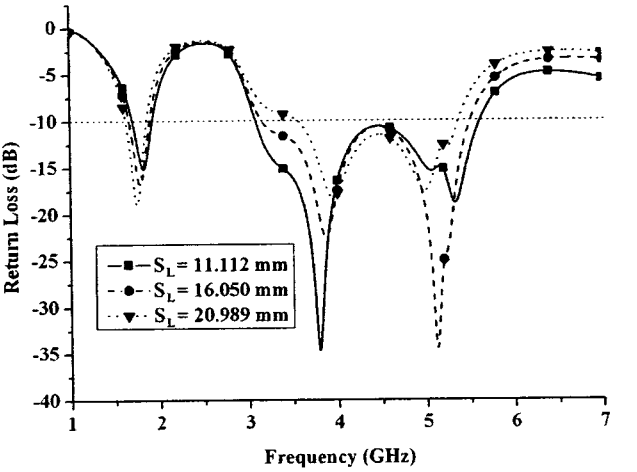


Figure 5. Simulated return losses for various S_L with $S_u = 16.050$ mm and $S = 4.751$ mm.

observed in Fig. 3, the sufficient parameter $S_u = 16.050$ mm should be selected to cover the operating frequency band for the application of DCS 1800 (1.71–1.88 GHz) and further design the configuration in the next step.

Next, the effect of important parameter S is investigated by varying parameter $S = 3.556$, 4.751, and 5.927 mm, while the other parameters $S_u = 16.050$ mm and $S_L = 16.050$ mm are selected. The results of varying parameter S are illustrated in Fig. 4. As the parameter S increased, the third resonant is slightly shifted to the right, while the first resonant frequency slightly shifted to the left. However, when varying the parameter S, it can be clearly seen that the second resonant frequency is mainly affected. This parameter controls the level of return loss in the second resonant frequency, resulting in the coupling effect in the slot of the proposed antenna. Also, the suitable parameter $S = 4.751$ mm is chosen in order to enhance the impedance bandwidth and cover the operating frequency bands of 3.2–5.5 GHz for the applications of WiMAX (3.3–3.8 GHz), IMT advance system or 4G mobile communication system (3.4–4.2 GHz), and WLAN IEEE 802.11a (5.15–5.35 GHz).

In addition, the simulation results of the return loss for various the parameter S_L ($S_L = 11.112$, 16.050, and 20.989 mm) is also illustrated in Fig. 5, which the appropriate parameters $S_u = 16.050$ mm and $S = 4.751$ mm are considered to cover the operating frequency band of 3.2–5.5 GHz. As illustrated in Fig. 5, it can be obviously seen that with

increasing in the parameter S_L, the first and third resonant frequencies decrease while the second resonant frequency increases. The level of the return losses in the second and third resonant frequencies are fluctuated due to the coupling effect in the radiating slot of the proposed antenna. Therefore, the befitting impedance bandwidth to cover the operating frequency bands of 1.71–1.88 GHz and 3.2–5.5 GHz is found when the parameter $S_L = 16.050$ mm.

Consequently, the optimal parameters, $S_u = 16.050$ mm, $S = 4.751$ mm, and $S_L = 16.050$ mm, are chosen for investigating the electric field distribution, radiation pattern, and gain at each resonant frequency in the next section. The parameter studies of the proposed antenna are summarized in Table 1.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

From observation of various parameters, they affect the operating frequency bands of the proposed antenna in the previous section. Hence, the suitable parameters, as following, $h = 1.6$ mm, $W_{G_1} = 53.37$ mm, $W_{G_2} = 38.54$ mm, $L_{G_1} = 75.20$ mm, $L_{G_2} = 34.07$ mm, $L_{G_3} = 39.75$ mm, $W_s = 32.57$ mm, $g_1 = 0.5$ mm, $g_2 = 2.3$ mm, $W_t = 0.94$ mm, $L_t = 21.88$ mm, $W_f = 3.5$ mm, $L_f = 14.50$ mm,

Parameters (mm)		
S_u	S	S_L
11.112 16.050 20.989	4.751	16.050
16.050	3.556 4.751 5.927	16.050
16.050	4.751	11.112 16.050 20.989

Table 1. Summary of parameter study for the proposed antenna.

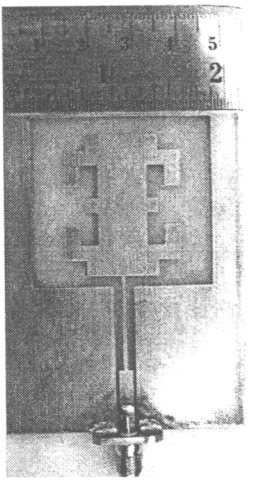


Figure 6. Photograph of the proposed antenna with appropriate values of $S_u = 16.050$ mm, $S = 4.751$ mm, and $S_L = 16.050$ mm.

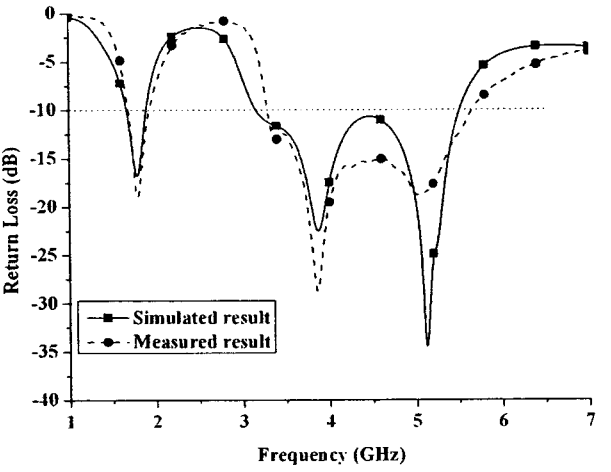


Figure 7. Simulated and measured return losses for the proposed antenna.

$W_1 = 25.92\,\text{mm}$, $W_2 = 11.11\,\text{mm}$, $W_3 = 16.05\,\text{mm}$, $W_4 = 3.7\,\text{mm}$, and $s_1 = s_2 = s_3 = 3.55\,\text{mm}$, $S_u = 16.050\,\text{mm}$, $S = 4.751\,\text{mm}$, and $S_L = 16.050\,\text{mm}$, are chosen to implement the prototype antenna by etching into chemicals. The prototype of the proposed antenna is shown in Fig. 6. The simulated and measured return losses of the antenna are illustrated in Fig. 7. It is clearly observed that the measured return loss of the antenna slightly shifts to the right because of the inaccuracy of the manufacturing process by etching into chemicals. However, the measured result of proposed antenna still covers the operating bands of 1.71–1.88 GHz and 3.2–5.5 GHz for the applications of DCS 1800, WiMAX, IMT advance system or 4G mobile communication system, and WLAN IEEE 802.11a.

The simulation results of electric field distribution on the modified fractal slot of the proposed antenna at the resonant frequencies of 1.74 GHz, 3.85 GHz, and 5.05 GHz are simulated and analyzed by IE3D simulation software package, as shown in Fig. 8. For the excitation at 1.74 GHz, as illustrated in Fig. 8(a), the vertical and horizontal components of the electric field are dominant to propagate the radiation patterns of co-polarization and cross-polarization in X-Z plane and Y-Z plane, which are observed in the slot of top, middle, and bottom sections. Obviously, it can be seen that the parameters S_u, S, and S_L, as discussed in the previous section, correlate to the effect of the electric field, which propagate the radiation patterns in all sections of the slot. Therefore, the parameters S_u, S, and S_L influence with the resonant frequency 1.74 GHz.

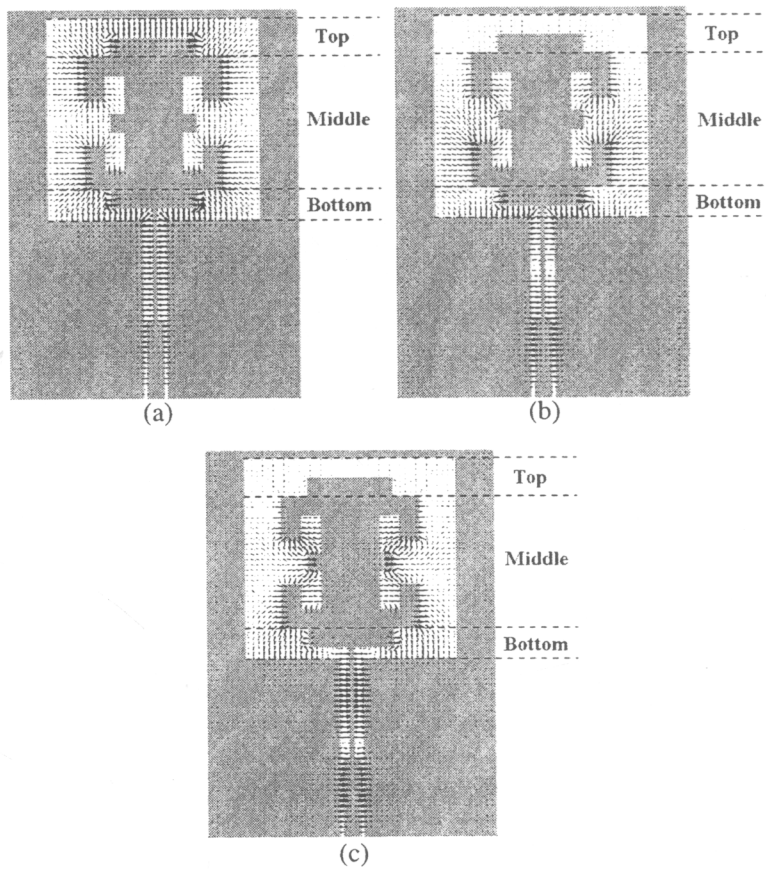


Figure 8. Simulated IE3D results of the electrical field on the radiating modified fractal slot of the proposed antenna at (a) 1.74 GHz, (b) 3.85 GHz, and (c) 5.05 GHz.

As shown in Fig. 8(b), the vertical and horizontal components of the electric field mostly occurs in the middle and bottom sections of slot at the resonant frequency 3.85 GHz. It can be clearly seen that both components of the electric field depend on the parameter S and S_L, as mentioned in Section 3, to propagate the electric pattern at the resonant frequency 3.85 GHz. Also, Fig. 8(c) illustrated that the electric field appears in the middle and bottom sections of the slot, which depend on the parameters S and S_L. It is obviously found that the horizontal component of the electric field is mostly found in the middle section of the slot, while the vertical component of the electric field mostly occurs in the bottom section of the slot. Clearly,

it reveals that the mostly horizontal component of the electric field causes the extensive cross polarization in the higher resonant frequency at 5.05 GHz.

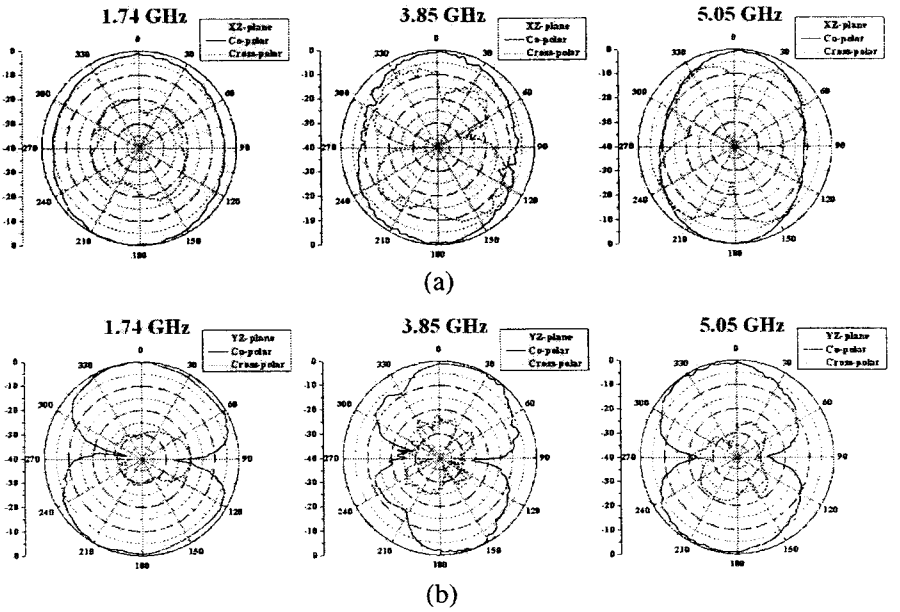


Figure 9. Measured radiation patterns of the proposed antenna with $S_u = 16.050\,\text{mm}$, $S = 4.751\,\text{mm}$, and $S_L = 16.050\,\text{mm}$ at 1.74 GHz, 3.85 GHz, and 5.05 GHz for (a) X-Z plane and (b) Y-Z plane.

Figures 9(a) and (b) illustrate the measured X-Z plane and Y-Z plane radiation patterns at the resonant frequencies of 1.74 GHz, 3.85 GHz, and 5.05 GHz. The measured radiation patterns of all resonant frequencies are similar to the bi-directional radiation patterns. The X-Z plane radiation patterns are depicted in Fig. 9(a). When increasing frequency, it can be clearly observed that the magnitude of cross-polarization increases due to the increased horizontal component of the electric field, which is the significant increase of the cross polarization radiation. Nevertheless, the HPBW of co-polarization still decreases. In Fig. 9(b), the maximum gains of radiation patterns in Y-Z plane are approximately occurred at 0 and 180 degrees, at the resonant frequencies of 1.74 GHz, 3.85 GHz, and 5.05 GHz. In addition, the peaks of simulated and measured antenna gains are shown in Fig. 10. The results depict that the average gains of simulated and measured results are approximately 2 dBi at each operating frequency

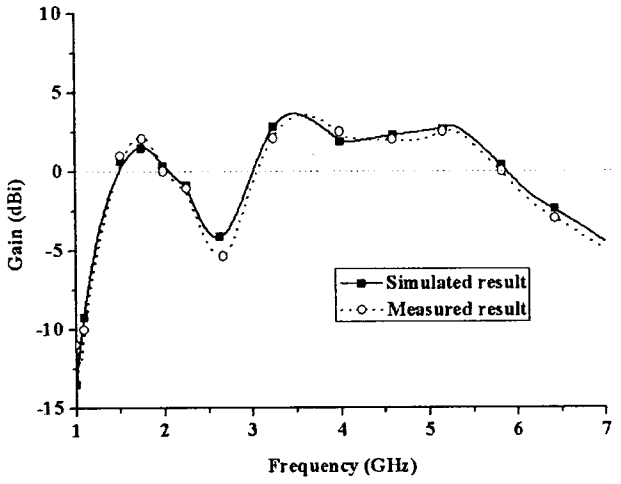


Figure 10. Simulated and measured gains of the proposed antenna.

band for the applications of DCS 1800, WiMAX, IMT advance system or 4G mobile communication system, and WLAN IEEE 802.11a.

5. CONCLUSION

In this paper, a modified fractal slot antenna fed by CPW has been demonstrated. The configuration parameters of the antenna have been varied to improve the impedance bandwidth for multiband wireless communication applications including DCS (1.71–1.88 GHz), WiMAX (3.3–3.8 GHz), IMT advance system or 4G mobile communication system (3.4–4.2 GHz), and WLAN IEEE 802.11a (5.15–5.35 GHz). Moreover, the radiation patterns at each operating frequency are almost similar to bi-directional, which is an advantage of the fractal concept over the conventional multiband antenna.

ACKNOWLEDGMENT

This research was supported by the Thailad Research Fund (TRF) under the grant contract number RTA-5180002.

REFERENCES

1. Ali, M., G. J. Hayes, H.-S. Hwang, and R. A. Sadler, "Design of a multiband internal antenna for third generation mobile phone

handsets," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No. 7, 1452–1461, 2003.

2. Elsadek, H. and D. M. Nashaat, "Quad band compact size trapezoidal Pifa antenna," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 7, 865–876, 2007.
3. Filipovic, D. S. and J. L. Volakis, "Novel slot spiral antenna designs for dual-band/multiband operation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No. 3, 430–440, 2003.
4. Song, Y., Y.-C. Jiao, G. Zhao, and F.-S. Zhang, "Multiband CPW-FED triangle-shaped monopole antenna for wireless applications," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 70, 329–336, 2007.
5. Liu, W. C. and H.-J. Liu, "Miniaturized asymmetrical CPW-FED meandered strip antenna for triple-band operation," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 8, 1089–1097, 2007.
6. Ang, B.-K. and B.-K. Chung, "A wideband E-shaped microstrip patch antenna for 5–6 GHz wireless communications," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 75, 397–407, 2007.
7. Wang, F. J. and J.-S. Zhang, "Wideband cavity-backed patch antenna for PCS/IMT2000/2.4 GHz WLAN," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 74, 39–46, 2007.
8. Eldek, A. A., A. Z. Elsherbeni, and C. E. Smith, "Characteristics of bow-tie slot antenna with tapered tuning stubs for wideband operation," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 49, 53–69, 2004.
9. Eldek, A. A., A. Z. Elsherbeni, and C. E. Smith, "Design of wideband triangle slot antennas with tuning stub," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 48, 233–248, 2004.
10. Khodae, G. F., J. Nourinia, and C. Ghobadi, "A practical miniaturized U-slot patch antenna with enhanced bandwidth," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 3, 47–62, 2008.
11. Danideh, A., R. Sadeghi-Fakhr, and H. R. Hassani, "Wideband co-planar microstrip patch antenna," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 4, 81–89, 2008.
12. Abbaspour, M. and H. R. R. Hassani, "Wideband star-shaped microstrip patch antenna," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 1, 61–68, 2008.
13. Liu, Y.-T. and C.-W. Su, "Wideband omnidirectional operation monopole antenna," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 1, 255–261, 2008.
14. Wang, F. J. and J.-S. Zhang, "Wideband printed dipole antenna

for multiple wireless services," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 11, 1469–1477, 2007.

15. Congiu, S. and G. Mazzarella, "A tri-band printed antenna base on a Sierpinski gasket," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 15, 2187–2200, 2007.
16. Zhang, L., Y. C. Jiao, G. Zhao, Y. Song, X. M. Wang, and F.-S. Zhang, "A novel CPW-FED monopole antenna for multiband operation," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 22, No. 5–6, 741–747, 2008.
17. Naghshvarian-Jahromi, M. and N. Komjani, "Novel fractal monopole wideband antenna," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 22, No. 2–3, 195–205, 2008.
18. Naghshvarian-Jahromi, M., "Novel miniature semi-circular-semi-fractal monopole dual band antenna," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 22, No. 2–3, 227–237, 2008.
19. Saidatul, N. A., A. A. H. Azremi, R. B. Ahmad, P. J. Soh, and F. Malek, "Multiband fractal planar inverted F antenna (F-PIFA) for mobile phone application," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 14, 127–148, 2009.
20. Sun, J.-S. and S.-Y. Huang, "A small 3-D multi-band antenna of "F" shape for portable phones' applications," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 9, 183–192, 2009.
21. Li, X., L. Yang, S.-X. Gong, and Y.-J. Yang, "Bidirectional high gain antenna for WLAN applications," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 6, 99–106, 2009.
22. Li, X., L. Yang, S.-X. Gong, and Y.-J. Yang, "Dual-band and wideband design of a printed dipole antenna integrated with dual-band balun," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 6, 165–174, 2009.
23. Sabri, H. and Z. Atlasbaf, "Two novel compact triple-band microstrip annular-ring slot antenna for PCS-1900 and WLAN applications," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 5, 87–98, 2008.
24. Mandelbrot, B. B., *The Fractal Geometry of Nature*, W. H. Freeman, New York, 1983.
25. Puente, C., J. Romeu, R. Pous, and A. Cardama, "On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, No. 4, 517–524, 1998.
26. Romeu, J. and J. Soler, "Generalized Sierpinski fractal multiband antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*,

Vol. 49, No. 8, 1237–1239, 2001.

27. Song, C. T. P., P. S. Hall, and H. Ghafouri-Shiraz, "Multiband multiple ring monopole antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No. 4, 722–729, 2003.
28. Liu, J.-C., D.-C. Lou, C.-Y. Liu, C.-Y. Wu, and T.-W. Soong, "Precise determinations of the CPW-FED circular fractal slot antenna," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, Vol. 48, No. 8, 1586–1592, 2006.
29. Mahatthanajatuphat, C. and P. Akkaraekthalin, "A double square loop antenna with modified minkowski fractal geometry for multiband operation," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E90-B, No. 9, 2256–2262, 2007.
30. Mahatthanajatuphat, C., P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "A bidirectional multiband fractal slot antenna fed by CPW," *Proceeding of ISAP2008*, 2008.
31. Elkamchouchi, H. M. and M. N. A. El-Salam, "Square loop antenna miniaturization using fractal geometry," *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, Vol. 4, 254–257, 2003.
32. Mahatthanajatuphat, C. and P. Akkaraekthalin, "An NP generator model for Minkowski fractal antenna," *Proceeding of the 3rd ECTI-CON*, Vol. 2, 749–752, 2006.

1.12 **C. Mahatthanajatuphat, S.Saleekaw and P. Akkaraekthalin, "A Rhombic Patch Monopole Antenna With Modified Minkowski Fractal Geometry for UMTS, WLAN, and Mobile Wimax Application," Progress In Electromagnetics Research, PIER 89, 57-74, 2009.**

Progress In Electromagnetics Research, PIER 89, 57–74, 2009

A RHOMBIC PATCH MONOPOLE ANTENNA WITH MODIFIED MINKOWSKI FRACTAL GEOMETRY FOR UMTS, WLAN, AND MOBILE WIMAX APPLICATION

C. Mahatthanajatuphat, S. Saleekaw, and P. Akkaraekthalin

Faculty of Engineering
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Bangkok 10800, Thailand

M. Krairiksh

Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok 10520, Thailand

Abstract—This paper presents a rhombic patch monopole antenna applied with a technique of fractal geometry. The antenna has multiband operation in which the generator model, which is an initial model to create a fractal rhombic patch monopole, is inserted at each center side of a rhombic patch monopole antenna. Especially, a modified ground plane has been employed to improve input impedance bandwidth and high frequency radiation performance. The proposed antenna is designed and implemented to effectively support personal communication system (PCS 1.85–1.99 GHz), universal mobile telecommunication system (UMTS 1.92–2.17 GHz), wireless local area network (WLAN), which usually operate in the 2.4 GHz (2.4–2.484 GHz) and 5.2/5.8 GHz (5.15–5.35 GHz/5.725–5.825 GHz) bands, mobile worldwide interoperability for microwave access (Mobile WiMAX), and WiMAX, which operate in the 2.3/2.5 GHz (2.305–2.360 GHz/2.5–2.69 GHz) and 5.5 GHz (5.25–5.85 GHz) bands. The radiation patterns of the proposed antennas are similar to an omnidirectional radiation pattern. The properties of the antenna such as return losses, radiation patterns and gain are determined via numerical simulation and measurement.

Corresponding author: C. Mahatthanajatuphat (cmp@kmutnb.ac.th).

1. INTRODUCTION

Nowadays, wireless communication systems are becoming increasingly popular. There have been ever growing demands for antenna designs that possess the following highly desirable attributes: compact size, low profile, multi-band [1–3], wide bandwidth [4–12], etc. There are varieties of approaches that have been developed over the years, which can be utilized to achieve one or more of these design objectives. Recently, the possibility of developing antenna design objective has been improved due to the use of fractal concept. The term of the fractal geometries was originally coined by Mandelbrot [13] to describe a family of complex shapes that have self-similarity or self-affinity in their geometrical structures.

In literature reviews, we have found advantages of the fractal geometries, which support the attributes of compact size, and multiband frequency operations. Recently, the antenna design for a superior characteristic of compact size by using the fractal technique has been known as Koch monopole antenna [14]. This fractal antenna was created by iterating the initial triangle pulse through a monopole antenna. Next, a miniaturization of loop antenna using the fractal technique is known as Minkowski square loop antenna [15]. The fractal antenna was created by using the initial square pulse (SP) to iterate at each side of the loop. The extended version of miniaturization square loop antenna was found in [16], which was created by using the generator for 3/2 curve fractal to increase the electrical lengths in a fit small area. Recently, a novel microstrip patch antenna using Minkowski fractal geometry was evaluated by [17] and the new antenna with Koch shaped fractal defects on the patch surface was presented in [18].

Also, the fractal geometries still have the attributes of multiband. The Sierpinski gasket monopole antenna in [19] was introduced by Puente. This popular antenna used the self-similarity properties of the fractal shape to translate into its electromagnetic behavior. The classic Sierpinski gasket generated by Pascal triangle was introduced in [20]. However, other antennas, which have the characteristics of multiband created by fractal geometries, are following: multiple ring monopole antennas [21], coplanar waveguide (CPW) fed circular fractal slot antenna [22], and a tri-band printed antenna based on a Sierpinski gasket [23].

In this paper, we use the attributes of compact size and multiband in fractal properties applied for a rhombic patch monopole antenna, which is created by modifying the technique of Minkowski fractal concept designed for the reduction of antenna size. Additionally,

the modified ground plane on the bottom layer furthermore improves the high frequency performances, including the impedance matching bandwidth and radiation characteristics. However, the proposed antenna can be tuned to perfectly operates in the following bands of personal communication system (PCS 1.85–1.99 GHz), universal mobile telecommunication system (UMTS 1.92–2.17 GHz), wireless local area networks (WLAN 2.45 GHz/5.2 GHz/5.8 GHz), mobile worldwide interoperability for microwave access (Mobile WiMAX 2.3 GHz/2.5 GHz), and WiMAX 5.5 GHz. The various parameters of the proposed antenna on the top and bottom metallic layers will be investigated by simulation using the full wave method of moments (MoM) software package from IE3D. The experiments of the fabricated antenna prototype have also been performed. Especially, the radiation patterns of the proposed antenna will be evaluated and observed.

The organization of this paper is as follows. In Section 2, a brief explanation on the fractal rhombic monopole antenna design will be given. Then, the antenna parameters will be studied in Section 3. After that, simulation and measured properties of the proposed antenna will be discussed in Section 4. Finally, the results are discussed in Section 5.

2. ANTENNA DESIGN

In this section, the radiating patch of antenna is created by generating the initial generator model at each side of a rhombic patch, as shown in Fig. 1, and then it has been modified by fulfilling with metal to some eroded edges of Minkowski fractal rhombic patch with the second iteration that is shown in the shaded areas of Fig. 2. The altitude of initial generator model as depicted in Fig. 1 alters with W_p. Generally, W_p is smaller than $W_s/3$ and the iteration factor is [24]

$$\eta = \frac{W_p}{W_s/3}; \qquad 0 < \eta < 1 \tag{1}$$

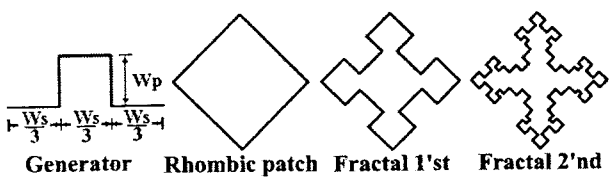


Figure 1. The initial generator model for creating fractal rhombic patch.

The configuration of the proposed antenna, as illustrated in Fig. 2, is a rhombic patch monopole antenna with a modified Minkowski fractal geometry at the second iteration and a modified ground plane. The antenna consists of a radiating patch with a patch width W_s, which is fed by a microstrip line to match impedance $50\,\Omega$ with a strip width W_f on the top layer, and a modified ground plane of the antenna placed beneath the radiating patch on the bottom layer to improve the impedance bandwidth and radiation performances at high frequency. The dimensions of the modified ground plane include the widths W_g, W_{gt}, W_{gf} and the lengths L_g, L_{gt}, L_{gf}. The small gap between radiating patch and modified ground plane is denoted as g.

In this paper, we exploit the iteration factor $\eta = 0.66$ and fabricate the proposed antenna on an economical FR4 dielectric with a thickness of 1.6 mm (h), relative permittivity of 4.1 (ε_r), and loss tangent of 0.019. The total dimensions of the antenna are 59 mm × 90 mm × 1.6 mm. A $50\,\Omega$ SMA connector is used to feed the antenna at the microstrip line of radiating patch monopole antenna, in which the approximate width $W_f = 3.48$ mm and length $L_f = 11.55$ mm are fixed as shown in Fig. 2. The modified radiating

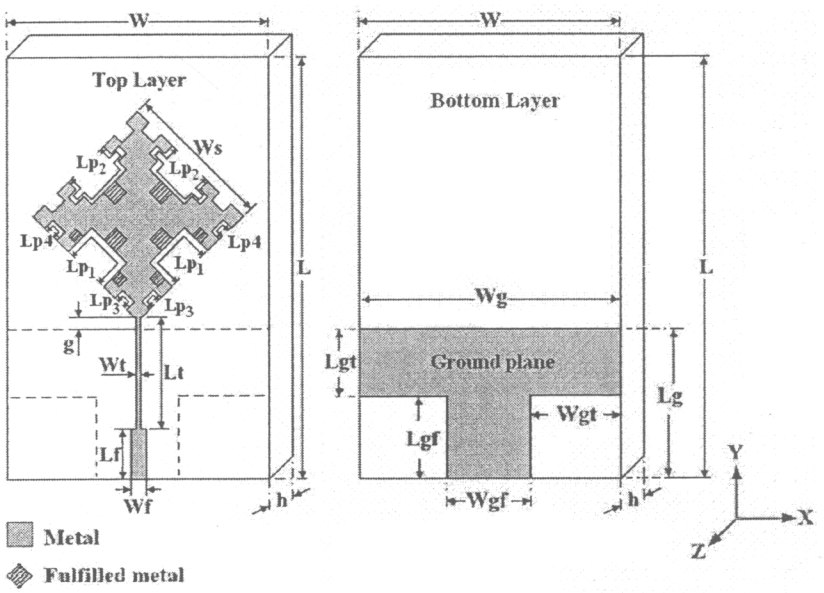


Figure 2. Schematic diagram of the rhombic patch monopole antenna with a modified Minkowski fractal geometry and a modified ground plane.

patch monopole antenna has dimensions of 33.54 mm × 33.54 mm and is placed on the top metallic layer of the antenna to cover the operating application frequency bands of 1.9 GHz, 2.1 GHz, 2.3 GHz, 2.45 GHz, 2.5 GHz, 5.2 GHz, 5.5 GHz, and 5.8 GHz. The significant parameters, which influence the resonant frequencies of 2.13 GHz, 4.46 GHz, and 5.56 GHz, consist of L_{p1}, L_{p2}, L_{p3}, L_{p4}, g, and W_t, respectively. Due to the proposed antenna is a complicated structure to calculate by carrying out analytical technique, the 3-D full wave electromagnetic (IE3D) coded by Zeland is properly applied to powerfully analyze the characteristics of the proposed antenna including return loss, gain, current distribution, and radiation pattern. The initial parameters of the proposed antenna are following: $h = 1.6$ mm, $W = W_g = 59$ mm, $L = 90$ mm, $L_g = 35.25$ mm, $W_s = 33.54$ mm, $L_t = 25.36$ mm, $W_f = 3.48$ mm, $L_f = 11.55$ mm, $L_{gt} = 17.60$ mm, $L_{gf} = 17.65$ mm, $W_{gt} = 21$ mm, and $W_{gf} = 17$ mm. The important parameters of L_{p1}, L_{p2}, L_{p3}, L_{p4}, g, and W_t are investigated to observe the variation of the operating frequency for each band in the next section.

3. PARAMETER STUDY

This section presents the important parameters, such as L_{p1}, L_{p2}, L_{p3}, L_{p4}, g, and W_t, which influence the operating frequency bands of 2.13 GHz, 4.46 GHz, and 5.56 GHz. Then, the parameter effects of the proposed antenna on impedance bandwidth and radiation pattern are illustrated.

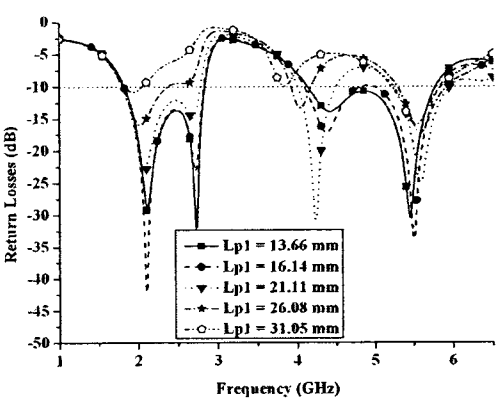


Figure 3. Simulated return losses for various L_{p1} with $L_{p2} = 36.02$ mm, $L_{p3} = 8.69$ mm, $L_{p4} = 8.69$ mm, $g = 1.15$ mm, and $W_t = 1.15$ mm.

For this design, the antenna configuration parameters, as illustrated in Fig. 2, have been chosen to be $L_{p2} = 36.02\,\text{mm}$, $L_{p3} = 8.69\,\text{mm}$, $L_{p4} = 8.69\,\text{mm}$, $g = 1.15\,\text{mm}$, $W_t = 1.15\,\text{mm}$ and then the parameter L_{p1} has been varied ($L_{p1} = 13.66$, 16.14, 21.11, 26.08, and 31.05 mm). The return losses of the designed antenna are shown in Fig. 3. From the figure, the antenna has four resonant frequencies. As the L_{p1} increases, the return losses of the first and second resonant frequencies become worse and the resonant frequencies decrease, while the center frequencies of the third and fourth resonant frequencies are shifted to the left and right, respectively and the peak between the third and fourth resonant frequencies also increases. In this case, the appropriate parameter $L_{p1} = 16.14\,\text{mm}$ is chosen to cover the operating frequency band of 1.8–2.82 GHz and to design the configuration of the next step.

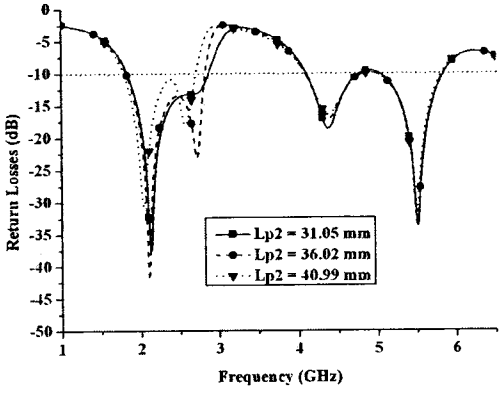


Figure 4. Simulated return losses for various L_{p2} with $L_{p1} = 16.14\,\text{mm}$, $L_{p3} = 8.69\,\text{mm}$, $L_{p4} = 8.69\,\text{mm}$, $g = 1.15\,\text{mm}$, and $W_t = 1.15\,\text{mm}$.

In order to improve the bandwidth of the first and second resonant frequencies, the parameter $L_{p1} = 16.14\,\text{mm}$ has been selected from the previous step; $L_{p3} = 8.69\,\text{mm}$, $L_{p4} = 8.69\,\text{mm}$, $g = 1.15\,\text{mm}$, and $W_t = 1.15\,\text{mm}$ are unchanged; and the parameter L_{p2} is varied to be 31.05, 36.02, and 40.99 mm. The return losses with variation of L_{p2} are depicted in Fig. 4. It can be found that the parameter L_{p2} increases from 31.05 mm to 40.99 mm, resulting in the decrease of the center frequencies of the first and second resonances. The return loss of the second resonant frequency also decreases. It can be seen that the parameter L_{p2} does not significantly afftect the third and fourth resonant frequencies. Therefore, the suitable parameter of

$L_{p2} = 36.02$ mm is preferred to cover the operating frequency range of 1.8–2.82 GHz.

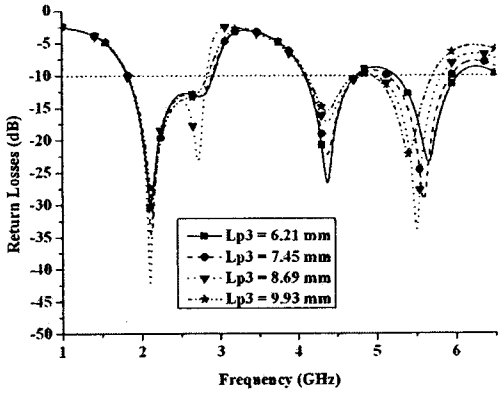


Figure 5. Simulated return losses for various L_{p3} with $L_{p1} = 16.14$ mm, $L_{p2} = 36.02$ mm, $L_{p4} = 8.69$ mm, $g = 1.15$ mm, and $W_t = 1.15$ mm.

Next, the effect of the fourth resonant frequency is investigated by varying parameter $L_{p3} = 6.21$, 7.45, 8.69, and 9.93 mm, while other parameters $L_{p1} = 16.14$ mm, $L_{p2} = 36.02$ mm, $L_{p4} = 8.69$ mm, $g = 1.15$ mm, and $W_t = 1.15$ mm are selected. The results of altering the parameter L_{p3} are depicted in Fig. 5. As the parameter L_{p3} increases, the main effect of frequency shifting is occurred at the fourth resonant frequency and the peak return loss between the third and fourth resonances slightly decreases. Also, the return losses of the first and third resonant frequencies increase. In order to cover the operating frequencies range 5.725–5.825 GHz, the appropriate parameter $L_{p3} = 6.21$ mm is selected.

However, the effects of the third and fourth resonant frequencies are still investigated by varying the parameter L_{p4} to be 6.21, 7.45, 8.69, and 9.93 mm. The previous parameters $L_{p1} = 16.14$ mm, $L_{p2} = 36.02$ mm, $L_{p3} = 6.21$ mm, $g = 1.15$ mm, and $W_t = 1.15$ mm are chosen. The alternate parameter L_{p4} causes slight change of the third and fourth resonant frequencies as shown in Fig. 6. In this figure, it can be seen that the third and fourth resonant frequencies decrease due to the parameter L_{p4} increases and the return loss of the fourth resonant frequency slightly decreases. The suitable parameter $L_{p4} = 7.45$ mm is selected to cover the operating frequency band of 5.8 GHz.

Then, the gap between the radiating patch and the modified ground plane is investigated. The significant effect on the impedance

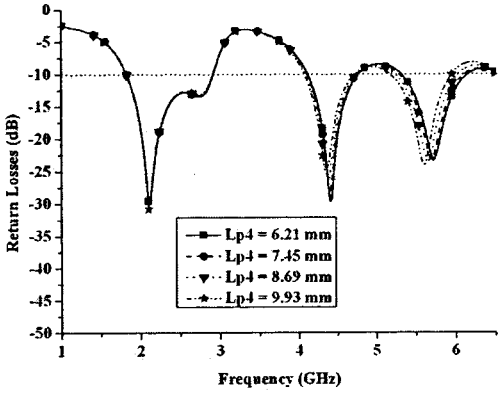


Figure 6. Simulated return losses for various L_{p4} with $L_{p1} = 16.14\,\text{mm}$, $L_{p2} = 36.02\,\text{mm}$, $L_{p3} = 6.21\,\text{mm}$, $g = 1.15\,\text{mm}$, and $W_t = 1.15\,\text{mm}$.

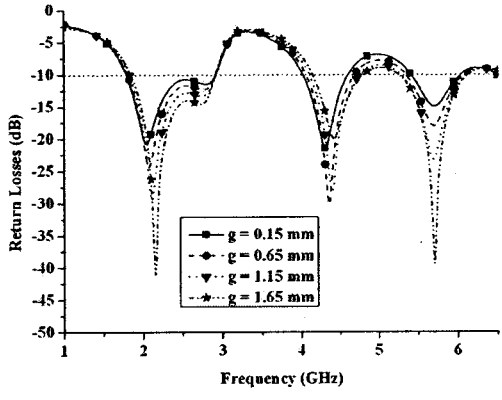


Figure 7. Simulated return losses for various g with $L_{p1} = 16.14\,\text{mm}$, $L_{p2} = 36.02\,\text{mm}$, $L_{p3} = 6.21\,\text{mm}$, $L_{p4} = 7.45\,\text{mm}$, and $W_t = 1.15\,\text{mm}$.

matching of the proposed antenna, as illustrated in Fig. 7, can be clearly seen. As the gap g is increased from 0.15 to 1.65 mm, the impedance matching at all of resonant frequencies can be greatly improved. Also, the suitable gap $g = 1.15\,\text{mm}$ is chosen. Lastly, another significant parameter for the impedance bandwidth matching at all of resonant frequencies is W_t. The effect of the parameter W_t is investigated by varying W_t from 0.89 to 1.75 mm, as shown in Fig. 8. As W_t increases, it can be clearly observed that the return loss of

the first resonance is higher, while the peak return loss between the third and fourth resonant frequencies decreases. Therefore, in order to cover the operating frequency band of 4.15–5.95 GHz, the appropriate parameter $W_t = 1.41$ mm should be chosen.

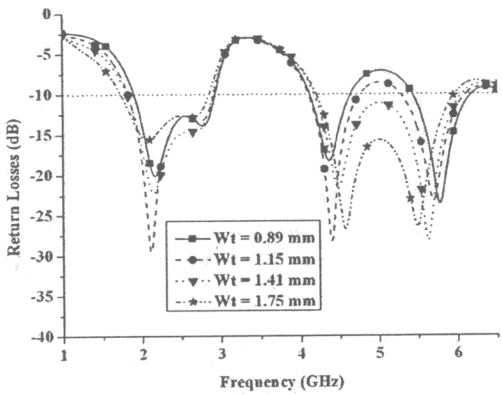


Figure 8. Simulated return losses for various W_t with $L_{p1} = 16.14$ mm, $L_{p2} = 36.02$ mm, $L_{p3} = 6.21$ mm, $L_{p4} = 7.45$ mm, and $g = 1.15$ mm.

Additionally, another effect of the modified ground plane on the radiation characteristic will be investigated. Normally, in a low

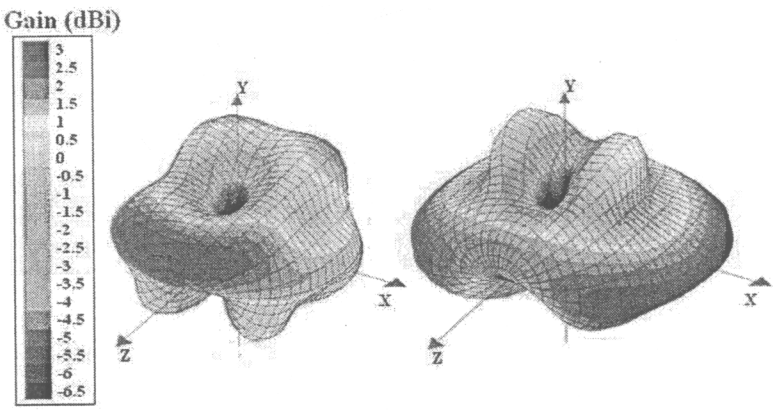


Figure 9. Simulated 3-D radiation pattern at 5.56 GHz of the modified fractal rhombic patch monopole antenna with (a) Rectangular ground plane and (b) modified ground plane.

frequency band, the radiation pattern of the proposed antenna is effectively omnidirectional, but it has usually been deteriorated in a high frequency region, i.e., at the operating frequency of 5.56 GHz. The distorted pattern at high frequency is caused by the magnetic current mainly distributed over the gap between the radiating patch and the ground plane. The traveling waves move through the gap, resulting in directional radiation patterns in the horizontal plane (xz-plane). By presenting the modified ground plane, the transverse currents on it are improved comparing with a rectangular ground plane. Therefore, at the high frequencies about 5.56 GHz, the currents on the modified ground plane are rearranged, then more power is fed into the gap between the radiating patch and the modified ground plane to radiate the waves from the gap, resulting in the propagation of an improved omnidirectional pattern. As the result, the gains in high frequency are

Table 1. Summary of parameters study of the proposed antenna with different parameters.

Parameters(mm)					
L_{p1}	L_{p2}	L_{p3}	L_{p4}	g	W_t
13.66 16.14 21.11 26.08 31.05	36.02	8.69	8.69	1.15	1.15
16.14	31.05 36.02 40.99	8.69	8.69	1.15	1.15
16.14	36.02	6.21 7.45 8.69 9.93	8.69	1.15	1.15
16.14	36.02	6.21	6.21 7.45 8.69 9.93	1.15	1.15
16.14	36.02	6.21	7.45	0.15 0.65 1.15 1.65	1.15
16.14	36.02	6.21	7.45	1.15	0.89 1.15 1.41 1.75

enhanced. Fig. 9 shows the comparison of the simulated 3-D radiation patterns between the proposed antenna with a rectangular ground plane, including the parameters of $L_{gt} = 35.25\,\text{mm}$, $L_{gf} = 0\,\text{mm}$, $W_{gt} = 0\,\text{mm}$, and $W_{gf} = 59\,\text{mm}$ and with the modified ground plane, including the optimal parameters of $L_{gt} = 17.60\,\text{mm}$, $L_{gf} = 17.65\,\text{mm}$, $W_{gt} = 21\,\text{mm}$, and $W_{gf} = 17\,\text{mm}$, at 5.56 GHz. It can be seen that the radiation pattern with the modified ground plane is improved to be more omnidirectional than that with the rectangular ground plane in the horizontal plane (xz-plane).

In order to take the most advantages for the applications in wireless communication systems, the appropriate parameters, which are $L_{p1} = 16.14\,\text{mm}$, $L_{p2} = 36.02\,\text{mm}$, $L_{p3} = 6.21\,\text{mm}$, $L_{p4} = 7.45\,\text{mm}$, $g = 1.15\,\text{mm}$, $W_t = 1.41\,\text{mm}$, are selected for the investigation of the current distributions, radiation patterns and gain of each resonant frequency in the next section. The parameter studies of the proposed antenna are summarized in Table 1.

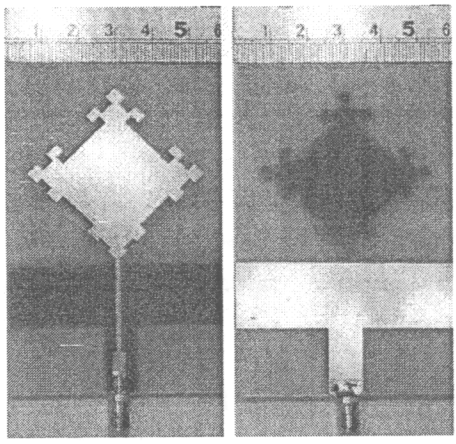


Figure 10. Photograph of the proposed antenna with appropriate values of $L_{p1} = 16.14\,\text{mm}$, $L_{p2} = 36.02\,\text{mm}$, $L_{p3} = 6.21\,\text{mm}$, $L_{p4} = 7.45\,\text{mm}$, $g = 1.15\,\text{mm}$, and $W_t = 1.41\,\text{mm}$.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

From the investigation of various parameters that affect the operating frequency bands of the proposed antenna in the previous section, the appropriate parameters including $W = W_g = 59\,\text{mm}$, $L = 90\,\text{mm}$, $L_g = 35.25\,\text{mm}$, $W_s = 33.54\,\text{mm}$, $L_t = 25.36\,\text{mm}$, $W_f = 3.48\,\text{mm}$,

$L_f = 11.55\,\text{mm}$, $L_{p1} = 16.14\,\text{mm}$, $L_{p2} = 36.02\,\text{mm}$, $L_{p3} = 6.21\,\text{mm}$, $L_{p4} = 7.45\,\text{mm}$, $g = 1.15\,\text{mm}$, $W_t = 1.41\,\text{mm}$, $L_{gt} = 17.60\,\text{mm}$, $L_{gf} = 17.65\,\text{mm}$, $W_{gt} = 21\,\text{mm}$, and $W_{gf} = 17\,\text{mm}$, are selected to construct the prototype antenna by etching into chemicals, as shown in Fig. 10. Fig. 11 shows simulated and measured return losses of the optimal proposed antenna. The simulated result shows three resonant frequencies at 2.13 GHz, 4.46 GHz, and 5.56 GHz, while the measured result has similarly resonant frequencies at 2.17 GHz, 4.47 GHz, and 5.6 GHz. All return loss results are summarized in Table 2.

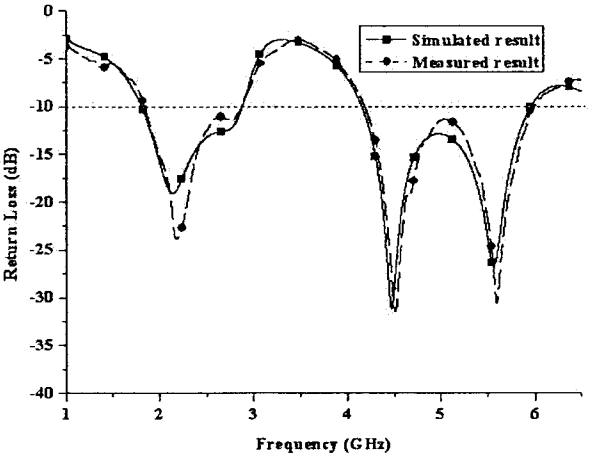


Figure 11. Simulated and measured return losses for the proposed antenna.

Table 2. Resonant frequency and return loss results of the proposed antenna.

Operating frequency Band		First	Second	Third
Resonant frequency (GHz)	Simulated results	2.13	4.46	5.56
	Measured results	2.17	4.47	5.6
Return loss (dB)	Simulated results	−19	−32	−27
	Measured results	−24	−32	−32

Both simulated and measured results are in quite good agreement, which cover PCS, UMTS, WLAN, Mobile WiMAX bands. Therefore, the proposed antenna can be applied for PCS 1900, UMTS, WLAN, and Mobile WiMAX system.

The excited surface current distributions, determined by the IE3D simulation, on the radiating modified fractal rhombic patch of the proposed antenna at 2.13 GHz, 4.46 GHz, and 5.56 GHz are illustrated in Fig. 12. For the excitation at 2.13 GHz as shown in Fig. 12(a), a larger surface current distribution is observed from the radiating patch along the length L_a. Also, it can be clearly seen that the parameters L_{p1}, L_{p2}, and L_{p4}, as mentioned in the previous section, relate to the length L_a and influence with the resonant frequency 2.13 GHz. At this frequency, the length L_a is about 98.139 mm or 0.696 λ_o.

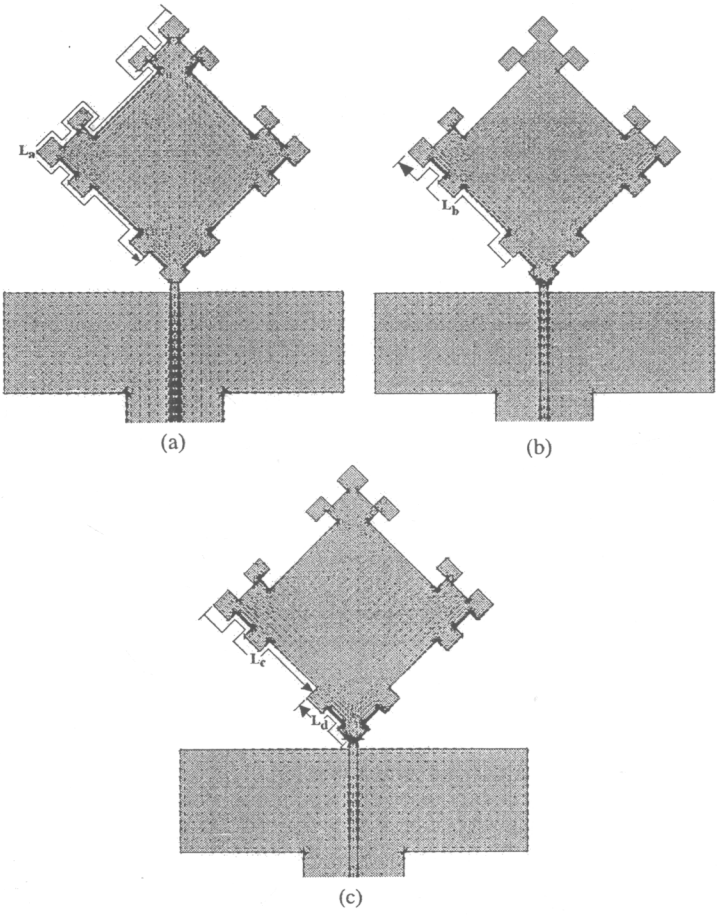


Figure 12. Simulated IE3D results of the surface current distributions on the radiating modified fractal rhombic patch of the proposed antenna at (a) 2.13 GHz, (b) 4.46 GHz, and (c) 5.56 GHz.

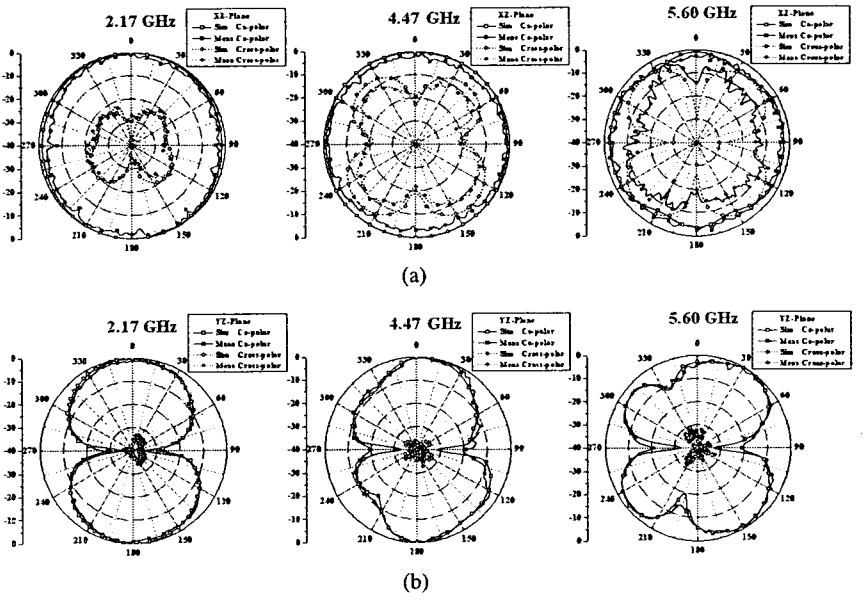


Figure 13. Measured radiation patterns of the proposed antenna with $L_{p1} = 16.14\,\text{mm}$, $L_{p2} = 36.02\,\text{mm}$, $L_{p3} = 6.21\,\text{mm}$, $L_{p4} = 7.45\,\text{mm}$, $g = 1.15\,\text{mm}$, and $W_t = 1.41\,\text{mm}$ at 2.17 GHz, 4.47 GHz, and 5.60 GHz for (a) X-Z plane and (b) Y-Z plane.

Also, Fig. 12(b) illustrates that it has a larger current distribution on the half of lowest path of radiating patch. It is obvious that the currents flow through the eroded edges, which depend on the parameter L_{p1} and L_{p4}, as mentioned in Section 3, along the length L_b to radiate E-pattern at 4.46 GHz. The L_b is about 34.783 mm or $0.517\lambda_o$. Fig. 12(c) depicts that a lager surface current distribution flows down passing the eroded edges, which depends on the parameter L_{p1} and L_{p4}, along the length L_c about 28.52 mm or $0.528\lambda_o$, while another larger surface current distribution flows up passing the eroded edges, which depend on the parameter L_{p3}, along the length L_d about 12.42 mm or $0.230\lambda_o$. It reveals that both opposite currents must disturb some parts of the radiation pattern at 5.56 GHz, resulting in the non-perfectly omnidirectional radiation pattern.

Figures 13(a) and (b) show the simulated and measured radiation patterns in X-Z and Y-Z planes for the proposed antenna at 2.17 GHz, 4.47 GHz, and 5.6 GHz. It can be clearly seen that the results are in good agreement. The simulated and measured radiation patterns of

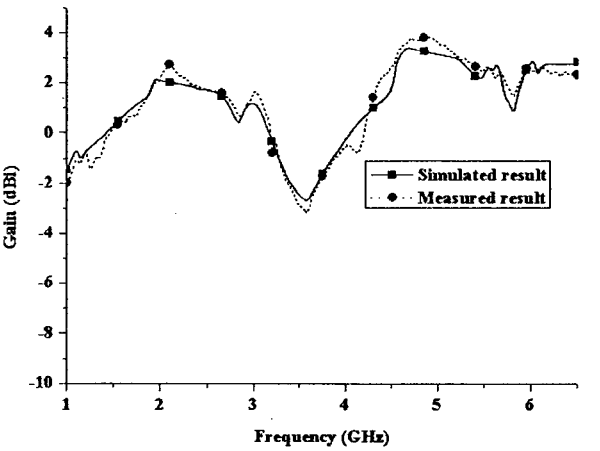


Figure 14. Simulated and measured gains of the proposed antenna.

all operating frequency bands, as shown in Fig. 13(a), are similar to an omnidirectional radiation. It can be noticed that the magnitude of cross polarization in X-Z plane increases with operating frequencies at 2.17 GHz, 4.47 GHz, and 5.6 GHz. In Fig. 13(b), the maximum gains of radiation patterns in Y-Z plane approximately occurr at 0 and 180 degrees, at the resonant frequencies of 2.17 GHz and 4.47 GHz. For the resonant frequency of 5.6 GHz, the maximum gain of radiation pattern in Y-Z plane approximately occurrs at 30 and 150 degrees due to the disturbance between the current flow along the lengths L_c and L_d. However, at the resonant frequency of 5.6 GHz, the proposed antenna can radiate the pattern similar to an omnidirectional.

Figure 14 depicts that the peaks of simulated gain of each operating frequency at 2.13 GHz, 4.46 GHz, and 5.56 GHz are approximately 2, 3, and 2 dBi, respectively, and the peaks of measured gain at each frequency of 2.17 GHz, 4.47 GHz, and 5.6 GHz are approximately 2, 3, and 2 dBi, respectively. However, varied parameters, i.e., $L_{p1}, L_{p2}, L_{p3}, L_{p4}, g$, and W_t, slightly affect the antenna gain. As the results, the average gain of the simulated and measured results is about 2 dBi at the resonant frequency.

5. CONCLUSION

In this paper, the modified fractal rhombic patch monopole antenna has been investigated. The configuration parameters of the proposed antenna have been tuned to enhance the impedance

bandwidth for operating in any wireless communication system band. From measured results, the proposed antenna is surely appropriate to apply for wireless communication systems including PCS 1900 (1.85–1.99 GHz), UMTS (1.92–2.17 GHz), WLAN (2.40–2.48 GHz/5.15–5.35 GHz/5.725–5.825 GHz), Mobile WiMAX (2.3–2.36 GHz/2.5–2.69 GHz), and WiMAX (5.25–5.85 GHz). In addition, the proposed antenna can radiate omnidirectional patterns at all of the operating frequency bands suitable for using in wireless communication applications, which is a key advantage of the fractal antennas over the conventional multiband antennas.

ACKNOWLEDGMENT

This research was supported by the Thailand Research Fund (TRF) under grant contract number RTA-5180002.

REFERENCES

1. Song, Y., Y.-C. Jiao, G. Zhao, and F.-S. Zhang, "Multiband CPW-FED triangle-shaped monopole antenna for wireless applications," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 70, 329–336, 2007.
2. Elsadek, H. and D. M. Nashaat, "Band compact size trapezoidal PIFA antenna," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 7, 865–876, 2007.
3. Liu, W. C. and H.-J. Liu, "Miniaturized asymmetrical CPW-FED meandered strip antenna for triple-band operation," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 8, 1089–1097, 2007.
4. Ang, B.-K. and B.-K. Chung, "A wideband E-shaped microstrip patch antenna for 5–6 GHz wireless communications," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 75, 397–407, 2007.
5. Wang, F. J. and J.-S. Zhang, "Wideband cavity-backed patch antenna for PCS/IMT2000/2.4 GHz WLAN," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 74, 39–46, 2007.
6. Eldek, A. A., A. Z. Elsherbeni, and C. E. Smith, "Characteristics oF bow-tie slot antenna with tapered tuning stubs for wideband operation," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 49, 53–69, 2004.
7. Eldek, A. A., A. Z. Elsherbeni, and C. E. Smith, "Design of wideband triangle slot antennas with tuning stub," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 48, 233–248, 2004.

8. Khodae, G. F., J. Nourinia, and C. Ghobadi, "A practical miniaturized U-slot patch antenna with enhanced bandwidth," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 3, 47–62, 2008.
9. Danideh, A., R. Sadeghi Fakhr, and H. R. Hassani, "Wideband co-planar microstrip patch antenna," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 4, 81–89, 2008.
10. Abbaspour, M. and H. R. Hassani, "Wideband star-shaped microstrip patch antenna," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 1, 61–68, 2008.
11. Liu, Y.-T. and C.-W. Su, "Wideband omnidirectional operation monopole antenna," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 1, 255–261, 2008.
12. Wang, F. J. and J.-S. Zhang, "Wideband printed dipole antenna for multiple wireless services," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 11, 1469–1477, 2007.
13. Mandelbrot, B. B., *The Fractal Geometry of Nature*, W. H. Freeman, New York, 1983.
14. Puente, C., J. Romeu, R. Pous, J. Pamis, and A. Hijazo, "Small but long Koch fractal monopole," *Electronics Letters*, Vol. 34, No. 1, 9–10, 1998.
15. Gianvittorio, J. P. and Y. Rahmat-Samii, "Fractal antennas: A novel antenna miniaturization technique, and applications," *IEEE Antennas Propagation Magazine*, Vol. 44, No. 1, 20–36, 2002.
16. Elkamchouchi, H. M. and M. N. A. El-Salam, "Square loop antenna miniaturization using fractal geometry," *Antenna and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE*, Vol. 4, 254–257, 2003.
17. Ataeiseresht, R., C. Ghobadi, and J. Nourinia, "A novel analysis of minkowski fractal microstrip patch antenna," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 20, No. 8, 1115–1127, 2006.
18. Kordzadeh, A. and F. Hodjat-Kashani, "A new reduced size microstrip patch antenna with fractal shaped defects," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 11, 29–37, 2009.
19. Puente, C., J. Romeu, R. Pous, and A. Cardama, "On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, No. 4, 517–524, 1998.
20. Romeu, J. and J. Soler, "Generalized Sierpinski fractal multiband antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 49, No. 8, 1237–1239, 2001.

21. Song, C. T. P., P. S. Hall, and H. Ghafouri-Shiraz, "Multiband multiple ring monopole antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No. 4, 722–729, 2003.
22. Liu, J.-C., D.-C. Lou, C.-Y. Liu, C.-Y. Wu, and T.-W. Soong, "Precise determinations of the CPW-FED circular fractal slot antenna," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, Vol. 48, No. 8, 1586–1592, 2006.
23. Congiu, S. and G. Mazzarella, "A tri-band printed antenna base on a Sierpinski gasket," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 15, 2187–2200, 2007.
24. Mahatthanajatuphat, C. and P. Akkaraekthalin, "An NP generator model for Minkowski fractal antenna," *Proceeding of the 3rd ECTI-CON*, Vol. 2, 749–752, 2006.

1.13 **P. Keowsawat, C. Phongcharoenpanich and S. Kosulvit, "Mutual Information of MIMO System in a Corridor environment Based on Double Directional Channel Measurement," J. of Electromagn. Waves and Appl., Vol. 23, 1221-1233, 2009.**

J. of Electromagn. Waves and Appl., Vol. 23, 1221–1233, 2009

MUTUAL INFORMATION OF MIMO SYSTEM IN A CORRIDOR ENVIRONMENT BASED ON DOUBLE DIRECTIONAL CHANNEL MEASUREMENT

P. Keowsawat, C. Phongcharoenpanich, and S. Kosulvit

Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok 10520, Thailand

J. Takada

Department of International Development Engineering
Graduate School of Science and Engineering
Tokyo Institute of Technology
Tokyo 152–8550, Japan

M. Krairiksh

Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok 10520, Thailand

Abstract—Double directional channel measurements were made in a corridor environment with a channel sounder. A multidimensional high resolution algorithm was used to extract channel parameters for calculating the mutual information of a special Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) system. This system utilized bidirectional dual-polarized antennas at both ends of the communication. In a corridor environment, the mutual information of this system was 12 b/s/Hz higher than that of the other MIMO system equipped with traditional 1λ horizontally-spaced vertically-polarized dipole array antennas. Depolarization of the vertical polarization transmission degraded the mutual information of the dipole array antennas in this environment. The angular spread of the incoming signals at the receiver ranged from 0.9° to 3.8° depending on the distance between the transmitter and the receiver.

Corresponding author: C. Phongcharoenpanich (kpchuwon@kmitl.ac.th).

1. INTRODUCTION

Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) systems play an important role in high speed wireless communications since it can increase data rate without increasing the frequency spectrum or transmitted power [1–5]. They usually use spatially separated antennas with single polarization, but large separation between antennas is needed to achieve uncorrelated channels. When space is limited, small, spatially separated antennas can not provide significant independent channels; hence, polarization diversity antennas are introduced to solve the problem [6, 7]. Additionally, as far as radiation pattern is concerned, dipole antennas with omnidirectional radiation pattern are used successfully in many wireless communication systems. However, for certain types of area such as in a corridor, where it is desirable to be able to communicate effectively along its maximum distance, omnidirectional radiation pattern does not give satisfactory result. Therefore, the use of transmitting antennas with bidirectional radiation pattern is proposed.

To assess the performance of MIMO systems in real propagation channel, accurate characteristics of the channel are required. A number of research studies have tried to explain the behavior of corridor channel. Most of them used ray optical models based on electromagnetic simulation [8, 9]. However, since the real propagation environments can not be completely modeled by electromagnetic simulation, the environment can be modeled by propagation measurement. The double directional channel measurement was proposed which the properties of the propagation channel were independent of the measurement antennas [10]. The parameters of multipath can be accurately estimated by parametric estimation algorithms. The results of corridor channel characteristics by double directional measurements were reported in [11] where the number of multipath clusters, angular and delay spreads in the environment were presented. Since the application of polarization diversity antennas in MIMO system design proves to be useful, it is necessary to study its polarization behavior in a corridor environment.

In this paper, we present a double directional channel measurement in a corridor. Multipath parameters including polarimetric path weight matrix, Direction of Departure (DoD) at the transmitting site, Direction of Arrival (DoA) at the receiving site, and path delay are extracted from the sounding measurement data. Depolarization of signal was studied in terms of cross polarization power ratio (XPR) [12, 13]. Angular power spectrum and angular spread of incoming signal in a corridor environment

were also investigated. The extracted multipath parameters can be used in combination with the directivity of any assessed antennas to create a complete channel model like the evaluation approach in [14]. Consequently, the mutual information that corresponds to these channel responses can be obtained. Here, the mutual information of a MIMO system with 0°/90° dual-polarized bidirectional antenna and 1λ horizontally-spaced vertically-polarized dipole array antennas are compared with each other.

2. MATERIAL AND METHOD

2.1. Double Directional Channel Measurement

The channel measurement was conducted in a corridor. The layout and photograph are shown in Fig. 1(a) and Fig. 1(b), respectively. The width of the corridor is 2 m and the length is 64 m, with lecture rooms along both sides. The walls along the corridor and between the rooms were made of reinforced concrete with wooden office doors. The floor was rubber sheets on concrete and the ceiling was covered with metal grid (approximately 50 cm gap between the metal grid and the concrete layer). The height of the corridor was 2.45 cm. There were metal pipes beneath the metal grid. A wideband measurement was performed in the 5 GHz band using the Medav RUSK-Fujitsu MIMO channel sounder [15]. The periodic multi-frequency test signal used in the measurement had a repetition period of 0.8 μs and a bandwidth of 120 MHz. The measurement was based on MIMO channel with a polarimetric rectangular array antenna as the transmitting antenna (Tx) and a stacked uniform polarimetric circular patch array antenna as the receiving antenna (Rx). For every position in the measurements, the transmitting antenna height is 180 cm and the receiving antenna height is 115 cm. The transmitted power in all measurements was fixed at 30 dBm and the time interval of the MIMO switch was 1 ms. Because the transmitting power was restricted by the transmission license, the Tx and Rx were separated only at a maximum distance of 26 m. All of the locations measured represented the Line-of-Sight (LoS) scenarios where the Tx-Rx separation varied from 26 m to 16 m. These separations corresponded to Rx1 to Rx4 in Fig. 1. The Tx was fixed at the location marked as "Tx" in Fig. 1. It should be noted that there was an emergency door 5 m behind the Tx. The Rx azimuth equals 0° was pointing at the Tx at all locations. For all measurements, dual-polarized elements were used in both transmitting and receiving array antennas to obtain a polarization matrix of the environment. The complex frequency responses were computed on-line and stored into the sounder's hard disk for subsequent off-line post-

processing. At each point in the measurement, 500 snapshots were taken. During the measurement, people were not allowed to move around in order to keep the channel static. The Tx and Rx antennas were de-embedded from the channel response for estimation of the parameters. In order to obtain a correct extraction of the multipath parameters, the Tx and Rx had to be properly synchronized in time and frequency. This was done by connecting the Tx and Rx units via optical fibers. Moreover, the effect of signal propagation through the cable and the signal processing delays were eliminated by doing back-to-back calibration. The complex frequency response data from the sounding measurement was processed off-line by using the RIMAX algorithm [16], a multi-dimensional maximum likelihood algorithm, to extract the multipath parameters.

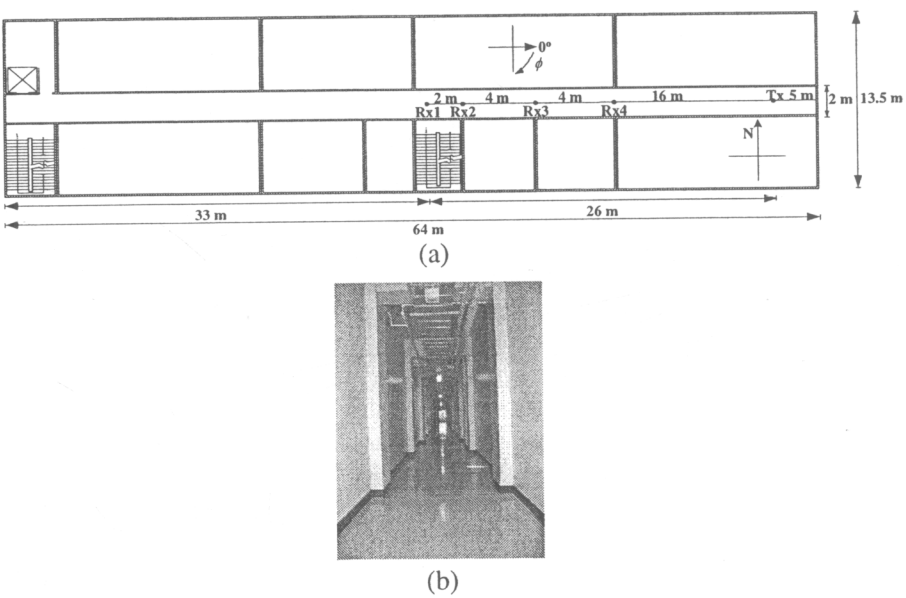


Figure 1. Location of sounding measurements. (a) Layout. (b) Photograph.

2.2. Mutual Information Calculation

Since mutual information is a random variable that depends on instantaneous channel, the Cumulative Distribution Function (CDF) of mutual information can be obtained from measurements with slightly displaced arrays or with temporally varied scatterer arrangement. However, these complex measurement techniques can be replaced by

a simple evaluation method that requires only a single measurement (single snapshot) of the channel [14]. This method uses the fact that different realizations of the channel are generated as the phases of multipath components change. These phases are uniformly distributed random variables that occur when the transmitter, receiver, or scatterers move in the channel. The transfer function of a 2×2 MIMO system with single polarization is shown in [14]. However, for a 2×2 MIMO system with dual-polarized antennas at both ends, the different realizations of the transfer function of the different polarized transmitting and receiving antennas are

$$\begin{aligned}\mathbf{H}(t,\tau) &= \iiiint \overline{\mathbf{E}}_R(\Omega_R) \times \overline{\overline{\Gamma}}(t,\tau,\Omega_R,\Omega_T) \times \overline{\mathbf{E}}_T^H(\Omega_T) d\Omega_R d\Omega_T \\ &= \sum_{l=1}^{L} \begin{bmatrix} e_{R\theta 1}(\Omega_{Rl}) & e_{R\varphi 1}(\Omega_{Rl}) \\ e_{R\theta 2}(\Omega_{Rl}) & e_{R\varphi 2}(\Omega_{Rl}) \\ \vdots & \vdots \\ e_{R\theta N}(\Omega_{Rl}) & e_{R\varphi N}(\Omega_{Rl}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_l^{pp} & \gamma_l^{pq} \\ \gamma_l^{qp} & \gamma_l^{qq} \end{bmatrix} \\ &\quad \cdot \begin{bmatrix} e_{T\theta 1}^*(\Omega_{Tl}) & e_{T\theta 2}^*(\Omega_{Tl}) & \cdots & e_{T\theta N}^*(\Omega_{Tl}) \\ e_{T\varphi 1}^*(\Omega_{Tl}) & e_{T\varphi 2}^*(\Omega_{Tl}) & \cdots & e_{T\varphi M}^*(\Omega_{Tl}) \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{1}$$

l is the index of estimated paths and L is the total number of estimated paths. $\overline{\overline{\Gamma}}$ is the different path weights which are complex polarimetric path weights γ^{pp}, γ^{pq}, γ^{qp}, and γ^{qq} for the different transmitting and receiving polarizations. The first and second subscripts indicate the polarization at the receiver and transmitter ends, respectively, where p and q are the vertical and horizontal polarizations. $\overline{\mathbf{E}}_R$ and $\overline{\mathbf{E}}_T$ are the complex radiation patterns of the receiving and transmitting antennas, respectively. $\Omega = (\theta, \varphi)$ where θ and φ are the azimuth and elevation directions. τ is the delay different multipath number k. Referring to [2, 17], the uncorrelated channels for the MIMO system can be found by using the Singular Value Decomposition (SVD) of the channel matrix $\mathbf{H}$. It should be noted that water filling was not used to calculate the uncorrelated channels of the channel matrix $\mathbf{H}$ since power assigned to the channel remains unaltered whether channel conditions are favorable or not. From Shannon's theorem [18], the mutual information of a uniform power transmission per unit frequency or the spectral efficiency measured in b/s/Hz of parallel channels can be calculated [1, 2, 17].

3. RESULTS

3.1. Channel Characteristics

To investigate the depolarization of the signal in the corridor environment, we used the cross polarization power ratio (XPR) [12, 13] term of each detected path. The centroid of the cross polarization power ratio ($XPRC$) and the spread of the cross polarization power ratio ($XPRS$) were calculated at each measured point and used to evaluate the depolarization of the environment.

The $XPRC$ and $XPRS$ results are shown in Table 1. The $XPRC_V$ results of vertical polarization were mainly positive except at Rx1 where there was depolarization. As for the results of the $XPRC_H$ of horizontal polarizations, depolarizations could be observed at Rx1 and Rx2 but there were no depolarizations at Rx3 and Rx4. The $XPRS$ of 2 to 7 dB could be observed in both polarizations. The angular spreads at the front of the receiver in the corridor environment, shown in Table 1, varied from 0.9° to 3.8°. This result agreed well with the measurement reported in [11]. These $XPRC$ and angular spread had an influence on the mutual information of the investigated antennas. The discrete azimuth angular power spectrums at Rx1 for vertical and horizontal polarizations are shown in Figs. 2(a) and 2(b), respectively. They have bidirectional patterns which were similar to the shape of the corridor. Hence, it can be concluded that a bidirectional radiation pattern antenna is suitable for this environment. The directions of significant paths, i.e., paths with high path gain, were in the azimuth direction of 0° and 180°. The nearly 180° path was the transmission path whose signals passed over the receiver and then reflected back from the wall behind it. As shown in Table 1, the result on F/B, which are the ratios of the incoming signal in the 0° direction to the incoming signal in the 180° direction, shows that the signal strength in the front direction was significantly strong at all points measured.

Table 1. Angular spread, $XPRC$, $XPRS$, and Front-to-Back ratio (F/B).

Rx	$XPRC_V$ [dB]	$XPRC_H$ [dB]	$XPRS_V$ [dB]	$XPRS_H$ [dB]	Angular Spread		F/B [dB]
					Front	Back	
Rx1	−0.3	−1.8	6.7	7.2	3.8°	4.2°	30.0
Rx2	2.6	−0.9	4.8	5.5	1.2°	3.2°	31.3
Rx3	5.7	2.3	3.4	3.8	1.1°	2.9°	37.8
Rx4	7.2	6.5	2.3	2.1	0.9°	2.7°	42.5

The measured discrete angular power spectrums at Rx2, Rx3, and Rx4 were similar to those in Fig. 2 and so not illustrated.

3.2. Bidirectional Dual-Polarized Antenna

A bidirectional dual-polarized antenna was used for evaluation in this corridor environment. The antenna parameters were the ring radius (a), ring width (d), and probe length (l) which was the same for both excited probes as shown in Fig. 3. The angle between the two probes was fixed at 90°. The maximum gain, return loss, and isolation of the antenna were adjusted by varying the antenna parameters to achieve the desired antenna characteristics [19]. The antenna was equipped with probe 1 on the $+z$-axis to provide vertical polarization and probe 2 on the $-y$-axis to provide horizontal polarization. Both probes were of the same length (l) of 0.25λ, following the design in [20]. These two probes excited the two apertures perpendicular to the x-axis and provided a bidirectional radiation pattern along the $+x$-axis and the $-x$-axis. When the antenna was placed on the ceiling of the corridor, its bidirectional radiation pattern covered the length of the corridor along the x-axis. Maximum gains were required in the directions $\phi = 0°$ and $\phi = 180°$ to provide maximum coverage distance of the area. Ring radius of 0.30λ (1.73 cm) and ring width of 0.40λ (2.31 cm) were used to fabricate the prototype antenna.

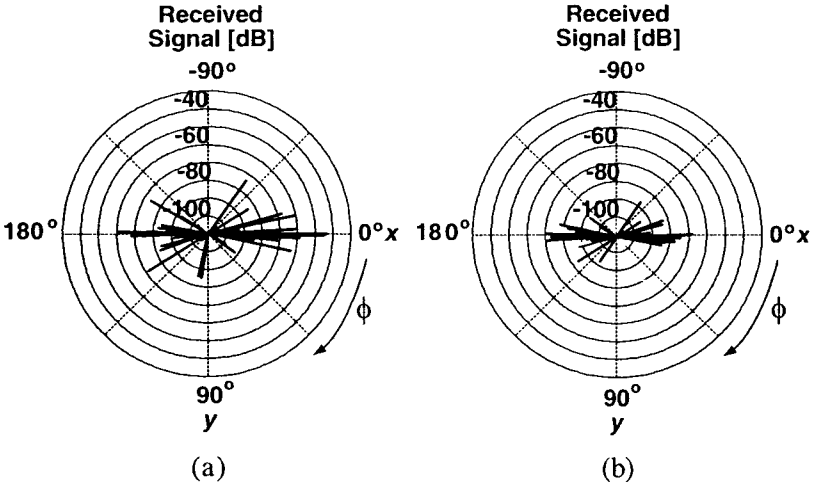


Figure 2. Received angular power spectrums at Rx1. (a) Vertical polarization. (b) Horizontal polarization.

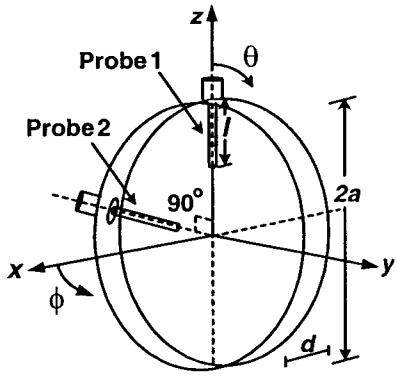


Figure 3. Configuration of a bidirectional dual-polarized antenna.

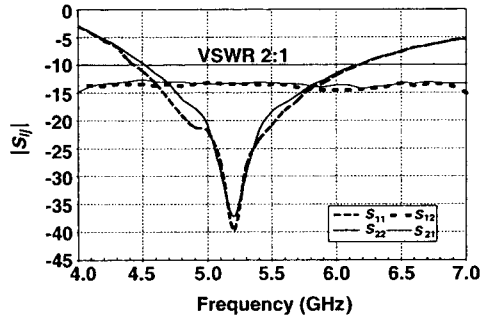


Figure 4. Measured S-parameters of the bidirectional dual-polarized antenna.

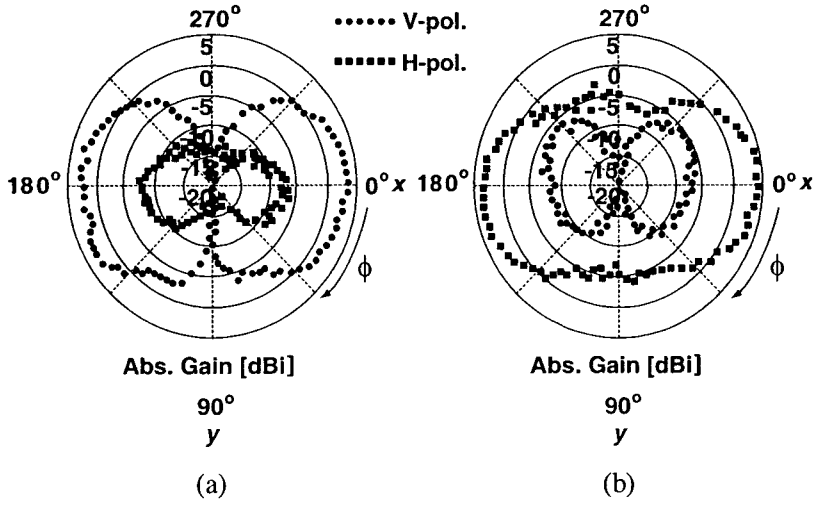


Figure 5. Radiation patterns in the xy-plane of the bidirectional dual-polarized antenna. (a) Probe 1 was excited, probe 2 was terminated. (b) Probe 2 was excited, probe 1 was terminated.

Figure 4 shows the S-parameters of the antennas over the 4–7 GHz band. The bandwidth, with VSWR at less than 2 : 1, was 1600 MHz for this proposed antenna and, consequently, the impedance bandwidth was wide. Specifically, over the operating bandwidth of 5.15–5.25 GHz, the antenna yielded return loss and isolation of more than 40 dB

and 10 dB, respectively. Figs. 5(a) and 5(b) show the measured and simulated radiation patterns in the xy-plane of the antenna when probe 1 and probe 2 were excited, respectively. The antenna possessed a bidirectional pattern with cross polarization of less than 10 dB.

3.3. Mutual Information

Two sets of Tx-Rx antennas are compared in this section, namely, the bidirectional dual-polarized antennas and the dipole array antennas at both the Tx and Rx ends. Uncorrelated paths were obtained from the eigenvalues of the SVD approach. Usually, the MIMO channel mutual information reported by most of the existing studies was investigated under a constant received power condition [1, 6, 17]. However, in order to evaluate the effect of antenna gain on mutual information, power allocation was not used in this calculation. Power in each channel and noise power were calculated from the transmitted power levels and the noise floor of the receiver according to IEEE Std 802.11a [21]. For the 5.15 to 5.25 GHz band, the total maximum output power was equal to 40 mW. Since each transmitter transmitted an independent data stream of power, we have power in each channel equals 20 mW or 13 dBm. According to IEEE Std 802.11a, the noise figure of the receiver was equal to 10 dB, noise power was equal to -91 dBm over the 20 MHz bandwidth. Finally, by using power in each channel, noise power and eigenvalues, mutual information was obtained. From the value of above power in each channel and noise power, the calculated Signal to Noise Ratio (SNR) was 104 dB which was rather high from the SNR used in an optimal power allocation system. However, these power in each channel and noise power are actually used in WLAN IEEE 802.11a. In the calculation of mutual information of the bidirectional dual-polarized antenna and the dipole array antennas, the same values of power in each channel and noise power were used.

Table 2. Comparison of 10% outage mutual information (b/s/Hz) of the antennas.

Rx	Mutual information [b/s/Hz]	
	Bidirectional Antenna	Dipole Array Antennas
Rx1	30.2	18.0
Rx2	31.2	18.3
Rx3	32.1	18.7
Rx4	36.0	19.2

The mutual information of the bidirectional dual-polarized antenna and the dipole array antennas at 10% outage probability and at all measurement points are shown in Table 2. At Rx1, the bidirectional dual-polarized antenna provided higher mutual information than the dipole array antennas did due to the corresponding radiation pattern with the angular power spectrums. In addition, there was the depolarization of the vertical polarization at Rx1 where the transmitted vertical polarization signals turned into a horizontal polarization in this corridor environment. Hence, the receiving vertical polarization dipole array antennas received cross polarization. At other Rx positions (Rx2, Rx3 and Rx4) the mutual information from the dual-polarized antenna was higher than that from the dipole array antennas since the average angular spread at these Rx positions was very small. The performance of spatially-spaced MIMO systems degrade when their incoming signal angular spread is small such as in a line-of-sight environment [22, 23]. Mutual information increases as the distance between the transmitter and the receiver decreases due to stronger received signal as the receiver approaches the transmitter. It should be pointed out that bidirectional dual-polarized antenna is suitable for a corridor environment where the angular spread is small and depolarization exists.

4. CONCLUSION

This paper presents the results of double directional channel measurements in a corridor environment by channel sounder. Channel properties, especially polarization, in a corridor are determined from *XPRC*, *XPRS*, angular spread and angular power spectrum. The obtained channel multipath parameters, i.e., DoA, DoD, TDoA and polarimetric path weight are calculated with antenna directivity to produce MIMO channel model of arbitrary antenna. Then, mutual information of arbitrary antenna in a corridor environment can be investigated. It can be observed that the reflection along the corridor established the small spread of the incoming signal. Measurement results exhibit the bidirectional shape of the received angular power spectrum. It was found that depolarization of both vertical and horizontal polarizations should be concerned in installing the antenna in the corridor. For instance, traditional dipole antenna may be installed with tilt angle to achieve good communication performance when distance between Tx and Rx is in excess of 20 m. A dual polarized antenna is a good candidate to resolve depolarization of vertical polarization in the corridor environment. Furthermore, the bidirectional antenna is suitable for the bidirectional angular power

spectrum in the corridor environment. It was illustrated that the bidirectional dual-polarized antenna provides 66.67% higher mutual information than the dipole array antennas over the same SNR value. It is noted that this result is for 2×2 array antenna; however, the result maybe different for larger array. This increased mutual information enhances data rate in high-speed modern wireless communications.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank Dr. I. Ida of Fujitsu Ltd., Japan for his assistance and also thank members of Takada Laboratory, Tokyo Institute of Technology, Japan for their supports in channel measurement. The work of P. Keowsawat was supported by the Thailand Research Fund (TRF) through the Royal Golden Jubilee Ph.D. Program under Grant No. PHD/0067/2546. The work of M. Krairiksh was supported by the TRF through the Senior Research Scholar Program under Grant No. RTA 5180002.

REFERENCES

1. Foschini, G. J. and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Pers. Commun.*, Vol. 6, No. 3, 311–335, Mar. 1998.
2. Teletar, I. E., "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *Eur. Trans. Telecommun.*, Vol. 10, No. 6, 585–595, Nov./Dec. 1999.
3. Roozbahani, M. G., E. Jedari, and A. A. Shishegar, "A new link-level simulation procedure of wideband MIMO radio channel for performance evaluation of indoor WLANs," *Progress In Eletromagnetics Research*, PIER 83, 13–24, 2008.
4. Noori, N. and H. Oraizi, "Evaluation of mimo channel capacity in indoor environment using vector parabolic equation method," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 4, 13–25, 2008.
5. Chou, H.-T., H.-C. Cheng, H.-T. Hsu, and L. R. Kuo, "Investigations of isolation improvement techniques for multiple input multiple output (MIMO) WLAN portable terminal applications," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 85, 349–366, 2008.
6. Kyritsi, P., D. C. Cox, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Effect of antenna polarization on the capacity of a multiple

element system in an indoor environment," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 20, No. 6, 1227–1239, Aug. 2002.

7. Sulonen, K., P. Suvikunnas, L. Yuokko, J. Kivinen, and P. Vaunikainen, "Comparison of MIMO antenna configurations in picocell and microcell environments," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 21, No. 5, 703–712, Jun. 2003.
8. Burr, A., "Evaluation of capacity of indoor wireless MIMO channel using ray tracing," *Proc. 2002 Int. Zurich Seminar on Broadband Communications Access-Transmission-Networking*, 28-1–28-6, 2002.
9. Elnaggar, M. S., S. Safavi-Naeini, and S. K. Chaudhuri, "Simulation of the achievable indoor MIMO capacity by using an adaptive phased-array," *Proc. 2004 Radio and Wireless Conf.*, 155–158, 2004.
10. Steinbauer, M., A. F. Molisch, and E. Bonek, "The double directional radio channel," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, Vol. 43, No. 4, 51–63, Aug. 2001.
11. Medbo, J., "Channel model parameters for the office environment," COST 273 TD(05)050, Bologna, Italy, Jan. 2005.
12. Taga, T., "Analysis for mean effective gain of mobile antennas," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 39, No. 2, 117–131, 1999.
13. Landmann, M., K. Sivasondhivat, J. Takada, I. Ida, and R. Thoma, "Polarization behavior of discrete multipath and diffuse scattering in urban environments at 4.5 GHz," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Vol. 2007, 1–16, 2007.
14. Molisch, A. F., M. Steinbauer, M. Toeltsch, E. Bonek, and R. S. Thomä, "Capacity of MIMO systems based on measured wireless channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 20, No. 3, 561–569, Apr. 2002.
15. http://www.channelsounder.de, accessed Apr. 2009.
16. Thomä, R. S., M. Landman, and A. Richter, "RIMAX — A maximum likelihood framework channel parameter estimation in multidimensional channel sounding," *Proc. 2004 Int. Symp. on Antennas and Propag.*, 53–56, 2004.
17. Andersen, J. B., "Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 18, No. 11, 2172–2178, Nov. 2000.
18. Shannon, C. E., "A mathematical theory of communication," *Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 27, 379–423, 623–656, Oct. 1948.
19. Keowsawat, P., C. Phongcharoenpanich, S. Kosulvit, and

M. Krairiksh, "Analysis and design of a two-probe excited circular ring antenna for MIMO application," *International Journal of Electronics*, submitted.

20. Kosulvit, S., M. Krairiksh, C. Phongcharoenpanich, and T. Wakabayashi, "Simple and cost-effective bidirectional antenna using a probe excited circular ring," *IEICE Trans. Electron.*, Vol. E84-C, No. 4, 443–450, Apr. 2001.
21. IEEE Std 802.11a-1999, *Part11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*, 1999.
22. Haykin, S. and M. Moher, *Modern Wireless Communications*, Pearson Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2005.
23. Kermoal, J. P., P. E. Mogensen, S. H. Jensen, J. B. Andersen, F. Frederiksen, T. B. Sørensen, and K. I. Pedersen, "Experimental investigation of multipath richness for multi-element transmit and receive antenna arrays," *Proc. IEEE 51th Veh. Technol. Conf.*, 2004–2008, 2000.

1.14 **P. Wounchoum, D. Worasawate, C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, "A Two-Slot Array Antenna on a concentric Sectoral Cylindrical Cavity Excited by a Coupling Slot," Progress In Electromagnetics Research, PIER 86, 135-154, 2008.**

Progress In Electromagnetics Research, PIER 86, 135–154, 2008

A TWO-SLOT ARRAY ANTENNA ON A CONCENTRIC SECTORAL CYLINDRICAL CAVITY EXCITED BY A COUPLING SLOT

P. Wounchoum

Department of Telecommunication Engineering
Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok 10520, Thailand

D. Worasawate

Department of Electrical Engineering
Faculty of Engineering
Kasetsart University
Bangkok 10900, Thailand

C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh

Department of Telecommunication Engineering
Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok 10520, Thailand

Abstract—A two-slot array antenna on a concentric sectoral cylindrical cavity excited by a coupling slot is investigated. The electromagnetic fields and Q factors for the first few modes of a concentric sectoral cylindrical cavity are presented. It shows that the appropriate mode for a slot array antenna on a concentric sectoral cylindrical cavity is the TM_{110} mode. The correlations between each mode distribution and the magnetic field distributions inside the cavity are presented. The antenna design and the parametric study of a two-slot array antenna on a concentric sectoral cylindrical cavity for a single sector are illustrated. Simulated results are validated by measurements. The results provide useful information for the design of a switched-beam slot array antenna on the concentric sectoral cylindrical cavities.

1. INTRODUCTION

Slot array antennas have been widely used for many applications due to its conformal nature, compact structure, high power handing, and high efficiency. Many researches on slot antennas have been extensively studied on different structures such as rectangular waveguides [1–7], spheroids [8], infinitely long cylinders [9–11], circular cylindrical cavities [12] and coaxial cables [13–17]. Slot antennas on sectoral cylindrical waveguides have been studied in [18–22]. An impedance characteristic of a sectoral cylindrical cavity-backed slot antenna excited by a probe was presented by [23, 24]. To the best of our knowledge, a concentric sectoral cylindrical cavity-backed slot array antenna excited by a coupling slot has not been analyzed.

This paper focuses on a two-slot array antenna on a concentric sectoral cylindrical cavity excited by a coupling slot. All slots are circumferentially oriented. The antenna is intended for using in a wireless sensor network. A switched-beam antenna, compositing of several antennas covering different sensing areas, is desirable for a master node. The operating frequency of 5.8 GHz ISM band is used for the sensor-size minimization. The goal of this paper is to study the magnetic field distributions inside the slotted cavity and the effects on the antenna characteristics. The magnetic fields for the first few modes inside the cavity with the sectoral angle of 60 degrees are presented. The dimensions of the cross section of the cavity are obtained by considering the solutions for a coaxial cylindrical cavity given in [25, 26] and a circular sectoral waveguide given by [20]. The relations between the outer radius (in terms of wavelength) and the ratio of the inner to outer radii are illustrated. The results show the effects of these parameters on the TM_{110} mode which is easily excited by a coupling slot and provide a uniformly distributed magnetic field on the outer metal wall. Q factors are obtained from the losses of metal wall by using the surface impedance method [25–27]. The Q factor is used to set the optimum dimensions of the cavity. The relations between the ratio of the inner to outer radii and the Q factor are illustrated for TM_{11q} modes. The correlations between each mode distribution and the magnetic field distributions inside the cavity are presented. Computer Simulation Technology (CST) was used as a simulation tool to obtain the antenna characteristics. The radiation pattern, magnetic field distribution and magnitude of S_{11} are investigated in the terms of the length of the cavity. The location of the coupling slot is considered to find the appropriate antenna characteristics. The prototyped antenna was fabricated and measured to verify the simulated results. The results provide useful information

for the design of a switched-beam slot array antenna on the concentric sectoral cylindrical cavities.

2. CONCENTRIC SECTORAL CYLINDRICAL CAVITY

2.1. Electromagnetic Solutions for a Concentric Sectoral Cylindrical Cavity

The geometry of a concentric sectoral cylindrical cavity is shown in Fig. 1. The inner and outer radii of the cavity are denoted by r_a and r_b, respectively. The cavity is enclosed by conducting surfaces at the angles of $\phi = \phi_1$ and $\phi = -\phi_1$. The height of the cavity is denoted by l_R where the bottom and top of the cavity are at $z = 0$ and $z = l_R$, respectively. The cavity is filled with a dielectric medium with the permittivity of ε and permeability of μ. The electric field, $\mathbf{E}$, and magnetic field, $\mathbf{H}$, in the cavity can be derived from the magnetic vector potential, $\mathbf{A}$, and the electric vector potential, $\mathbf{F}$ as [27]

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \frac{1}{j\omega\mu\varepsilon}\nabla \times \nabla \times \mathbf{A}(\mathbf{r}) - \frac{1}{\varepsilon}\nabla \times \mathbf{F}(\mathbf{r}) \tag{1}$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{j\omega\mu\varepsilon}\nabla \times \nabla \times \mathbf{F}(\mathbf{r}) + \frac{1}{\mu}\nabla \times \mathbf{A}(\mathbf{r}) \tag{2}$$

These electromagnetic fields can be decomposed into two separated modes: TE and TM modes. For TE modes, $\mathbf{A}$ vanishes and only the z-component of $\mathbf{F}$ exists. For TM modes, $\mathbf{F}$ vanishes and only the z-component of $\mathbf{A}$ exists. The expressions for the fields of a concentric sectoral cylindrical cavity are obtained by modifying the solutions of a coaxial cylindrical cavity and a circular sectoral waveguide.

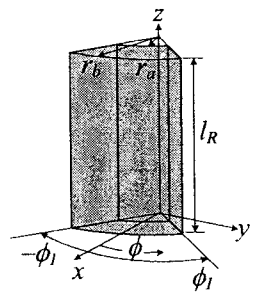


Figure 1. Geometry of a concentric sectoral cylindrical cavity.

The expressions for the fields of TE modes are written as

$$\mathbf{F} = A_{pn} B_{\mathrm{TE}}(\rho) \cos(m\phi) \sin(\beta z) \mathbf{a}_z \tag{3}$$

$$E_\rho = A_{pn} \frac{m B_{\mathrm{TE}}(\rho)}{\varepsilon \rho} \sin(m(\phi - \phi_1)) \sin(\beta z) \tag{4}$$

$$E_\phi = A_{pn} \frac{B'_{\mathrm{TE}}(\rho)}{\varepsilon} \cos(m(\phi - \phi_1)) \sin(\beta z) \tag{5}$$

$$E_z = 0 \tag{6}$$

$$H_\rho = A_{pn} \frac{\beta B'_{\mathrm{TE}}(\rho)}{j\omega\mu\varepsilon} \cos(m(\phi - \phi_1)) \cos(\beta z) \tag{7}$$

$$H_\phi = -A_{pn} \frac{m\beta B_{\mathrm{TE}}(\rho)}{j\omega\mu\varepsilon\rho} \sin(m(\phi - \phi_1)) \cos(\beta z) \tag{8}$$

$$H_z = A_{pn} \frac{k_c^2 B_{\mathrm{TE}}(\rho)}{j\omega\mu\varepsilon} \cos(m(\phi - \phi_1)) \sin(\beta z) \tag{9}$$

where subscripts ρ, ϕ, and z denote the radial, circumferential, and axial components of the fields and the A_{pn} values are the amplitudes of the modes associated with subscripts $p = 0, 1, 2, \ldots$, $n = 1, 2, 3, \ldots$ and $m = p\pi/2\phi_1$. The function $B_{\mathrm{TE}}(\rho)$ and its derivative $B'_{\mathrm{TE}}(\rho)$ are defined as

$$B_{\mathrm{TE}}(\rho) = N_m\left(x'_{pn}\frac{\rho}{r_a}\right) - \frac{N'_m(x'_{pn})}{J'_m(x'_{pn})} J_m\left(x'_{pn}\frac{\rho}{r_a}\right) \tag{10}$$

$$B'_{\mathrm{TE}}(\rho) = \frac{x'_{pn}}{r_a}\left[N'_m\left(x'_{pn}\frac{\rho}{r_a}\right) - \frac{N'_m(x'_{pn})}{J'_m(x'_{pn})} J'_m\left(x'_{pn}\frac{\rho}{r_a}\right)\right] \tag{11}$$

where x'_{pn} is a root of

$$J'_m(x'_{pn}) N'_m(x'_{pn} r_b/r_a) - N'_m(x'_{pn}) J'_m(x'_{pn} r_b/r_a) = 0 \tag{12}$$

and J_m, J'_m and N_m, N'_m are Bessel functions and their derivatives of order m of the first and second kinds, respectively.

The expressions for the fields of TM modes are written as

$$\mathbf{A} = B_{pn} B_{\mathrm{TM}}(\rho) \sin(m(\phi - \phi_1)) \cos(\beta z) \mathbf{a}_z \tag{13}$$

$$E_\rho = -B_{pn} \frac{\beta B'_{\mathrm{TM}}(\rho)}{j\omega\mu\varepsilon} \sin(m(\phi - \phi_1)) \sin(\beta z) \tag{14}$$

$$E_\phi = -B_{pn} \frac{m\beta B_{\mathrm{TM}}(\rho)}{j\omega\mu\varepsilon\rho} \cos(m(\phi - \phi_1)) \sin(\beta z) \tag{15}$$

$$E_z = B_{pn}\frac{k_c^2 B_{\mathrm{TM}}(\rho)}{j\omega\mu\varepsilon}\sin(m(\phi-\phi_1))\cos(\beta z) \tag{16}$$

$$H_\rho = B_{pn}\frac{mB_{\mathrm{TM}}(\rho)}{\mu\rho}\cos(m(\phi-\phi_1))\cos(\beta z) \tag{17}$$

$$H_\phi = -B_{pn}\frac{B'_{\mathrm{TM}}(\rho)}{\mu}\sin(m(\phi-\phi_1))\cos(\beta z) \tag{18}$$

$$H_z = 0 \tag{19}$$

where the B_{pn} values are the amplitudes of the modes associated with subscripts $p = 1, 2, 3, \ldots$, $n = 1, 2, 3, \ldots$ and $m = p\pi/2\phi_1$. The function $B_{\mathrm{TM}}(\rho)$ and its derivative $B'_{\mathrm{TM}}(\rho)$ are defined as

$$B_{\mathrm{TM}}(\rho) = N_m\left(x_{pn}\frac{\rho}{r_a}\right) - \frac{N_m(x_{pn})}{J_m(x_{pn})}J_m\left(x_{pn}\frac{\rho}{r_a}\right) \tag{20}$$

$$B'_{\mathrm{TM}}(\rho) = \frac{x_{pn}}{r_a}\left[N'_m\left(x_{pn}\frac{\rho}{r_a}\right) - \frac{N_m(x_{pn})}{J_m(x_{pn})}J'_m\left(x_{pn}\frac{\rho}{r_a}\right)\right] \tag{21}$$

where x_{pn} is a root of

$$J_m(x_{pn})N_m(x_{pn}r_b/r_a) - N_m(x_{pn})J_m(x_{pn}r_b/r_a) = 0. \tag{22}$$

The relation between k, k_c, and β is given by $k^2 = k_c^2 + \beta^2$ where $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = 2\pi/\lambda$ is a wavenumber in the dielectric-filled medium and

$$\beta = \frac{q\pi}{l_R}, \quad \begin{cases} q = 1, 2, 3 \ldots . & \text{for } \mathrm{TE}^z_{pnq} \text{ modes} \\ q = 0, 1, 2 \ldots . & \text{for } \mathrm{TM}^z_{pnq} \text{ modes} \end{cases} \tag{23}$$

where $k_c = \frac{x'_{pn}}{r_a}$ for TE^z_{pn} modes and $k_c = \frac{x_{pn}}{r_a}$ for TM^z_{pn} modes.

Equations (12) and (22) show that the roots x'_{pn} and x_{pn} are functions of the ratio of the inner to outer radii, r_a/r_b. To obtain k_c for each mode, the ratio r_a/r_b and one of two radii must be given.

The quality factor or the Q factor is given by

$$Q = \frac{2\pi f_r W}{P_d} \tag{24}$$

where W is the energy stored in the cavity, P_d is the losses of the metal walls, and f_r is the resonant frequency. Their expressions are given as

$$W = \frac{\varepsilon}{2}\int_{Vol}|\mathbf{E}|^2\,dv \tag{25}$$

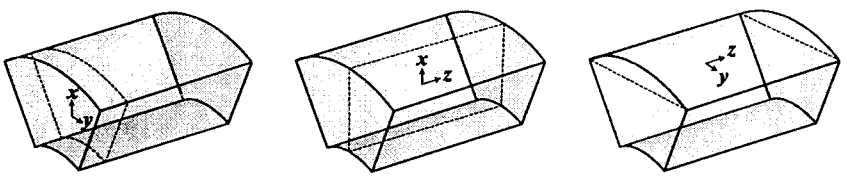
$$P_d = \frac{R_s}{2} \oint_S |\mathbf{a}_n \times \mathbf{H}|^2 \, ds \tag{26}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{(k_c)^2 + \left(\frac{q\pi}{l_R}\right)^2} \tag{27}$$

where $\int_{Vol}$ denotes the volume integration over the cavity, $\oint_S$ denotes the surface integration over the surface of the cavity, $\mathbf{a}_n$ is a unit vector pointing outward from the surface of the cavity, and the surface impedance at the resonant frequency is given by $R_s = \sqrt{\pi f_r \mu/\sigma}$. It can be derived from Eqs. (24)–(26) that the Q factor is inversely proportional to $\sqrt{f_r}$ when the electrical dimensions are fixed. In this paper, copper with the conductivity of $\sigma = 5.84 \times 10^7$ S/m is used as the metal wall and the cavity is filled with free space.

2.2. Magnetic Field Distribution inside a Concentric Sectoral Cylindrical Cavity

The magnetic field distributions inside a concentric sectoral cylindrical cavity for individual mode are obtained from Eqs. (7)–(9) and Eqs. (17)–(19) for the TE and TM modes, respectively. The sectoral angle of 60 degrees (ϕ_1 is equal to 30 degrees) is chosen such each antenna covers one of the six regions which the omnidirectional pattern is equally divided. Fig. 2 shows the geometry of xy-plane, xz-plane, and yz-plane that will be used to refer the magnetic field distribution. The magnetic field distributions inside the cavity for the first few modes are plotted, as shown in Figs. 3–5. It is observed that the TM_{110} mode (dominant mode of TM mode) provides a uniform distribution of magnetic field on the curved metal wall and the magnetic field is aligned in ϕ direction. The appropriate mode for a circumferential slot array antenna is the TM_{110} mode. The TE_{11q} modes can be excited



(a) (b) (c)

Figure 2. Principal planes for consideration of magnetic field distribution: (a) xy-plane, (b) xz-plane, (c) yz-plane.

when the coupling slot is located at the strong magnetic field position, but do not provide a uniform distribution of magnetic field on the curved metal wall. The TE_{01q} modes cannot be excited by the coupling slot because the magnetic field is aligned in the z direction. Therefore, the distribution of magnetic field of the TM_{110} mode can be easily excited by a coupling slot.

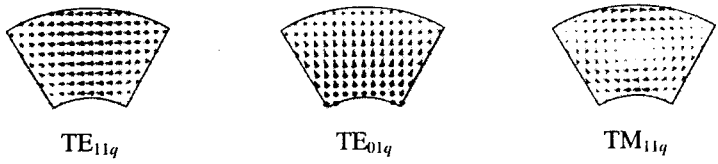


Figure 3. Magnetic field inside the cavity in the xy-plane.

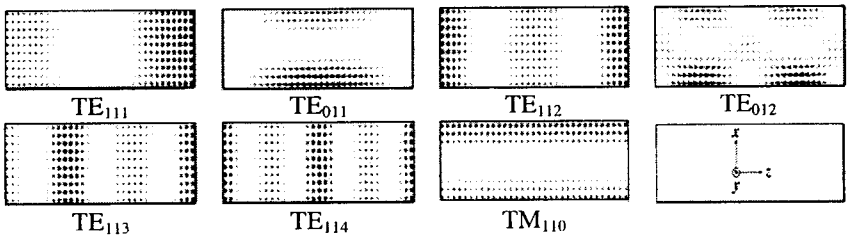


Figure 4. Magnetic field inside the cavity in the xz-plane.

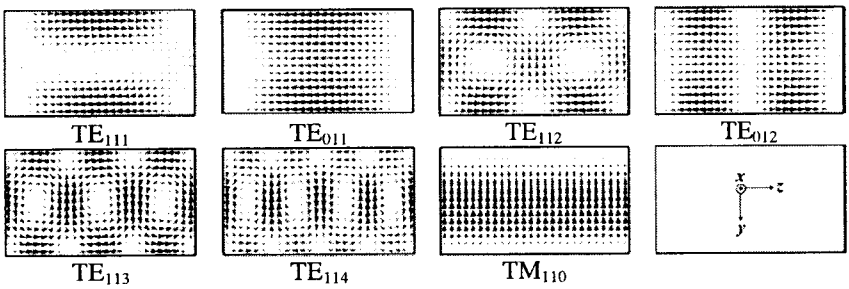
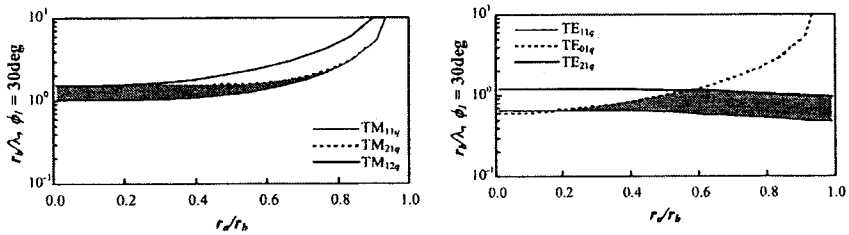


Figure 5. Magnetic field inside the cavity in the yz-plane.



(a) (b)

Figure 6. Mode loci for the TE and TM modes: (a) TM, (b) TE.

2.3. Effects of Dimensions of the Cross Section on Dominant Modes and Q Factors

This section discusses the effects of the dimensions of the cross section of the cavity on dominant modes using mode loci. The mode locus of each mode is the relation between r_b/λ and r_a/r_b for which k is equal to k_c for the specific mode. These relations are obtained from Eqs. (12) and (22). The mode loci for the first few modes are shown in Figs. 6(a) and 6(b) for the TE modes and TM modes. Assuming that only either the TE or the TM modes are excited, the lowest locus indicates the dominant mode. Fig. 6(a) shows the mode loci for the TM modes with $\phi_1 = 30°$. The TM_{11q} mode is a dominant mode for all r_a/r_b. However, the width of the valid region for the TM_{11q} mode decreases as r_a/r_b increases. The parameters for which the TM_{11q} mode exists as a single mode are obtained in the shaded region called the valid region. Fig. 6(b) shows the mode loci for the TE modes with $\phi_1 = 30°$. The results show that the dominant mode TM_{11q} is higher mode of the TE_{11q} mode and TE_{01q} mode. The resonant frequency of TM_{110} is the smallest value of r_b/λ in the valid region.

The Q factor is used to choose the optimum dimensions of the cavity. Fig. 7 shows the Q factor as a function of r_a/r_b for the TM_{110} mode. The resonant frequency of TM_{110} mode is independent of the height of the cavity. To study the effects of the height of the cavity for TM_{110} mode, the minimum and maximum values of the height of the cavity of 0.5λ and infinity, respectively, are used. It can be observed that the Q factor of the TM_{110} mode increases as the height of the cavity increases. The maximum Q factor is obtained when the height of the cavity approaches infinity. The Q factor decreases as r_a/r_b increases. The value of r_a/r_b must first be chosen for a high Q cavity then the values of r_b/λ is selected from the valid region from the desired height of the cavity.

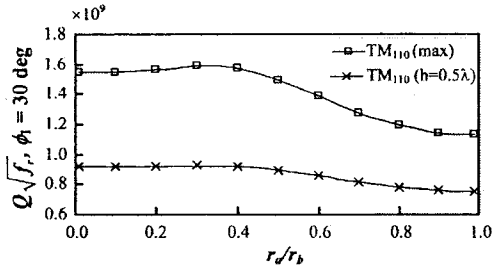


Figure 7. $Q\sqrt{f}$ as a function of r_a/r_b for the TM_{110} mode.

2.4. Resonances of a Concentric Sectoral Cylindrical Cavity

The inner and outer radii of the concentric sectoral cylindrical cavity are obtained from Section 2.3. The suitable parameters for TM_{110} mode are $r_a/r_b = 0.45$, $r_a = 0.507\lambda$ and $r_b = 1.126\lambda$. The cavity yields a high Q and can be easily excited by the coupling slot from the power divider which is a circular waveguide excited by TM_{01} mode. The resonant length, l_R, of the cavity for each mode is shown in Table 1.

Table 1. Resonant length of the cavity for each mode.

Mode	TE_{111}	TE_{011}	TE_{112}	TE_{012}	TE_{113}	TE_{114}	TM_{110}
l_R/λ	0.609	0.887	1.219	1.774	1.828	2.437	Independent with l_R

3. TWO-SLOT ARRAY ANTENNA ON A CONCENTRIC SECTORAL CYLINDRICAL CAVITY

The antenna structure shown in Fig. 8 consists of two parts, the concentric sectoral cylindrical cavity and the circular waveguide shorted at the top end. It is assumed that the TM_{01} dominant mode propagates in the circular waveguide with the inner radius of r_c. The inner and outer radii of the cavity are r_a and r_b, respectively. These parameters are considered from the details in Section 2. The coupling slot S_c is on the circular waveguide and centered at ($r = r_a$, $\phi = 0$, $z = l_{sc}$). The radiating slots, S_1 and S_2 are centered at ($r = r_b$, $\phi = 0$, $z = l_2$) and ($r = r_b$, $\phi = 0$, $z = l_3$), respectively. All slots are circumferentially oriented. The cavity is enclosed by conducting surfaces at the angles of $\phi = -\phi_1$ and $\phi = \phi_1$. The variables l_1 and

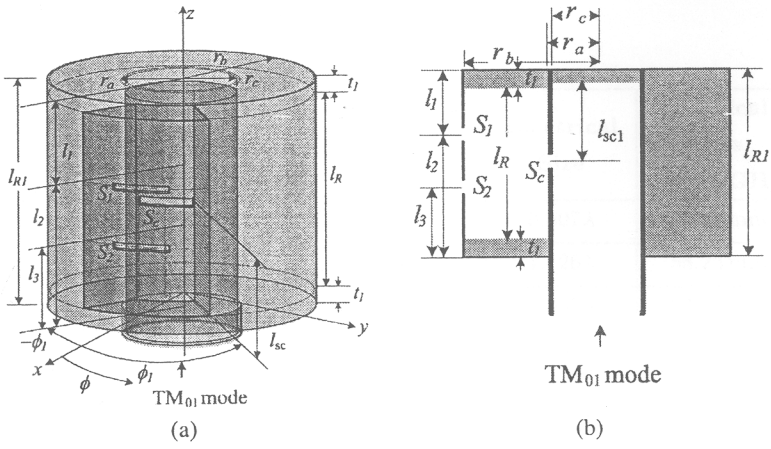


Figure 8. Geometry of a two-slot array antenna on a concentric sectoral cylindrical cavity excited by a coupling slot: (a) in 3 dimensions, (b) in 2 dimensions.

l_3 are the distance from the top of the cavity to the center of the slot S_2 and the distance from the bottom of the cavity to the center of the slot S_1. These distances are fixed at 0.75λ. The spacing between the radiating slots is fixed at 0.5λ, for the maximum directivity and the lengths of the radiating slots are fixed at 0.5λ which is closed to the resonant length given in [22]. The variable l_{sc1}, which is the distance from the shorted end of the circular waveguide to the center of the coupling slot, is fixed at $0.5\lambda_g$, where λ_g refers to the guided wavelength of the TM_{01} mode of the circular waveguide. The thickness of the top and bottom walls of the cavity is represented by t_1. The length of the cavity is l_R. Since l_{R1} is fixed, l_R depends on t_1. The thickness of the walls t is fixed at 2 mm. The other parameters are also listed in Table 2.

4. SIMULATED RESULTS AND DISCUSSION

In this section, the characteristics of the antenna are simulated by using CST Microwave Studio program. The characteristics of the antenna will be investigated as a function of the parameters l_{sc} and l_R.

4.1. Correlations of Magnetic Field Distributions

In this section, the $FIELD_{\text{ant}}$ is simulated by using CST Microwave Studio program. The values of $FIELD_{\text{ant}}$ are volume quantities of the

Table 2. Antenna parameters.

Antenna Parameters	Electrical Size	Physical Size at 5.8 GHz
Inner radius of the cavity (r_a)	0.507λ	26.20 mm
Outer radius of the cavity (r_b)	1.126λ	58.23 mm
Inner radius of the circular waveguide (r_c)	0.469λ	24.20 mm
External length of the cavity (l_{R1})	2.000λ	103.44 mm
Length of the slot S_1 and slot S_2 (L_{S1} and L_{S2})	0.500λ	25.86 mm
Width of the slot S_1 and slot S_2 (W_{S1} and W_{S2})	0.058λ	3.00 mm
Length of the coupling slot (L_{SC})	0.480λ	24.83 mm
Width of the coupling slot (W_{SC})	0.077λ	4.00 mm

cavity. The spacing between each field observation position is fixed in all directions at 2 mm which are sufficiently accurate to determine the correlations of the magnetic field distributions.

The complex values of $FIELD_{\text{ant}}$ is a phasor representation which can be written in terms of a time-harmonic representation as

$$\tilde{H}_{x,y,z}(t) = |H_{x,y,z}| \cos(\omega t + \angle H_{x,y,z}) \tag{28}$$

where $|H_{x,y,z}|$ and $\angle H_{x,y,z}$ are magnitude and phase of $FIELD_{\text{ant}}$ at the observation position (x, y, z).

The $FIELD_{\text{mode}}$ is the mode distributions of the magnetic field inside the cavity. To find $FIELD_{\text{mode}}$ at a given observation position (x, y, z), the (x, y, z) is scaled and transformed to the cylindrical coordinates and used in (7)–(9) and (17)–(19).

The correlation between $FIELD_{\text{ant}}$ from (28) and $FIELD_{\text{mode}}$, $Corr_{\text{mode}}$, for each mode existing in the antenna is given by

$$Corr_{\text{mode}} = \frac{\langle FIELD_{\text{ant}}, FIELD_{\text{mode}} \rangle}{\sqrt{\langle FIELD_{\text{mode}}, FIELD_{\text{mode}} \rangle}} \tag{29}$$

where $\langle\ \rangle$ is an inner product. Fig. 9 shows an example of the correlation of the magnetic field distributions, as a function of ωt when $l_R = 0.9\lambda$ and a center-excited coupling slot is used. It is observed that the maximum values of $Corr_{\text{mode}}$ for each mode existing in the antenna occurred at different ωt. From the result, the $Corr_{\text{mode}}$ can

be demonstrated the $FIELD_{\text{mode}}$ of each mode existing in the antenna at each ωt. In addition, the results show that the values of $Corr_{\text{TE111}}$ and $Corr_{\text{TE113}}$ are zero due to the mode cannot be excited.

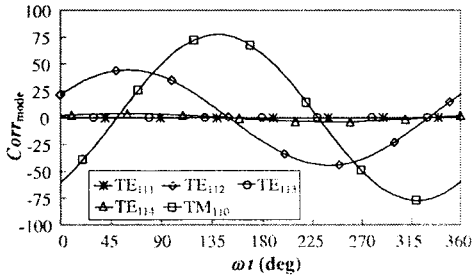


Figure 9. Correlations of the magnetic field distributions as a function ωt with $l_R = 0.9\lambda$.

The total power P_T, is the summation of the power for all significant modes defined as

$$P_T = P_{\text{TM110}} + P_{\text{TE111}} + P_{\text{TE112}} + P_{\text{TE113}} + P_{\text{TE114}} \tag{30}$$

and $P_{\text{mode}}(\%)$ is defined as

$$P_{\text{mode}}(\%) = 100 \cdot P_{\text{mode}}/P_T \tag{31}$$

where $P_{\text{mode}} = |Corr_{\text{mode}}|^2_{\text{max}}$. Fig. 10 shows values of $P_{\text{mode}}(\%)$ as a function of l_R/λ where the values of $P_{\text{mode}}(\%)$ lower than 0.01% is not plotted. When a center-excited coupling slot (or $l_{sc} = l_R/2$) is used, the values of $P_{\text{mode}}(\%)$ of each mode as a function of l_R/λ is shown in Fig. 10(a). It is observed that the maximum and minimum values of $P(\%)_{\text{TM110}}$ occurred at l_R/λ equal to 0.60 and 1.22, respectively. In contrast, l_R/λ of 0.60 and 1.22 yield the minimum and maximum values of $P_{\text{TE112}}(\%)$, respectively. The values of $P_{\text{TE114}}(\%)$ occurred when the values of l_R/λ is greater than 1.6. The values of $P_{\text{TE111}}(\%)$ and $P_{\text{TE113}}(\%)$ are zero due to the mode cannot be excited. When an offset-excited coupling slot (or $l_{sc} = (l_R/2) + 4\,\text{mm}$) is used, a similar trend is observed as shown in Fig. 10(b). However, the values of $P_{\text{mode}}(\%)$ at l_R/λ of 0.6–0.9 and 1.6–1.9 have significant effects from the TE_{111} mode and the TE_{113} mode, respectively.

4.2. Radiation Patterns

Figure 11(a) shows the radiation patterns of the antenna using a center-excited coupling slot. It is obvious that the radiation pattern in xz-plane is independent of l_R. Due to the excitation by a coupling slot

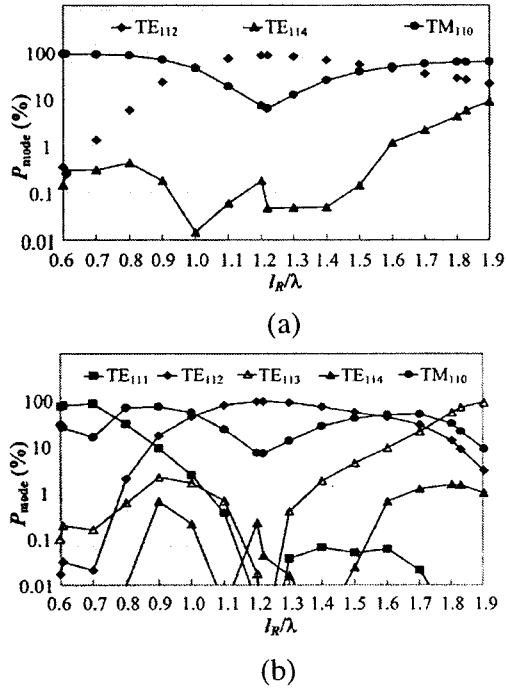


Figure 10. Values of $P_{\text{mode}}(\%)$ as a function of l_R/λ: (a) Center-excited coupling slot, (b) Offset-excited coupling slot.

at the center of l_R, the TE_{111} mode and the TE_{113} mode cannot be generated. Therefore, the magnetic fields at both slots are identical.

The radiation patterns of the antenna using an offset-excited coupling slot are shown in Fig. 11(b). The patterns depend on l_R because the TE_{111} mode and the TE_{113} mode can be excited by the coupling slot. The longer values of l_R/λ has more effects on the radiation pattern than the shorter values of l_R/λ, due to the longer values of l_R/λ can generate more than one mode. The cavity does not contain a pure component mode of the TM_{110} mode. Therefore, the magnetic fields at both slots are not identical. The radiation patterns in xz-plane are tilted downward.

In both cases, the TE_{011} mode and the TE_{012} mode cannot be excited by the coupling slot due to the magnetic field is aligned in the z direction. The TE_{112} mode and the TE_{114} mode can be excited but have no significant effects on the radiation patterns.

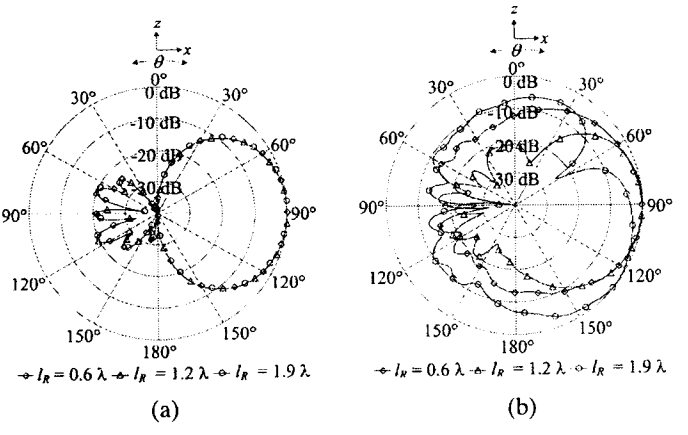


Figure 11. Radiation patterns in xz-plane (a) Center-excited, (b) Offset-excited.

4.3. Directivity and Beam Peak

Figure 12(a) shows the directivity and beam peak in xz-plane as a function of l_R/λ. It is observed that the directivity and the beam peak of the antenna using a center-excited coupling slot are constant at 8.5 dBi and 90 degrees, respectively. When an offset-excited coupling slot is used, the directivity and the beam peak are varied with respect to l_R. The directivity decreases almost monotonically as l_R. The beam peaks are tilted since the TE_{111} mode and the TE_{113} mode are excited. The maximum beam peaks occur at $l_R/\lambda = 0.7$ and $l_R/\lambda = 1.9$, due to the TE_{111} mode and the TE_{113} mode is fully excited, respectively.

4.4. Magnitude of S_{11}

Figure 12(b) shows the magnitude of S_{11} as a function of l_R/λ. When a center-excited coupling slot is used, it is observed that the magnitude of S_{11} increases as l_R/λ increases from 0.60–1.22 and the magnitude of S_{11} decreases as l_R/λ increases from 1.22–1.80. The maximum magnitude of S_{11} occurs at $l_R/\lambda = 1.22$, due to the TE_{112} mode is fully excited at $l_R/\lambda = 1.22$. The magnitude of S_{11} increases as l_R/λ increases from 1.8–1.9, due to the effects of the TE_{114} mode. A similar trend is observed for the antenna using an offset-excited coupling slot. However, the magnitude of S_{11} of the antenna using an offset-excited coupling slot is higher at l_R/λ of 0.6–0.7 and 1.7–1.9 due to the TE_{111} mode and the TE_{113} mode are fully excited, respectively.

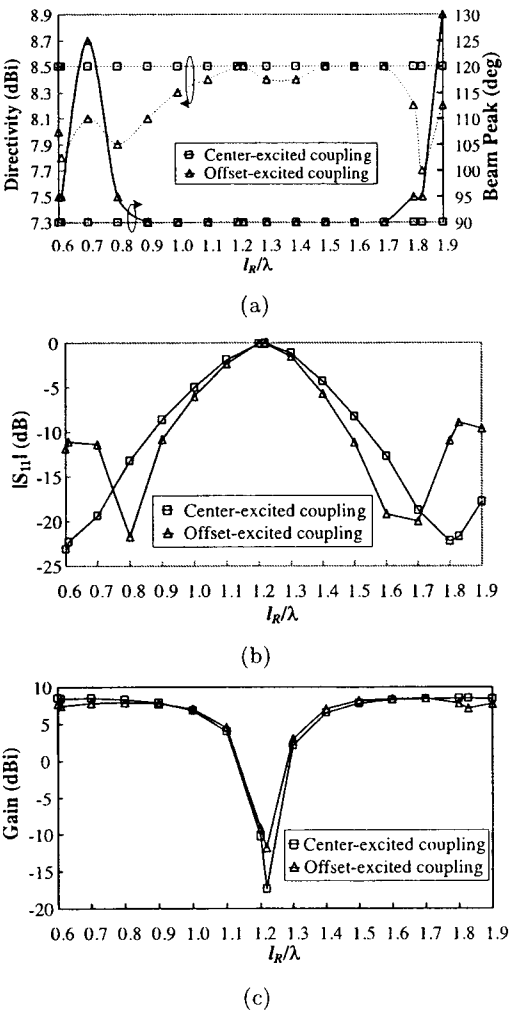


Figure 12. (a) Directivity and beam peak, (b) Magnitude of S_{11}, (c) Antenna gain.

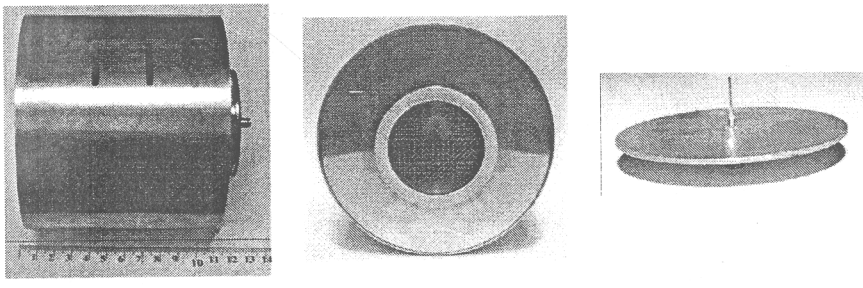
A pure component mode of the TM_{110} mode is desired for antenna design. When the center-excited coupling slot is used, the TE_{111} mode and the TE_{113} mode cannot be generated. The TE_{112} mode and the TE_{114} mode can be excited but have no significant effects to the radiation patterns. However, the TE_{112} mode and the TE_{114} mode degraded the magnitude of S_{11} and the maximum magnitude of S_{11}

occurred at the mode is fully excited. When the offset-excited coupling slot is used, the TE_{111} mode and the TE_{113} mode can be generated and degrade the radiation patterns due to the magnetic fields at both slots are not identical. In addition, the TE_{111} mode and the TE_{113} mode also degraded the magnitude of S_{11}. Figure 12(c) shows the effects on the antenna gain. The existing of other modes degrades the antenna efficiency and causes the antenna gain to decrease.

Therefore, the center-excited coupling slot must be used for optimum antenna characteristics and l_R must be shorter than the resonant length of the cavity for the TE_{112} mode. This will be used as the design guidelines.

5. MEASUREMENT RESULTS

To verify the simulated results, the prototyped antenna of the two-slot array antenna on a concentric sectoral cylindrical cavity excited by a coupling slot was fabricated at the operating frequency of 5.8 GHz with the parameters in Table 2 and is shown in Fig. 13. The parameter l_R/λ of 0.7 is the suitable design parameter. The monopole on the circular reflector, connected to a SMA connector, is used to excite the TM_{01} mode into the circular waveguide.



(a) (b) (c)

Figure 13. Prototyped antenna: (a) Perspective view, (b) Bottom view, (c) Monopole on the circular reflector.

Figure 14 shows the comparison between the simulated and measured results of the radiation patterns in xy- and xz-planes. The solid and circle lines are denoted the simulated and measured results, respectively. An excellent agreements are obtained in both in xy- and xz-planes. Figure 15 shows the measured magnitude of S_{11}. The return

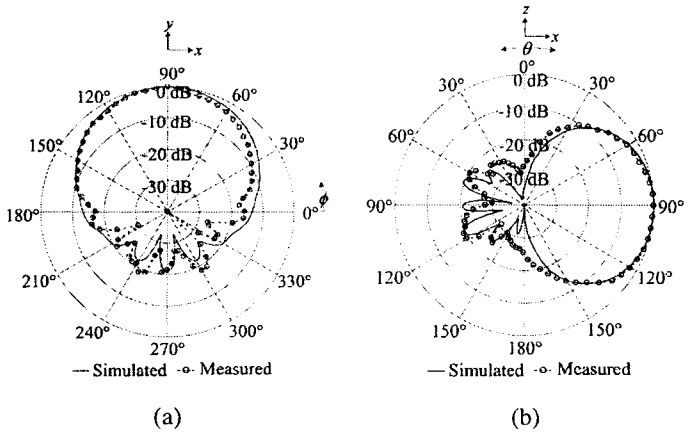


Figure 14. Radiation pattern: (a) xy-plane, (b) xz-plane.

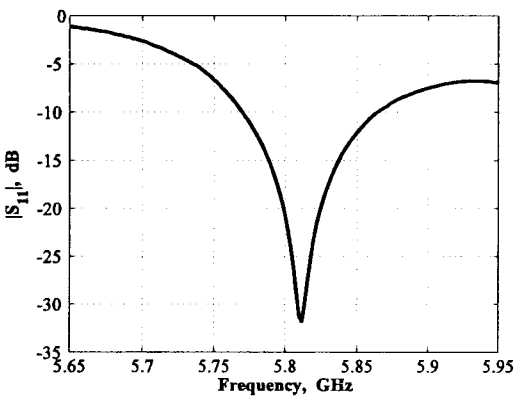


Figure 15. Magnitude of S_{11} of the prototyped antenna.

loss of 20.6 dB is obtained at 5.8 GHz. The measured gain at 5.8 GHz is 7.8 dBi.

6. CONCLUSION

In this paper, a two-slot array antenna on a concentric sectoral cylindrical cavity excited by a coupling slot is investigated. The electromagnetic solutions and Q factors of a concentric sectoral cylindrical cavity are presented. The relations between the outer

radius and the ratio of the inner to outer radii are studied. The Q factor is used to determine the optimum dimensions of the cavity. The results show that the appropriate mode for a slot array antenna on a concentric sectoral cylindrical cavity is the TM_{110} mode. The correlations between each mode distribution and the magnetic field distributions inside the cavity are presented. The radiation pattern, magnetic field distribution and magnitude of S_{11} are investigated in the terms of the length of the cavity. The results show that when a center-excited coupling slot is used, the TE_{112} mode and TE_{114} mode degraded the magnitude of S_{11}.To obtain the high efficiency of the antenna, the suitable parameters are the center-excited coupling slot and the length of the cavity must be shorter than the resonant length of the cavity for the TE_{112} mode. The prototyped antenna was fabricated and measured to verify the simulated results. The results provide useful information for the design of a switched-beam slot array antenna on the concentric sectoral cylindrical cavities.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Thailand Research Fund (TRF) under the grant number RTA 5180002.

REFERENCES

1. Liu, H. X., H. Q. Zhai, L. Li, and C. H. Liang, "A progressive numerical method combined with MOM for a fast analysis of large waveguide slot antenna array," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 20, No. 2, 183–192, 2006.
2. Pazoki, R. and J. Rashed-Mohassel, "Bandwidth enhancement of resonant slot array antennas," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 9, 1177–1189, 2007.
3. Lim, K. S., V. C. Koo, and T.-S. Lim, "Design, simulation and measurement of a post slot waveguide antenna," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 12, 1589–1603, 2007.
4. Mondal, M. and A. Chakrabarty, "Resonant length calculation and radiation pattern synthesis of longitudinal slot antenna in rectangular waveguide," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 3, 187–195, 2008.
5. Li, L., C.-H. Liang, and C.-H. Chan, "Waveguide end-slot phased array antenna integrated with electromagnetic bandgap

structures," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 2, 161–174, 2007.

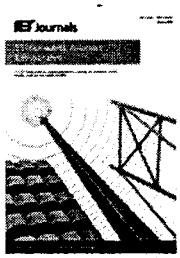
6. Zhao, X. W., X. J. Dang, Y. Zhang, and C. H. Liang, "MLFMA analysis of waveguide arrays with narrow-wall slots," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 8, 1063–1078, 2007.
7. Tiwari, A. K., D. R. Poddar, and B. N. Das, "On the equivalent radius of a radiating slot in impedance calculations," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 74, 47–56, 2007.
8. Hamid, A.-K. and F. R. Cooray, "Radiation characteristics of a spheroidal slot antenna coated with isorefractive materials," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 12, 1605–1619, 2007.
9. Shin, D. H. and H. J. Eom, "Radiation from narrow circumferential slots on a conducting circular cylinder," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 53, No. 6, 2081–2088, June 2005.
10. Ock, J. S. and H. J. Eom, "Radiation of a hertzian dipole in a short-ended conducting circular cylinder with narrow circumferential slots," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 2, 11–20, 2008.
11. Hamid, A. K., "Multi-dielectric loaded axially slotted antenna on circular or elliptic cylinder," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 20, No. 9, 1259–1271, 2006.
12. Kim, J. H. and H. J. Eom, "Radiation from multiple annular slots on a circular cylindrical cavity," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 21, No. 1, 47–56, 2007.
13. Wang, J. H. and K. K. Mei, "Theory and analysis of leaky coaxial cables with periodic slots," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 49, No. 12, 1723–1732, Dec. 2001.
14. Kim, D. H. and H. J. Eom, "Mode-matching analysis of axially slotted coaxial cable," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, Vol. 4, 169–171, 2005.
15. Ahn, C. H., D. W. Yi, and W. S. Park, "Design of a radiated-mode multislot leaky coaxial cable," *Microw. Opt. Tech. Lett.*, Vol. 45, No. 4, 338–342, May. 2005.
16. Park, J. K., D. H. Shin, J. N. Lee, and H. J. Eom, "A full-wave analysis of a coaxial waveguide slot bridge using the Fourier transform technique," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 20, No. 2, 143–158, 2006.
17. Shin, D. H. and H. J. Eom, "Radiation of a leaky coaxial cable with narrow transverse slots," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*,

Vol. 55, No. 1, 107–110, Jan. 2007.

18. Fan, G. X. and J. M. Jin, "Scattering from a cylindrically conformal slotted waveguide array antenna," *IEEE Trans. Antennas. and Propagat.*, Vol. 45, 1150–1159, July 1997.
19. Lin, F. and A. S. Omar, "Segment-sector waveguides," *Proc. 1989 IEEE AP-S Int. Symp.*, 965–968, June 1989.
20. Elsherbeni, A., D. Kajfez, and S. Zeng, "Circular sectoral waveguides," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 33, 20–27, Dec. 1991.
21. Lue, S. W., S. C. Li, and S. M. Cao, "Slot antenna in the cuved broad wall of a sectoral waveguide," *Asia-Pacific Microwave Conference 1992*, 401–403, Adelaide, Australia, 1992.
22. Lue, S. W., Y. Zhuang, and S. M. Cao, "The equivalent parameters for the radiating slot on a sectoral waveguide," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 42, 1577–1581, Nov. 1994.
23. Wongsan, R., C. Phongcharoenpanich, M. Krairiksh, and J. Takada, "Impedance characteristic analysis of an axial slot antenna on a sectoral cylindrical cavity excited by a probe using Method of Moments," *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol. E-86A, 1364–1373, June 2003.
24. Pasri, N., C. Phongcharoenpanich, and M. Krairiksh, "Design of a circumferential slot antenna on a sectoral cylindrical cavity excited by a probe," *Proc. 2004 IEEE AP-S Int. Symp.*, 2337–2340, June 2004.
25. Balanis, C. A., *Advance Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, New York, 1989.
26. Miner, G. F., *Lines and Electromagnetic Fields for Engineers*, Oxford University Press, New York, 1996.
27. Harrington, R. F., *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, McGraw-Hill, New York, 1985.

1.15 **D. Torrungrueng, S. Lamultree, C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, "In-depth analysis of reciprocal periodic structures of transmission lines," IET Microw. Antennas Propag., 2009, Vol. 3, Iss. 4, pp.591-600.**

Published in IET Microwaves, Antennas & Propagation
Received on 20th June 2008
Revised on 26th September 2008
doi: 10.1049/iet-map.2008.0205



ISSN 1751-8725

In-depth analysis of reciprocal periodic structures of transmission lines

D. Torrungrueng[1] *S. Lamultree*[1] *C. Phongcharoenpanich*[2] *M. Krairiksh*[2]

[1]*Faculty of Engineering and Technology, Asian University, Chon Buri 20150, Thailand*
[2]*Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand*
E-mail: suthasineel@asianust.ac.th

Abstract: An in-depth analysis of lossless reciprocal periodic structures of transmission lines (TLs) is presented. Interestingly, it is found that periodic structures can provide both non-negative (NNCR) and negative characteristic resistances (NCR). In addition, the magnitude of the voltage reflection coefficient associated with an equivalent model of periodic structures terminated with passive loads can be less than or equal to unity for the NNCR case, and can exceed unity and even approach infinity for the NCR case. However, associated powers are still conserved for both cases. Furthermore, an alternative derivation based on short- and open-circuited terminations for determining characteristic impedances and propagation constant of equivalent TLs is also introduced. An example of finite periodic TL structures, providing both NNCR and NCR cases, with varying the number of unit cells is also given. In addition, implementation and measurement are set up to verify theoretical and simulated results. It is found that these results are reasonably in good agreement.

1 Introduction

Periodic structures of transmission lines (TLs) have several applications in microwave technology; for example, microwave filters, slow-wave components, travelling-wave amplifiers, phase shifters and antennas. They support slow-wave propagation and possess passband and stopband characteristics similar to those of filters [1–5]. Recently, periodically loaded TLs can also be designed and fabricated to exhibit negative refractive index and negative group delay [6–14]. Moreover, for antenna applications, they can be used to design metamaterial phase-shifting lines by cascading multiple unit cells in series [14], and to reduce the antenna size by introducing additional reactive loading along the antenna trace as well [15].

In general, problems associated with periodic structures are analysed based on Floquet's theorem [16–19]. For lossless periodic TL structures, it is well known that $Z_B^- = -(Z_B^+)^*$ in the passband, where Z_B^- and Z_B^+ are their Bloch impedances for reverse and forward directions, respectively, and the asterisk denotes the complex-conjugate symbol. In practice, guided-wave characteristics of periodic TL structures can be determined rigourously by applying the method of moments [4, 20–22], and investigating in terms of two basic per-unit-length TL parameters; that is, characteristic impedances and propagation constant. Note that passbands of periodic TL structures can be classified into the left-handed (LH) and right-handed (RH) passbands for negative and positive propagation constants of periodic TL structures [20–22], respectively, demonstrating the fundamental reverse- and forward-wave characteristics. To the best knowledge of the authors, all published papers related to periodic TL structures in literature have not pointed out the case when the real part of characteristic impedances is less than zero [i.e. negative characteristic resistance (NCR)], which also occurs as another valid solution in addition to that of non-negative characteristic resistance (NNCR). Thus, it is the aim of this paper to perform an in-depth analysis of periodic TL structures, especially investigating the NCR case and its consequences in detail.

In this paper, characteristics of terminated finite lossless reciprocal periodic TL structures are analysed based on the

© The Institution of Engineering and Technology 2009

Authorized licensed use limited to: National University of Singapore. Downloaded on May 28, 2009 at 03:46 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

model of conjugately characteristic-impedance TLs (CCITLs) [23]. In the CCITL model, the characteristic impedances for waves propagating in forward and reverse directions are defined as Z_0^+, and Z_0^-, respectively, and the corresponding propagation constant is defined as β. Interestingly, these structures can exhibit both NNCR and NCR if the operating frequency is chosen appropriately. In addition, an alternative derivation based on short- and open-circuited terminations for determining $Z_0^{\pm}$ and β of the equivalent CCITL is illustrated indicating that both NNCR and NCR cases always exist in the same passbands. Furthermore, the implementation and measurement are performed to verify theoretical and simulated results. Only operation in passbands of non-left-handed (non-LH) periodic TL structures is of interest in this paper.

This paper is organised as follows. Section 2 presents the theory associated with terminated finite lossless reciprocal periodic TL structures. An alternative derivation for determining associated CCITL parameters is provided in Section 3. Simulation results illustrating both NNCR and NCR cases are shown in Section 4. Then, the implementation and measurement are illustrated in Section 5. Conclusions are finally presented in Section 6.

2 Theory

The theory associated with terminated finite lossless reciprocal periodic TL structures is provided in this section. Fig. 1*a* shows a model of finite periodic TL structures of M unit cells terminated in a passive load impedance Z_L. Each unit cell of length d is characterised by its transmission (ABCD) matrix. The input impedance of the periodic structure of M unit cells is defined as $Z_{in,M}$. Based on the CCITL approach [23], Fig. 1*a* can be viewed as a CCITL model of length $l = Md$ as shown in Fig. 1*b* possessing the propagation constant β, with corresponding characteristic impedances, Z_0^+ and Z_0^-, for wave propagating in the forward and reverse directions, respectively. By definition of CCITLs, Z_0^+ and Z_0^- are complex conjugate of each other, and β is the same for both forward and reverse waves for reciprocal periodic TL structures. In this model, only the terminal quantities are of interest without considering any physical quantities inside periodic TL structures. The travelling-wave equations for the phasor voltage V_m and the phasor current I_m in the passsbands at the terminal of the mth unit cell (where $m = 1, 2, \ldots, M$) can be written as [2]

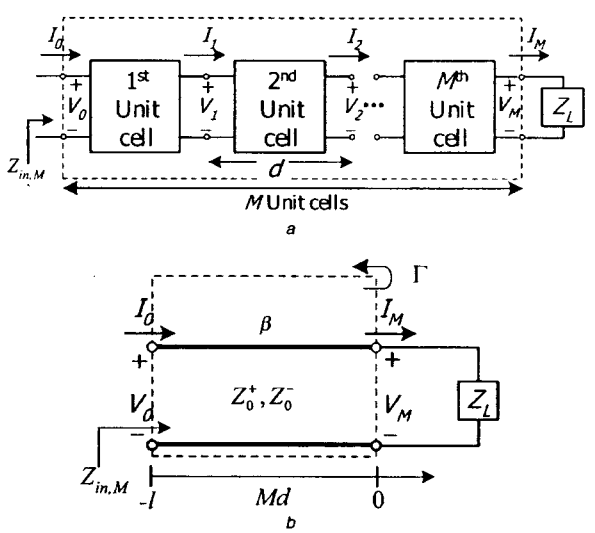


Figure 1 *Models of:*

a Finite lossless reciprocal periodic TL structure of M unit cells terminated in a passive load impedance Z_L

b Equivalent CCITL terminated in Z_L

$$V_m = V_0^+ e^{-jm\beta d} + V_0^- e^{jm\beta d} \quad (1)$$

$$I_m = \frac{V_0^+}{Z_0^+} e^{-jm\beta d} - \frac{V_0^-}{Z_0^-} e^{jm\beta d} \quad (2)$$

where V_0^+ and V_0^- are defined as the amplitudes of the incident and reflected voltage waves referenced at the input of the finite periodic TL structure, respectively.

Using the ABCD matrix technique, $Z_0^{\pm}$ can be expressed in terms of the total ABCD parameters of the unit cell of interest as [23]

$$Z_0^{\pm} = \frac{\mp 2B}{A - D \mp j\sqrt{4 - (A + D)^2}} \quad (3)$$

where they are complex conjugate to each other in the passbands only. It should be pointed that $Z_0^{\pm}$ in this paper are related to the Bloch impedances $Z_B^{\pm}$; that is, $Z_0^+ = Z_B^+$ and $Z_0^- = -Z_B^-$. For convenience in analysis, $Z_0^{\pm}$ are defined in the polar form as

$$Z_0^{\pm} = |Z_0| e^{\mp j\phi} \quad (4)$$

where $|Z_0|$ and ϕ are the magnitude and the argument of Z_0^-, respectively. For the NNCR case, (4) implies that the argument ϕ must lie in the following range

$$-90^\circ \leq \phi \leq 90^\circ \quad (5)$$

where $\cos\phi \geq 0$ in this range. For the NCR case, the valid range of the argument ϕ is

$$-180^\circ < \phi < -90^\circ \quad \text{and} \quad 90^\circ < \phi \leq 180^\circ \quad (6)$$

where $\cos\phi < 0$. An example of periodic TL structures exhibiting both NNCR and NCR cases will be illustrated in Section 4.

© The Institution of Engineering and Technology 2009
IET Microw. Antennas Propag., 2009, Vol. 3, Iss. 4, pp. 591–600
doi: 10.1049/iet-map.2008.0205

Authorized licensed use limited to: National University of Singapore. Downloaded on May 28, 2009 at 03:46 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

In (1) and (2), β can be determined from the following dispersion relation [2]

$$\cos \beta d = \frac{A + D}{2} \tag{7}$$

Note that the magnitude of the RH side of (7) is always less than or equal to unity in passbands; that is, β is real.

As shown in [23], the input impedance $Z_{\text{in},M}$ (Fig. 1*a*) of the terminated finite periodic TL structure is given by

$$Z_{\text{in},M} = Z_0^+ Z_0^- \frac{1 + \Gamma e^{-j2M\beta d}}{Z_0^- - Z_0^+ \Gamma e^{-j2M\beta d}} \tag{8}$$

where Γ is the voltage reflection coefficient at the load mathematically given as

$$\Gamma = \frac{Z_L Z_0^- - Z_0^+ Z_0^-}{Z_L Z_0^+ + Z_0^+ Z_0^-} \tag{9}$$

From (8) and (9), it is obvious that the matching condition resulting in $Z_{\text{in},M} = Z_L$ for periodic TL structures can be obtained when $Z_L = Z_0^+$ for the NNCR case ($\text{Re}\{Z_0^\pm\} \geq 0$) and $Z_L = -Z_0^-$ for the NCR case ($\text{Re}\{Z_0^\pm\} < 0$); that is, the magnitude of Γ is equal to zero and approaches infinity, respectively. Section 9.1 shows the derivation of the magnitude of the voltage reflection coefficient $|\Gamma|$ for both NNCR and NCR cases. It is found that $|\Gamma|$ is always less than or equal to unity for the NNCR case, and always greater than or equal to unity for the NCR case. However, associated powers for both cases are still conserved for passive load terminations as shown in detail in Section 9.2.

3 Alternative derivation for CCITL parameters

In this section, an alternative derivation for determining CCITL parameters (Z_0^+, Z_0^- and β) is provided to show that both NNCR and NCR cases always exist in the same passbands, and they are equivalent in the sense that they yield the same ABCD matrix of the unit cell of interest. Since $Z_0^\pm$ and β are independent of the load impedance Z_L, Z_L can be varied appropriately to obtain the corresponding input impedances needed to solve for the unknown CCITL parameters.

Fig. 2 illustrates an equivalent CCITL model of a single unit cell terminated in a passive load impedance Z_L at its right terminal, where $Z_{\text{in,L}}$ is the input impedance seen from the left terminal of the CCITL. To determine CCITL parameters of periodic TL structures, only one unit cell ($M = 1$) is considered since the ABCD matrix of each unit cell of periodic TL structures is identical, and the single unit cell contains all needed information for

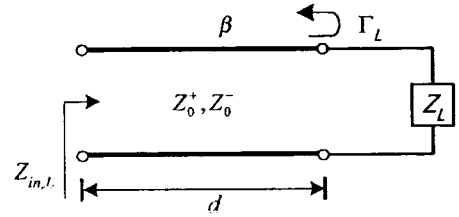


Figure 2 *Equivalent CCITL model of a single unit cell terminated in a passive load impedance Z_L at its right terminal*

computing CCITL parameters. For the short-circuited load ($Z_L = 0$), $Z_{\text{in,L}}$ can be computed using (8) with $M = 1$ as

$$Z_{\text{in,L}}\Big|_{Z_L=0} = Z_0^+ Z_0^- \frac{1 - e^{-j2\beta d}}{Z_0^- + Z_0^+ e^{-j2\beta d}} \tag{10}$$

For the open-circuited load ($|Z_L| \to \infty$), $Z_{\text{in,L}}$ is given as

$$Z_{\text{in,L}}\Big|_{|Z_L|\to\infty} = \frac{Z_0^+ + Z_0^- e^{-j2\beta d}}{1 - e^{-j2\beta d}} \tag{11}$$

It is observed that there are three unknowns (Z_0^+, Z_0^- and β), but only two equations available [(10) and (11)]. Thus, one more equation is required. Interchanging Z_L in Fig. 2 to its left terminal instead and considering the short- load yield another equation. The input impedance ($Z_{\text{in,R}}$) seen from the right terminal of the short-circuited CCITL can be found as

$$Z_{\text{in,R}}\Big|_{Z_L=0} = Z_0^+ Z_0^- \frac{1 - e^{-j2\beta d}}{Z_0^+ + Z_0^- e^{-j2\beta d}} \tag{12}$$

In the CCITL system, observing from the left terminal of the CCITL, it is found that Z_0^+ and Z_0^- are the characteristic impedances for waves propagating in the forward and reverse directions, respectively. On the other hand, observing from the right one, waves propagating in the forward and reverse directions possess Z_0^- and Z_0^+, respectively. Thus, interchanging of Z_0^+ and Z_0^- in (8) and (9) with $Z_L = 0$, $Z_{\text{in,R}}$ can be written as shown in (12).

Solving (10)–(12) simultaneously, Z_0^+, Z_0^- and β can be determined analytically. Define a new parameter Q_1 as

$$Q_1 \equiv Z_{\text{in,L}}\Big|_{|Z_L|\to\infty} \cdot Z_{\text{in,R}}\Big|_{Z_L=0} = Z_0^+ Z_0^- \tag{13}$$

Note that β can be determined from (10) and Q_1 in terms of $Z_0^\pm$ as

$$e^{-j2\beta d} = \frac{1 - R_1 Z_0^-}{1 + R_1 Z_0^+} \tag{14}$$

© The Institution of Engineering and Technology 2009

Authorized licensed use limited to: National University of Singapore. Downloaded on May 28, 2009 at 03:46 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

where R_1 is defined as

$$R_1 = \frac{Z_{\text{in,L}}\big|_{Z_L=0}}{Q_1} \tag{15}$$

Substituting (14) into (11) and performing some manipulations yield

$$Z_0^+ = Z_0^- + Q_2 \tag{16}$$

where

$$Q_2 = Z_{\text{in,L}}\Big|_{|Z_L|\to\infty} - \frac{1}{R_1} \tag{17}$$

Z_0^- can be solved from (13) and (16) as follows

$$Z_0^- = \frac{-Q_2 \pm \sqrt{Q_2^2 + 4Q_1}}{2} \tag{18}$$

It should be pointed out that Q_1 and Q_2 can be determined from open- and short-circuited measurements. Once Z_0^- is known, Z_0^+ can be computed via (16), and β can be calculated from (14). It is found that there are two sets of valid solutions for Z_0^+, Z_0^- and β from this technique as suggested by the $\pm$ sign in (18). Selecting the plus sign always yields the NNCR case; that is, $Z_0^\pm = R \pm jX$ with $\beta = T + (n\pi/d)$ (for $-\pi < Td \leq \pi$), where R, X and T are real, n is a non-negative integer and $R \geq 0$. Another solution (using the minus sign) always yields the NCR case; that is, $Z_0^\pm = -R_0 \pm jX$ with $\beta = -T + (n\pi/d)$, where $R_0 = R$ when $R \neq 0$ and $R_0 > 0$. Note that, for non-LH periodic structures, β is always non-negative as shown in Table 1. However, the standard theory based on the ABCD matrix technique [see (3) and (7)] for non-LH periodic structures always provides only one solution for Z_0^+, Z_0^- and non-negative β corresponding to either non-negative ($Z_0^\pm = R \pm jX$) or negative characteristic resistances ($Z_0^\pm = -R_0 \pm jX$). Furthermore, it can be shown rigourously in Section 9.3 that the two sets of solutions [see (14), (16) and (18)] provide the identical ABCD matrix of the unit cell of interest. Thus, equivalent CCITL models based on the NNCR case and the corresponding NCR case are indeed equivalent.

Note that, instead of working with the short-circuited termination at the left terminal in Fig. 2, one may also employ the open-circuited termination. Following the same procedure, three equations in terms of Z_0^+ and Z_0^- and β can be derived as well, and the same two sets of numerical solutions for Z_0^+, Z_0^- and β are obtained as those of using the short-circuited load at the left terminal.

4 Simulation results

An example of periodic TL structures exhibiting both NNCR and NCR cases is illustrated in this section. In [24], a multi-section TL (MSTL) can be viewed as a unit cell of periodic TL structures. In this paper, an MSTL implemented by a three-section microstrip line is analysed and designed using the Agilent Advanced Design System Software [25]. Equivalent CCITL parameters $Z_0^\pm$ and β of MSTL can be determined rigourously using the theory in Section 2. The three-section microstrip line printed on the printed circuit board with dielectric constant of 3, substrate height of 0.75 mm and conductor thickness of 0.035 mm. The width and length of each section are w_i ($w_1 = 4$ mm, $w_2 = 3$ mm and $w_3 = 2$ mm) and l_i ($l_1 = 12$ mm, $l_2 = 15.5$ mm and $l_3 = 12.5$ mm), respectively, where $i = 1$, 2 and 3. An example of MSTL as a unit cell that exhibits both NNCR and NCR cases is illustrated in Fig. 3.

For the frequency of interest from 0.5 to 5 GHz, it is found that β satisfies $|\cos \beta d| \leq 1$ in the first passband (0.50–2.10 GHz) and the second passband (2.62–4.42 GHz) as shown in Fig. 4. Note that the complex value of β is observed in stopbands. Only β in the passbands is plotted. Figs. 5 and 6 plot the magnitudes and arguments of $Z_0^\pm$ against frequency, respectively, where ϕ^+ and ϕ^- are the arguments of Z_0^+ and Z_0^-, respectively. It is observed that Z_0^+ and Z_0^- are complex conjugate of each other in the passbands only. In addition, this MSTL exhibits the NNCR and NCR in the first and second passbands respectively, as shown in Fig. 6 via the arguments of $Z_0^\pm$. Away from the passbands (i.e. stopbands), $Z_0^\pm$ are purely imaginary with different magnitudes as expected.

In addition to computing CCITL parameters for different frequencies, effects of the number of unit cells on the passband and the stopband characteristics of the finite

Table 1 Valid solutions of β for non-LH periodic structures

Passbands	Valid solutions of β	
	$T \geq 0$	$T > 0$
odd-order	NNCR: $\beta = T + (n\pi/d)$; $n = 0, 2, 4, \ldots$	NNCR: $\beta = T + (n\pi/d)$; $n = 1, 3, 5, \ldots$
	NCR: $\beta = -T + (n\pi/d)$; $n = 2, 4, 6, \ldots$	NCR: $\beta = -T + (n\pi/d)$; $n = 1, 3, 5, \ldots$
even-order	NNCR: $\beta = T + (n\pi/d)$; $n = 1, 3, 5, \ldots$	NNCR: $\beta = T + (n\pi/d)$; $n = 2, 4, 6, \ldots$
	NCR: $\beta = -T + (n\pi/d)$; $n = 1, 3, 5, \ldots$	NCR: $\beta = -T + (n\pi/d)$; $n = 0, 2, 4, \ldots$

© The Institution of Engineering and Technology 2009
IET Microw. Antennas Propag., 2009, Vol. 3, Iss. 4, pp. 591–600
doi: 10.1049/iet-map.2008.0205

Authorized licensed use limited to: National University of Singapore. Downloaded on May 28, 2009 at 03:46 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

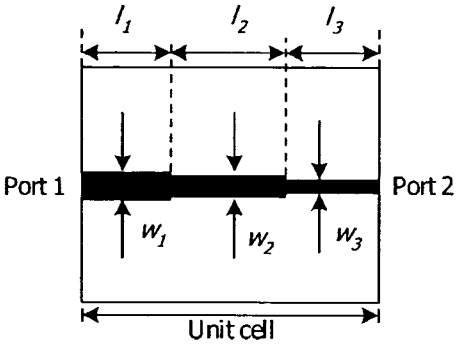


Figure 3 *Model of MSTL with three sections*

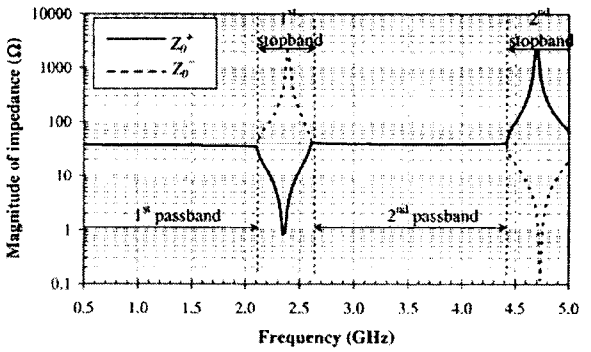


Figure 5 *Magnitudes of Z_0^+ and Z_0^- against frequency*

periodic TL structures are also studied via numerical simulation. To obtain the design characteristics, a sufficient number of unit cells are usually required. Fig. 7 illustrates the plot of the magnitude of S_{21} of the MSTL with a single unit cell ($M = 1$) and five unit cells ($M = 5$) against frequency. It is found that the single unit cell cannot provide the desired passband and stopband characteristics as given in Fig. 4. However, the MSTL with $M = 5$ tends to provide the desired characteristics with some ripples in the passbands. Thus, the maximum number of unit cells is set to be 5 in the implementation and measurement of the MSTL with different M in the next section.

5 Implementation and measurement

To verify the theoretical and simulated results, the three-section microstrip line printed on Rogers RO3003 substrate with the same parameters as designed in Section 4 is implemented, and its S-parameters are measured via a network analyser. The MSTL is fed via subminiature version A (SMA) connectors as shown in Fig. 8. Theoretical results for determining CCITL parameters in Section 2 are validated via calculating its ABCD matrix obtained from the conversion of measured S-parameters. Using (7) and (3), β and $Z_0^{\pm}$ can be determined, respectively, as shown in Figs. 9–11.

Fig. 9 shows the comparison of β computed via simulation and measurement. It is found that they are in good agreement. In addition, Figs. 10 and 11 illustrate the comparisons of magnitudes and arguments of $Z_0^{\pm}$ computed via simulation and measurement, respectively. Apparently, Z_0^+ and Z_0^- from the measurement are nearly complex conjugate of each other in the passbands, except near the transition regions of a passband and a stopband. This imperfection may be due to some losses in the MSTL and measurement errors. Around the transition regions, the measured magnitudes of $Z_0^{\pm}$ are quite deviated from simulated results. However, their arguments of simulation and measurement are reasonably in good agreement.

In addition to computing CCITL parameters, the input impedance $Z_{\text{in},M}$ of a unit cell of the MSTL ($M = 1$) terminated in the load impedance Z_L of 50 Ω is also measured and plotted by comparing with the simulated results based on the theory given in Section 2 as shown in Fig. 12. It is found that both measured and simulated input impedances of the terminated MSTL are reasonably in good agreement. Note that the measured input reactance quite differs from the simulated one at high frequencies. This may be due to the fact that the dielectric constant is varied with the frequency in the measurement (while it is fixed at a specific value for all frequencies in the simulation). Furthermore, $Z_{\text{in},M}$ of the terminated MSTL with varying the number of unit cells ($M = 1, 2, \ldots, 5$) at

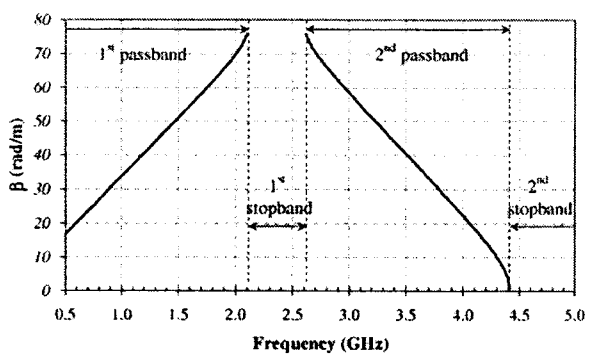


Figure 4 *β against frequency*

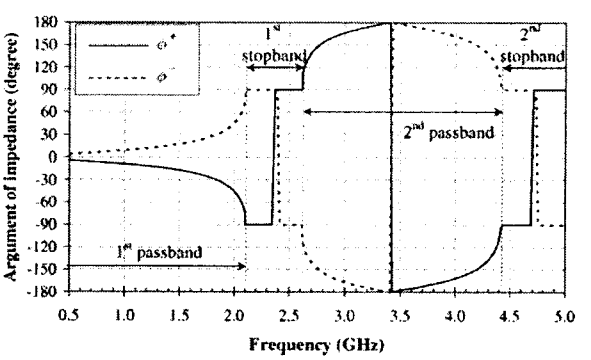


Figure 6 *ϕ^+ and ϕ^- against frequency*

© The Institution of Engineering and Technology 2009

Authorized licensed use limited to: National University of Singapore. Downloaded on May 28, 2009 at 03:46 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

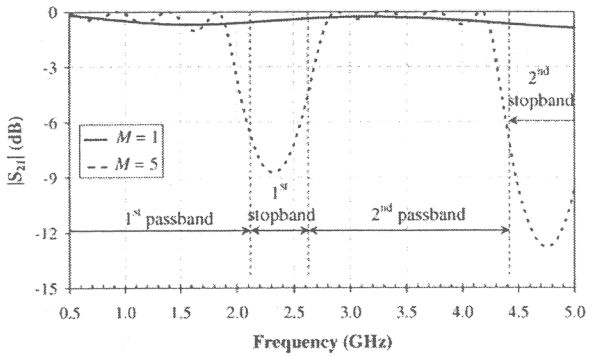


Figure 7 *$|S_{21}|$ of the MSTL with $M = 1$ and 5 via numerical simulation*

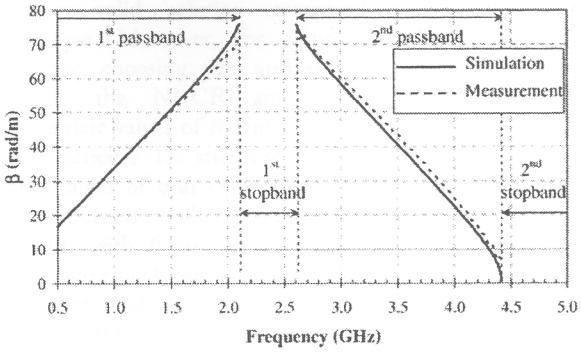


Figure 9 *Comparison of β from simulation and measurement*

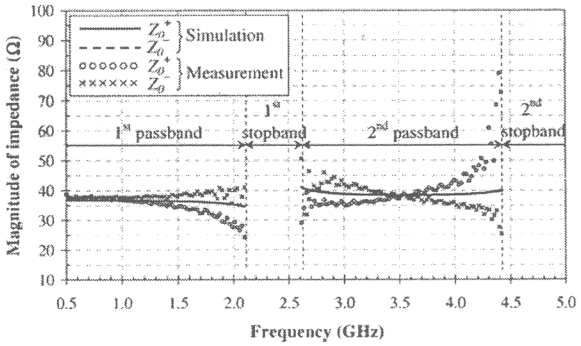


Figure 10 *Comparison of magnitudes of $Z_0^{\pm}$ from simulation and measurement*

the specific frequency of 1.02 GHz (in the first passband) is plotted in Fig. 13. It is found that both simulated and measured results are in good agreement for each M. These results verify the theory in Section 2.

Note that if we determine CCITL parameters from the alternative method via (14), (16) and (18), two sets of Z_0^+ and Z_0^- are obtained. For this example, it is found that NNCR and NCR are obtained when the plus and minus signs in (18) are chosen respectively, as shown in Section 3. When $Z_0^{\pm}$ are known, β can be computed via (14) resulting in two sets of equivalent solutions for CCITL parameters for a given passband. Comparing between results of this example from the ABCD technique in Section 2 and the alternative method in Section 3, it is found that $Z_0^{\pm}$ and β from both methods are identical when the plus and minus signs in (18) are used in the first and second passbands, respectively. Thus, the alternative method always provides another valid solution compared with the ABCD technique. Furthermore, both NNCR and corresponding NCR cases always provide the identical $Z_{\text{in},M}$. For illustration, consider the MSTL ($M = 1$) in Fig. 3 terminated in the load impedance Z_L of 50 Ω at the operating frequency of 1.02 GHz (in the first passband). It is found that $Z_0^{\pm} = 36.159 \mp j5.917\ \Omega$ and $\beta = 34.376$ rad/m for the NNCR case are obtained. Consequently, the CCITL parameters of the corresponding NCR case are $Z_0^{\pm} = -36.159 \mp j5.917\ \Omega$ and $\beta = 122.704$ rad/m (using $\beta = -34.376 + (n\pi/d)$ rad/m with $n = 2$ (see Table 1)). It is found that both NNCR and NCR cases provide the same ABCD [see (33)–(36)] as follows: $A = 0.355$,

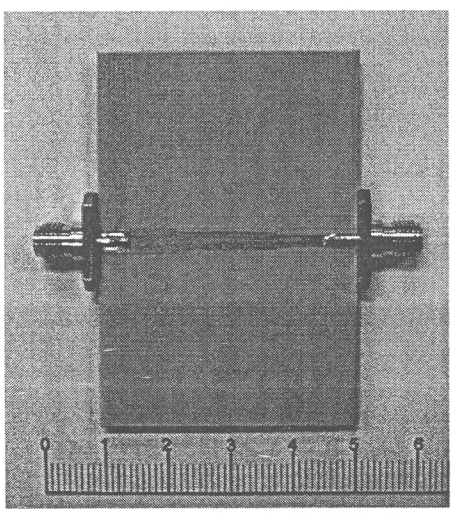


Figure 8 *Prototype of the MSTL considered as a unit cell of the finite periodic TL structures*

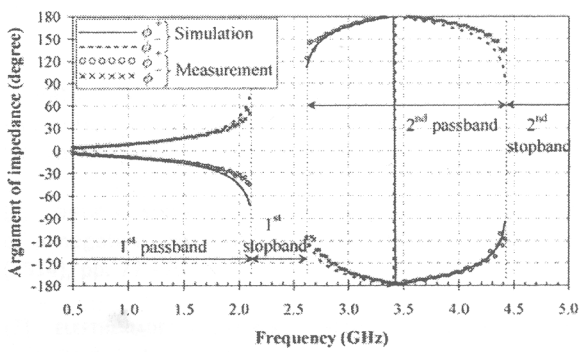


Figure 11 *Comparison of ϕ^+ and ϕ^- from simulation and measurement*

© The Institution of Engineering and Technology 2009

doi: 10.1049/iet-map.2008.0205

Authorized licensed use limited to: National University of Singapore. Downloaded on May 28, 2009 at 03:46 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

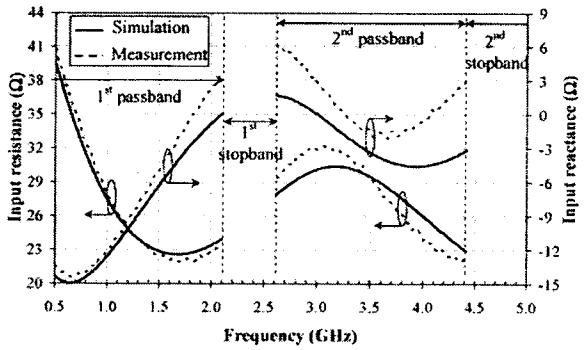


Figure 12 *Comparison of $Z_{in,M}$ of the terminated MSTL ($M = 1$) with $Z_L = 50\ \Omega$ from simulation and measurement*

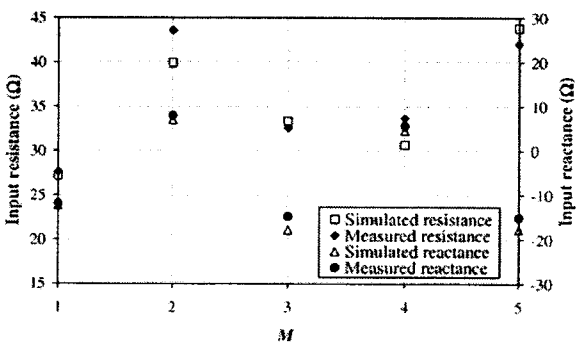


Figure 13 *Comparison of $Z_{in,M}$ of the terminated MSTL with $Z_L = 50\ \Omega$ for $M = 1, 2, \ldots, 5$ from simulation and measurement at 1.02 GHz*

$B = j36.418\ \Omega$, $C = j0.027$ S and $D = 0.034$. In addition, the input impedances $Z_{in,M}$ of the MSTL with the NNCR and corresponding NCR cases are also calculated using (8) and (9). Apparently, they provide the identical $Z_{in,M}$ of $27.160 - j12.406\ \Omega$ as expected with different $|\Gamma|$ of 0.174 and 5.737 for the NNCR and corresponding NCR cases, respectively.

6 Conclusions

In this paper, characteristics of lossless reciprocal periodic TL structures are analysed in depth. It is interestingly found that periodic TL structures can generally provide both NNCR and NCR. In addition, the magnitude of the voltage reflection coefficient can be less than or equal to unity for the NNCR case and can exceed unity and even approach infinity for the NCR case. However, associated powers are always conserved for both cases. Furthermore, an alternative derivation of CCITL parameters based on the associated input impedances under short- and open-circuited terminations is proposed. Interestingly, this technique always provides two sets of equivalent solutions for $Z_0^{\pm}$ and β; that is, they yield the same ABCD parameters of the unit cell of interest, and this method always provides another valid solution compared with the ABCD technique. Moreover, for a unit cell of periodic TL structure, choosing plus and minus signs in (18) always provide the NNCR and NCR, respectively, with appropriate values of β. Furthermore, an implementation of finite periodic TL structures using an MSTL by varying the number of unit cells is measured to verify theoretical and simulated results. Apparently, the NNCR and NCR together with β are obtained and they are reasonably in good agreement with simulated results, except near the transition regions of a passband and a stopband. In addition, the input impedances of the MSTL with varying the number of unit cells ($M = 1, 2, \ldots, 5$) are also measured and plotted by comparing with the simulated results. It is found that both results are in reasonably good agreement.

7 Acknowledgment

This work was supported in part by the Thailand Research Fund under contract number RTA 5180002.

8 References

[1] GUO H., LOU W.R., CHEN L., *ET AL.*: 'A novel highly accurate synthetic technique for determination of the dispersive characteristics in periodic slow wave circuits', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 1992, **40**, (11), pp. 2086–2094

[2] POZAR D.M.: 'Microwave engineering' (Wiley, 1998, 2nd edn.)

[3] KARYAMAPUDI B., HONG J.: 'Coplanar waveguide periodic structures with resonant elements and their application in microwave filters'. Proc. IEEE MTT-s Digest, 2003, pp. 1619–1622

[4] KSHETRIMAYUM R.S., ZHU L.: 'Guided-wave characteristics of waveguide based periodic structures loaded with various FSS strip layers', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2005, **53**, (1), pp. 120–124

[5] ZHOU C., YANG H.Y.D.: 'Design considerations of miniaturized least dispersive periodic slow-wave structures', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2008, **56**, (2), pp. 467–474

[6] SHELBY A., SMITH D.R., SCHULTZ S.: 'Experimental verification of a negative index of refraction', *Science*, 2001, **292**, (5514), pp. 77–79

[7] ELEFTHERIADES G.V., IYER A.K., KREMER P.C.: 'Planar negative refractive index media using periodically L–C loaded transmission lines', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2002, **50**, (12), pp. 2702–2712

© The Institution of Engineering and Technology 2009

Authorized licensed use limited to: National University of Singapore. Downloaded on May 28, 2009 at 03:46 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

[8] GRBIC A., ELEFTHERIADES G.V.: 'Experimental verification of backward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial', *J. Appl. Phys.*, 2002, **92**, (10), pp. 5930–5935

[9] ELEFTHERIADES G.V., SIDDIQUI O., IYER A.K.: 'Transmission line models for negative refractive index media and associated implementations without excess resonators', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2003, **13**, (2), pp. 51–53

[10] GRBIC A., ELEFTHERIADES G.V.: 'Dispersion analysis of a microstrip-based negative refractive index periodic structure', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2003, **13**, (4), pp. 155–157

[11] SIDDIQUI O.F., MOJAHEDI M., ELEFTHERIADES G.V.: 'Periodically loaded transmission line with effective negative refractive index and negative group velocity', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2003, **51**, (1), pp. 2619–2625

[12] ENGHETA N., ZIOLKOWSKI R.W.: 'A positive future for double-negative metamaterials', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2005, **53**, (4), pp. 1535–1556

[13] CALOZ C., ITOH T.: 'Electromagnetic metamaterials transmission line and theory and microwave applications' (Wiley, 2006)

[14] ANTONIADES M.A., QURESHI F., ELEFTHERIADES G.V.: 'Antenna applications of negative-reflective-index transmission-lines metamaterials'. 2006 IEEE Int. Workshop: Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials, 2006, pp. 392–395

[15] LEE M., KRAMER B.A., CHEN C., VOLAKIS J.L.: 'Distributed lumped loads and lossy transmission line model for wideband spiral antenna miniaturization and characterization', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2007, **55**, (10), pp. 1671–1678

[16] ISHIMARU A.: 'Electromagnetic wave propagation, radiation, and scattering' (Prentice Hall, 1991)

[17] COLLIN R.E.: 'Foundations for microwave engineering' (McGraw Hill, 1992, 2nd edn.)

[18] TAKAGI E.: 'Frequency dependence of Bloch impedance in a periodic transmission line structure'. Proc. IEEE MTT-s Digest, 2001, vol. 2, pp. 779–782

[19] LIU H., PAKNYS R.: 'Singularities of Floquet scattering solution for large cell spacings', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2004, **52**, (6), pp. 1609–1611

[20] GAO J., ZHU L.: 'Characterization of infinite- and finite-extent coplanar waveguide metamaterials with varied left- and right-handed passbands', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2005, **15**, (11), pp. 805–807

[21] ZHU L.: 'Periodically loaded transmission line media/materials with infinite extent on coplanar waveguide: guided-wave performances'. Proc. Asia–Pacific Microwave Conf., 2006, vol. 1, pp. 363–370

[22] GOA J., ZHU L.: 'Guided-wave characteristics of coplanar waveguide metamaterials composed of unsymmetrical unit cells'. Proc. Asia-Pacific Microwave Conf., 2006, vol. 2, pp. 1083–1088

[23] TORRUNGRUENG D., THIMAPORN C., CHAMNANDECHAKUN N.: 'An application of the T-chart for solving problems associated with terminated finite lossless periodic structures', *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2005, **47**, (6), pp. 594–597

[24] WARASAWATE D., TORRUNGRUENG D.: 'Analysis of a multi-section impedance transformer using an equivalent CCITL model'. Proc. 2006 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology Int. Conf., 2006, vol. 1, pp. 111–114

[25] 'Advanced design system user's guide' (Agilent Technologies Inc., Santa Rosa, CA, 1999)

[26] LAMULTREE S., TORRUNGRUENG D.: 'On the characteristics of conjugately characteristic-impedance transmission lines with active characteristic impedance'. Proc. Asia–Pacific Microwave Conf., 2006, vol. 1, pp. 225–228

9 Appendixes

9.1 Derivation of the magnitude of the voltage reflection coefficient

This section shows the derivation of the magnitude of the voltage reflection coefficient $|\Gamma|$ associated with terminated CCITLs. For convenience in derivation, define the normalised impedance z as

$$z = \frac{Z}{|Z_0|} \tag{19}$$

where Z is an impedance of interest. From (4) and (19), it is found that $z_0^{\pm} = e^{\mp j\phi}$; that is, z_0^{+} and z_0^{-} are reciprocal to each other. Using (19), Γ in (9) can be simplified as [26]

$$\Gamma = (z_0^{-})^2 \frac{(z_L - z_0^{+})}{(z_L + z_0^{-})} \tag{20}$$

Using the fact that $|z_0^{-}| = 1$ and defining $z_L = r_L + jx_L$, $|\Gamma|$ can be expressed as

$$|\Gamma| = \left[\frac{(r_L - \cos\phi)^2 + (x_L + \sin\phi)^2}{(r_L + \cos\phi)^2 + (x_L + \sin\phi)^2}\right]^{1/2} \tag{21}$$

Where $r_L \geq 0$ for passive loads. From (21), it is obvious that the denominator will be greater than or equal to the

© The Institution of Engineering and Technology 2009

doi: 10.1049/iet-map.2008.0205

Authorized licensed use limited to: National University of Singapore. Downloaded on May 28, 2009 at 03:46 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

numerator for the NNCR case since $\cos\phi \geq 0$. Therefore $|\Gamma|$ is always less than or equal to unity for this case. On the other hand, $|\Gamma|$ is always greater than or equal to unity for the NCR case due to the fact that the numerator is always greater than or equal to the denominator when $\cos\phi < 0$.

Since $|\Gamma|$ can be greater than or equal to unity for the NCR case, one might wonder if this results in the violation of the conservation of power, especially when $|\Gamma|$ approaches infinity. Section 9.2 shows that associated powers are still conserved for this case with passive load terminations.

9.2 Power consideration

Fig. 14 illustrates a finite lossless reciprocal periodic TL structure connected to a passive load Z_L and a generator, where E_S and Z_S are the source voltage and the source impedance, respectively. The total time-average power P_m distributed along the mth terminal of the periodic TL structure can be computed as

$$P_m = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\{V_m I_m^*\} \tag{22}$$

Substituting (1) and (2) into (22), P_m in passbands can be expressed compactly as follows [26]

$$P_m = \frac{|V_0|^2}{2|Z_0|}\frac{(1-|\Gamma|^2)}{|1+\Gamma e^{-j2M\beta d}|^2}\cos\phi \tag{23}$$

where the voltage reflection coefficient at the load Γ in (23) is defined as

$$\Gamma \equiv \frac{V_0^- e^{jM\beta d}}{V_0^+ e^{-jM\beta d}} = \Gamma_0 e^{j2M\beta d} \tag{24}$$

Note that Γ_0 is the voltage reflection coefficient at the input ($\Gamma_0 \equiv V_0^-/V_0^+$), and the input voltage V_0 can be written in terms of Γ_0 as

$$V_0 = V_0^+(1+\Gamma_0) \tag{25}$$

Alternatively, V_0 can be determined from the circuit in Fig. 14 as

$$V_0 = \frac{Z_{\mathrm{in},M}}{Z_{\mathrm{in},M}+Z_s}E_s \tag{26}$$

It can be seen from (23) that, for both NNCR ($|\Gamma| \leq 1$) and NCR cases ($|\Gamma| \geq 1$), P_m is still non-negative since $\cos\phi \geq 0$ for the NNCR case and $\cos\phi < 0$ for the NCR case.

From (25) and (26), if $|\Gamma|$ approaches infinity (when $Z_L = -Z_0^-$), P_m becomes [26]

$$P_m = -\frac{1}{2}\frac{|Z_{\mathrm{in},M}|^2}{|Z_0|}\cos\phi\left|\frac{E_s}{Z_{\mathrm{in},M}+Z_s}\right|^2 \tag{27}$$

which is non-negative as well. Thus, the power is still conserved for the NCR case with passive load terminations even when $|\Gamma|$ approaches infinity. Note that P_m is constant along each terminal of the periodic structure operating in passbands since the structure of interest is lossless.

9.3 ABCD matrix of a unit cell of periodic TL structures

Since the alternative method in Section 3 always provides another valid solution of the CCITL parameters compared with the ABCD technique in Section 2, it is interesting to show that they are equivalent in the sense that their ABCD matrices of the two solutions in Section 3 are identical. For a unit cell of periodic TL structures as shown in Fig. 1*b* with $M = 1$, we can relate the voltages and currents on each terminal as

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \tag{28}$$

where

$$V_0 = V_0^+ e^{j\beta d} + V_0^- e^{-j\beta d} \tag{29}$$

$$V_1 = V_0^+ + V_0^- \tag{30}$$

$$I_0 = \frac{V_0^+}{Z_0^+}e^{j\beta d} - \frac{V_0^-}{Z_0^-}e^{-j\beta d} \tag{31}$$

and

$$I_1 = \frac{V_0^+}{Z_0^+} - \frac{V_0^-}{Z_0^-} \tag{32}$$

From (28)–(32), we can write its ABCD matrix of the equivalent CCITL in terms of Z_0^+, Z_0^- and β as

$$A = \frac{Z_0^+ e^{j\beta d} + Z_0^- e^{-j\beta d}}{Z_0^+ + Z_0^-} \tag{33}$$

$$B = \frac{Z_0^+ Z_0^-}{Z_0^+ + Z_0^-}(e^{j\beta d} - e^{-j\beta d}) \tag{34}$$

$$C = \frac{e^{j\beta d} - e^{-j\beta d}}{Z_0^+ + Z_0^-} \tag{35}$$

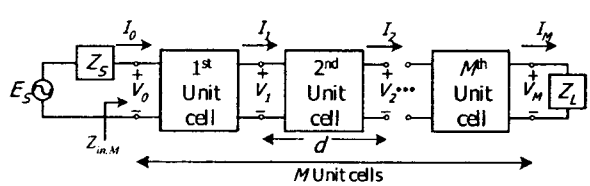


Figure 14 *Finite lossless reciprocal periodic TL structure connected to a passive load Z_L and a generator*

© The Institution of Engineering and Technology 2009

Authorized licensed use limited to: National University of Singapore. Downloaded on May 28, 2009 at 03:46 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

and

$$D = \frac{Z_0^- e^{j\beta d} + Z_0^+ e^{-j\beta d}}{Z_0^+ + Z_0^-} \tag{36}$$

In Section 3, there are two sets of solutions for Z_0^+, Z_0^- and β related to NNCR and corresponding NCR cases. Substituting Z_0^+, Z_0^- and β from both cases into (33)–(36), it is found that both sets of solutions yield the same ABCD parameters as follows

$$A = \left(\cos Td - \frac{X}{R}\sin Td\right)\cos n\pi \tag{37}$$

$$B = j\frac{R^2 + X^2}{R}\sin Td\cos n\pi \tag{38}$$

$$C = j\frac{\sin Td}{R}\cos n\pi \tag{39}$$

and

$$D = \left(\cos Td + \frac{X}{R}\sin Td\right)\cos n\pi \tag{40}$$

Thus, both NNCR and corresponding NCR cases are valid solutions for the same passbands of interest indeed.

© The Institution of Engineering and Technology 2009
IET Microw. Antennas Propag., 2009, Vol. 3, Iss. 4, pp. 591–600
doi: 10.1049/iet-map.2008.0205

Authorized licensed use limited to: National University of Singapore. Downloaded on May 28, 2009 at 03:46 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

1.16 **D. Torrungrueng, C. Thimaporn, S. Lamultree and M. Krairiksh, "Theory of Small Reflections for Conjugately Characteristic-Impedance Transmission Lines," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 18, No. 10, October 2008.**

Theory of Small Reflections for Conjugately Characteristic-Impedance Transmission Lines

Danai Torrungrueng, *Senior Member, IEEE*, C. Thimaporn, S. Lamultree, and M. Krairiksh, *Member, IEEE*

***Abstract*—In this letter, the standard theory of small reflections (TSR) is generalized for the case of multi-section transformers, composed of conjugately characteristic-impedance transmission lines (CCITLs) connected in cascade, with small discontinuities. Using the assumption of small reflections, the total voltage reflection coefficient looking into the input of the transformer can be approximated, resulting in the TSR for multi-section CCITL transformers with small discontinuities. Numerical results, some physical interpretations and potential applications of results will be discussed in this letter.**

***Index Terms*—Conjugately characteristic-impedance transmission lines (CCITLs), theory of small reflections (TSR).**

I. Introduction

IMPEDANCE matching is often a part of the design process for a microwave system to achieve a maximum power delivered to the load, and to avoid reflections from mismatched loads and junctions that result in echoes and distortion of the information-carrying signal [1]–[5]. Standard simple matching circuits; e.g., a single quarter-wave transformer, and single-stub and double-stub matching networks, normally have rather narrow bandwidth. For applications requiring more bandwidth than the standard simple matching circuits can provide, multi-section matching transformers can be used. These transformers are usually implemented using commensurate cascading sections of reciprocal lossless uniform transmission lines, and are designed based on the theory of small reflections (TSR) [3], [4]. For small reflections, the theory briefly states that the resultant voltage reflection coefficient is obtained by taking only first-order reflections into account.

Conjugately characteristic-impedance transmission lines (CCITLs) are *lossless* and possess different characteristic impedances Z_0^+ and Z_0^-, which are *complex conjugate* of each other, for waves propagating in opposite directions [6]–[9]. Due to potential applications of CCITLs in impedance matching, it is of interest to extend the standard TSR to the case of multi-section CCITL transformers with small discontinuities. Only CCITLs with *passive* characteristic impedances ($\mathrm{Re}\{Z_0^{\pm}\} \geq 0$) terminated with *passive* loads are considered in this letter.

Manuscript received March 24, 2008; revised May 26, 2008. Current version published October 8, 2008. This work was supported in part by the Thailand Research Fund (TRF) under Grant RTA 5180002.

D. Torrungrueng, C. Thimaporn, and S. Lamultree are with the Department of Electrical and Electronic Engineering, Faculty of Engineering and Technology, Asian University, Chon Buri 20150, Thailand (e-mail: dtg@asianust.ac.th; suthasineel@asianust.ac.th).

M. Krairiksh is with the Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand (e-mail: kkmonai@kmitl.ac.th).

Color versions of one or more of the figures in this letter are available online at http://ieeexplore.ieee.org.

Digital Object Identifier 10.1109/LMWC.2008.2003450

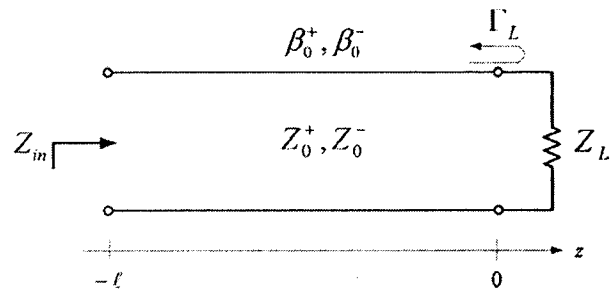


Fig. 1. CCITL terminated in a passive load impedance.

II. Theory of CCITLs

Fig. 1 illustrates a CCITL terminated in a passive load impedance Z_L possessing the propagation constants, β_0^+ and β_0^-, with corresponding conjugate characteristic impedances, Z_0^+ and Z_0^-, for propagation in the *forward* and *reverse* directions, respectively. The input impedance Z_{in} can be written as [6]

$$Z_{in} = Z_0^+ Z_0^- \frac{1 + \Gamma_L e^{-j2\widetilde{\beta}_0 \ell}}{Z_0^- - Z_0^+ \Gamma_L e^{-j2\widetilde{\beta}_0 \ell}} \tag{1}$$

where Γ_L is the voltage reflection coefficient at the load defined as

$$\Gamma_L = \frac{Z_L Z_0^- - Z_0^+ Z_0^-}{Z_L Z_0^+ + Z_0^+ Z_0^-} \tag{2}$$

and $\widetilde{\beta}_0$ is defined as

$$\widetilde{\beta}_0 = \frac{1}{2}\left(\beta_0^+ + \beta_0^-\right). \tag{3}$$

Note that the characteristic impedances $Z_0^{\pm}$ of CCITLs must be *complex conjugate* of one another [6], which can be expressed mathematically as

$$Z_0^+ = \left(Z_0^-\right)^* \tag{4}$$

where the superscript "$*$" denotes the complex-conjugate symbol. For convenience, $Z_0^{\pm}$ are defined in a polar form as

$$Z_0^{\pm} = |Z_0| e^{\mp j\phi_0} \tag{5}$$

where $|Z_0|$ and ϕ_0 are the absolute value and the argument of Z_0^-, respectively. For *passive* characteristic impedances

1531-1309/$25.00 © 2008 IEEE

Authorized licensed use limited to: IEEE Xplore. Downloaded on October 23, 2008 at 10:24 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

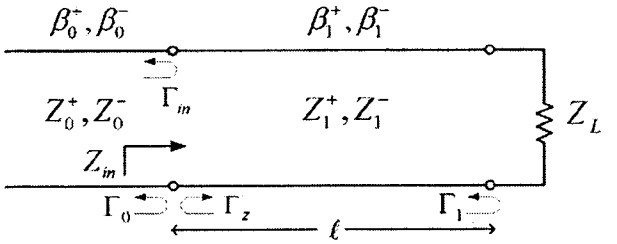


Fig. 2. Single-section CCITL transformer terminated with a load impedance.

$\left(\mathrm{Re}\left\{Z_0^{\pm}\right\} \geq 0\right)$, (5) simply implies that the argument ϕ_0 must lie in the following range:

$$-90^\circ \leq \phi_0 \leq 90^\circ. \tag{6}$$

III. Theory of Small Reflections for CCITLs

Consider a single-section CCITL transformer of length ℓ, connected between a CCITL feedline and a passive load impedance Z_L, as shown in Fig. 2. Note that the feedline possesses the characteristic impedances $Z_0^{\pm} = |Z_0| e^{\mp j\phi_0}$ and the propagation constants $\beta_0^{\pm}$, and the characteristic impedances and the propagation constants of the matching transformer are equal to $Z_1^{\pm} = |Z_1| e^{\mp j\phi_1}$ and $\beta_1^{\pm}$, respectively.

In Fig. 2, Γ_{in} is the *total* input voltage reflection coefficient, and Z_{in} is the input impedance seen at the input of the single-section CCITL transformer. Note that Γ_{in} can be derived by using the impedance method as shown below. Using (1), Z_{in} can be written in terms of Γ_1 as

$$Z_{in} = Z_1^+ Z_1^- \frac{\left[1 + \Gamma_1 e^{-j2\widetilde{\theta}}\right]}{\left[Z_1^- - Z_1^+ \Gamma_1 e^{-j2\widetilde{\theta}}\right]} \tag{7}$$

where

$$\Gamma_1 = \frac{Z_L Z_1^- - Z_1^+ Z_1^-}{Z_L Z_1^+ + Z_1^+ Z_1^-} \tag{8}$$

$$\widetilde{\beta}_1 = \frac{1}{2}\left(\beta_1^+ + \beta_1^-\right) \tag{9}$$

$$\widetilde{\theta} = \widetilde{\beta}_1 \ell. \tag{10}$$

Using (2), Γ_{in} can be expressed in terms of Z_{in} *exactly* as

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} Z_0^- - Z_0^+ Z_0^-}{Z_{in} Z_0^+ + Z_0^+ Z_0^-}. \tag{11}$$

Define the *partial* voltage reflection coefficients Γ_0 and Γ_z as

$$\Gamma_0 = \frac{Z_1^+ Z_0^- - Z_0^+ Z_0^-}{Z_1^+ Z_0^+ + Z_0^+ Z_0^-} \tag{12}$$

$$\Gamma_z = \frac{Z_0^- Z_1^+ - Z_1^- Z_1^+}{Z_0^- Z_1^- + Z_1^- Z_1^+}. \tag{13}$$

Substituting (7) into (11) and using (12) and (13), Γ_{in} can be expressed compactly as

$$\Gamma_{in} = \Gamma_0 \frac{1 + \Gamma_x^{-1} \Gamma_1 e^{-j2\widetilde{\theta}}}{1 - \Gamma_z \Gamma_1 e^{-j2\widetilde{\theta}}} \tag{14}$$

where

$$\Gamma_x = \frac{Z_1^+ Z_1^- - Z_0^+ Z_1^-}{Z_1^+ Z_1^- + Z_0^+ Z_1^+}. \tag{15}$$

From (8) and (13), it is observed that $|\Gamma_1|$ is small when $Z_1^+ \approx Z_L$, and $|\Gamma_z|$ is small when $Z_1^- \approx Z_0^-$. If the discontinuities between the impedances Z_1^+, Z_L and Z_0^-, Z_1^- are small; i.e., $|\Gamma_z \Gamma_1| \ll 1$, (14) can be approximated as

$$\Gamma_{in} \approx \Gamma_0 + \left(\frac{\Gamma_0}{\Gamma_x}\right) \Gamma_1 e^{-j2\widetilde{\theta}} \tag{16}$$

which is the TSR for the single-section CCITL transformer.

Using (12) and (15), the factor $\Gamma_0 \Gamma_x^{-1}$ can be expressed as

$$\frac{\Gamma_0}{\Gamma_x} = e^{j2(\phi_0 - \phi_1)} \left(\frac{Z_1^- + Z_0^+}{Z_1^+ + Z_0^-}\right). \tag{17}$$

If $|\Gamma_0|$ is small, one obtains $Z_1^+ \approx Z_0^+$; i.e., $\phi_1 \approx \phi_0$ and $Z_1^- \approx Z_0^-$. Using this observation in (17) yields $\Gamma_0 \approx \Gamma_x$ when $|\Gamma_0|$ is small. Thus, if $|\Gamma_0| \ll 1$ and $|\Gamma_z \Gamma_1| \ll 1$ can be obtained, Γ_{in} in (16) can be further approximated as

$$\Gamma_{in} \approx \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-j2\widetilde{\theta}} \tag{18}$$

called the *approximate* theory of small reflections (ATSR) for the single-section CCITL transformer. Equation (18) states the intuitive idea that, if the discontinuities between the impedances Z_0^+, Z_1^+ and Z_1^+, Z_L are sufficiently small, the total reflection is dominated by the reflection from the initial discontinuity (Γ_0), and the first reflection from the discontinuity at the load ($\Gamma_1 e^{-j2\widetilde{\theta}}$). The phase term $e^{-j2\widetilde{\theta}}$ accounts for the phase delay when the incident wave travels up and down the CCITL transformer. It is noted that (16) should be more accurate than (18), but (18) is more convenient to work with, especially when dealing with multi-section CCITL transformers. Note that the *approximate* theory in (18) takes only first-order reflections into account and neglects effects of multiple reflections.

One can generalize the result in (18) to multi-section CCITL transformers consisting of N equal-electrical-length $(\widetilde{\theta})$ sections of CCITLs with characteristic impedances $Z_i^{\pm}$, where $i = 1, 2, \ldots, N$, as shown in Fig. 3. Let define *partial* voltage reflection coefficients Γ_n at each junction as follows:

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1}^+ Z_n^- - Z_n^+ Z_n^-}{Z_{n+1}^+ Z_n^+ + Z_n^+ Z_n^-} \tag{19}$$

where $n = 0, 1, 2, \ldots, N-1$ in (19), and the voltage reflection coefficient Γ_N at the load Z_L is defined as

$$\Gamma_N = \frac{Z_L Z_N^- - Z_N^+ Z_N^-}{Z_L Z_N^+ + Z_N^+ Z_N^-}. \tag{20}$$

If $|\Gamma_n|$ $(n = 0, 1, 2, \ldots, N)$ are small, the *total* input voltage reflection coefficient $\Gamma_{in}\left(\widetilde{\theta}\right)$ can be approximated as

$$\Gamma_{in}\left(\widetilde{\theta}\right) \approx \Gamma_0 + \left(\frac{\Gamma_0}{\widetilde{\Gamma}_0}\right) \Gamma_1 e^{-j2\widetilde{\theta}} + \left(\frac{\Gamma_1}{\widetilde{\Gamma}_1}\right) \Gamma_2 e^{-j4\widetilde{\theta}} + \cdots + \left(\frac{\Gamma_{N-1}}{\widetilde{\Gamma}_{N-1}}\right) \Gamma_N e^{-j2N\widetilde{\theta}} \tag{21}$$

Authorized licensed use limited to: IEEE Xplore. Downloaded on October 23, 2008 at 10:24 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

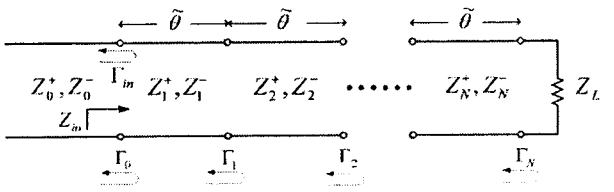


Fig. 3. Multi-section CCITL transformer terminated with a load impedance.

which is the TSR for multi-section CCITL transformers. In (21), $\widetilde{\Gamma}_n$ is mathematically defined as

$$\widetilde{\Gamma}_n = -\left[\frac{Z_n^+ Z_{n+1}^- - Z_{n+1}^+ Z_{n+1}^-}{Z_n^+ Z_{n+1}^+ + Z_{n+1}^+ Z_{n+1}^-}\right] \tag{22}$$

where $n = 0, 1, 2, \ldots, N-1$. Note that (21) can be simplified further if $|\Gamma_n|$ ($n = 0, 1, 2, \ldots, N$) are *sufficiently small* ($|\Gamma_n| \ll 1$); i.e.

$$\Gamma_{in}\left(\widetilde{\theta}\right) \approx \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-j2\widetilde{\theta}} + \Gamma_2 e^{-j4\widetilde{\theta}} + \cdots + \Gamma_N e^{-j2N\widetilde{\theta}} \tag{23}$$

which is the ATSR for multi-section CCITL transformers. Note that (23) is in the same form as the TSR equation for reciprocal transmission lines, and it can be employed to design multi-section CCITL transformers for passband responses when $|\Gamma_n| \ll 1$; e.g., binomial and Chebyshev responses [4].

IV. Numerical Results

Consider a three-section CCITL transformer ($N = 3$). For convenience in interpretation, let the magnitudes of reflection coefficients ($|\Gamma_n|$), where $n = 0, 1, 2, 3$, are the same. The characteristic impedances and the load impedance are given as follows: $Z_0^{\pm} = 43.30 \mp j25.00\ \Omega$, $Z_1^{\pm} = 47.16 \mp j27.36\ \Omega$, $Z_2^{\pm} = 46.90 \mp j32.07\ \Omega$, $Z_3^{\pm} = 51.77 \mp j32.85\ \Omega$, and $Z_L = 48.74 - j36.87\ \Omega$. These impedances result in $|\Gamma_n| = 0.05$, where $n = 0, 1, 2, 3$. Fig. 4 illustrates the plot of the magnitude of the total input voltage reflection coefficient Γ_{in} versus the electrical length $\widetilde{\theta}$, computed by using the exact method (see (11)), the TSR method (see (21)), and the ATSR method (see (23)). From the plot, it is found that the TSR and ATSR methods yield reasonably accurate results compared to the exact solution. It is observed that the TSR method yields more accurate results than the ATSR method's except for some small regions.

V. Conclusion

The theory of small reflections for multi-section CCITL transformers with small discontinuities is derived in this letter, where characteristic impedances of CCITLs are *passive*. It is found that the *approximate* theory of small reflections with *sufficiently small* discontinuities is similar to the standard TSR for the multi-section reciprocal matching transformer; i.e., it still takes only first-order reflections into account. Numerical results show that both TSR and ATSR methods yield reasonably accurate results when the magnitudes of the voltage reflection coefficients are *sufficiently small* ($|\Gamma_n| \leq 0.05$, where $n = 0, 1, 2, \ldots, N$), and the TSR method generally yields more accurate results than the ATSR method's except for some electrical lengths $\widetilde{\theta}$.

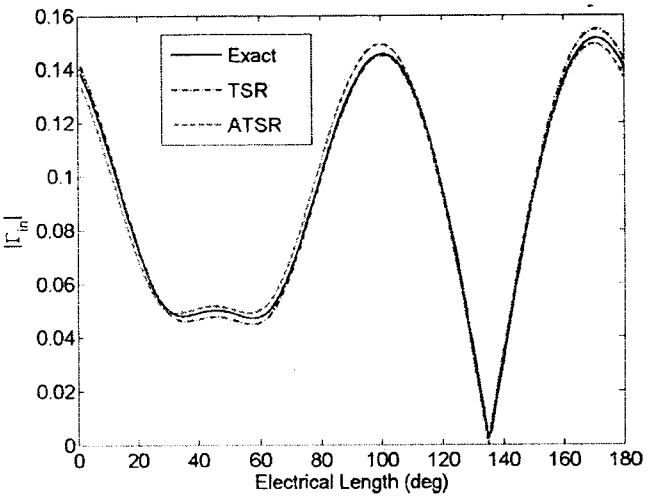


Fig. 4. Plot of the magnitude of the total input voltage reflection coefficient $|\Gamma_{in}|$ versus the electrical length $\widetilde{\theta}$ for three different approaches.

References

[1] P. A. Rizzi, *Microwave Engineering-Passive Circuits*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1988.

[2] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*. Norwood, MA: Artech House, 1988.

[3] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1992.

[4] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.

[5] H. Oraizi, "Design of impedance transformers by the method of least squares," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 3, pp. 389–399, Mar. 1996.

[6] D. Torrungrueng and C. Thimaporn, "A generalized ZY Smith chart for solving nonreciprocal uniform transmission-lines problems," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 40, pp. 57–61, 2004.

[7] D. Torrungrueng and C. Thimaporn, "Applications of the ZY T-chart for nonreciprocal stub tuners," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 45, pp. 259–262, 2005.

[8] D. Torrungrueng and C. Thimaporn, "Application of the T-chart for solving exponentially tapered lossless nonuniform transmission -line problems," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 45, pp. 402–406, 2005.

[9] D. Torrungrueng, C. Thimaporn, and N. Chamnandechakun, "An application of the T-chart for solving problems associated with terminated finite lossless periodic structures," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 47, pp. 594–597, 2005.

Authorized licensed use limited to: IEEE Xplore. Downloaded on October 23, 2008 at 10:24 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

T. Limpiti and M. Krairiksh, "Sensor for in situ Moisture Content Monitoring Detecting the Magnitude of Mutual Coupling between Parallel and Perpendicular Dipoles," IEEE Transaction Instrumentation and Measurement.

IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT
ONLINE MANUSCRIPT SUBMISSION AND PEER REVIEW

To ensure proper functionality of this site, both JavaScript and Cookies must be enabled.

As part of the author approval process, please:

- Review the files by clicking on the PDF, image, and video links (if available).
- Replace any incorrect files via the "Replace" Link below the files.
- Delete any unnecessary files via the "Delete" Link below the files.
- Approve the remaining files via the "Approve Converted Files" link.
- You may logout while files are being converted.

Manuscript #	IM-11-4956
Current Revision #	0
Submission Date	2011-08-09 03:49:13
Current Stage	Waiting for Author Approval of Converted Files
Title	In situ Moisture Content Monitoring Sensor Detecting Mutual Coupling Magnitude between Parallel and Perpendicular Dipoles
Manuscript Type	Regular Issue Manuscript
Special Issue	N/A
Corresponding Author	Monai Krairiksh (kkmonai@kmitl.ac.th) (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang)
Contributing Author	Thunyawat Limpiti
Abstract	This paper presents an in situ moisture content sensor based on a switched-polarization dipole antenna that detects the magnitude of mutual coupling between perpendicular and parallel polarization. Three aspects of the sensor development are presented: a new closed-form calculation of mutual impedance of perpendicular polarization dipole, an antenna design, and an investigation of performance enhancement. As the sensor detects only magnitude, it is low cost, low profile, and needs less processing time. Thus, it is suitable for a closed-loop drying system. Our study has shown that the values of the dielectric constants measured by this sensor are comparable to the reference values from previous works. However, there are significant differences in the values of the dielectric loss factors. Therefore, error compensation has been developed to correct the results. This sensor, in a closed-loop drying system, has shown good performance for in situ monitoring and real time monitoring. Consequently, it is very suitable for monitoring the moisture content of paddy, fertilizer, and soil.
Associate Editor	Not Assigned
Index Terms	D/Dielectric measurements, D/Dipole antennas, P/Polarization, M/Mutual coupling, M/Moisture

Copyright Release Date	Not Received

You can reorder the files contained in the merged PDF by clicking on the rebuild link.

Manuscript Items

1. ✔ Author Cover Letter File #1 PDF (22KB) Source File (PDF) 22KB Replace Delete
2. ✔ Article File #1 PDF (371KB) Source File (PDF) 415KB Replace Delete

There are action items pending, please click on the links next to the arrows ➔ .

Manuscript Tasks

➔ Confirm Approved Converted Files
Withdraw Manuscripts
Add File
Send Manuscript Correspondence
Check Status
Modify Manuscript Data

Sensor for *in situ* Moisture Content Monitoring Detecting the Magnitude of Mutual Coupling between Parallel and Perpendicular Dipoles

T. Limpiti, and M. Krairiksh, *Member, IEEE*

Abstract—**This paper presents an *in situ* moisture content sensor based on a switched-polarization dipole antenna that detects the magnitude of mutual coupling between perpendicular and parallel polarization. Three aspects of the sensor development are presented: a new closed-form calculation of mutual impedance of perpendicular polarization dipole, an antenna design, and an investigation of performance enhancement. As the sensor detects only magnitude, it is low cost, low profile, and needs less processing time. Thus, it is suitable for a closed-loop drying system. Our study has shown that the values of the dielectric constants measured by this sensor are comparable to the reference values from previous works. However, there are significant differences in the values of the dielectric loss factors. Therefore, error compensation has been developed to correct the results. This sensor, in a closed-loop drying system, has shown good performance for *in situ* monitoring and real time monitoring. Consequently, it is very suitable for monitoring the moisture content of paddy, fertilizer, and soil.**

Index Terms—**Dielectric properties, mutual coupling, moisture content, parallel polarization, perpendicular polarization.**

I. Introduction

RICE is one of the most important agricultural products locally and worldwide. It is consumed and exported in huge amount each year, thus its quality control is essential. Normally, rice is stored in the form of paddy which is prone to be attacked by a multitude of insects adapted to the relatively dry environment of a mill. Infesting insects flourish at grain moisture content of 10%-14% whereas at 14% up to 18% moisture content, fungal growth is critical. Hence, paddy is optimally stored at a narrow range of around 14% moisture content [1]. In actual practice, it is hard to maintain paddy at this suitable condition since moisture content is always changing. In order to maintain proper moisture content level, various published drying methods have been utilized such as fluidized bed paddy drying by super-heated steam with hot air temperature of 100-150 $^{\circ}C$. This drying method has high capacity, low energy consumption, and yields good quality products [2]-[4] if the drying process is stable [5]. A combination of microwave with hot air drying as a fluidized bed microwave heating method has shown significant improvement in operation cost and quality of product [6]. It has provided significant benefits: lower energy cost, appreciable reduction in processing time, and enhanced product quality [7]-[8]. Recently, a continuous fluidized bed microwave paddy drying system was proposed [9]. However, this system operated in an open loop and so the quality of the paddy was not guaranteed. Therefore, a moisture content sensor is desirable for implementing a closed-loop drying system. In this system, the sensor is immersed in the stored paddy to monitor the moisture content level while the drying system is in operation. Previously, a moisture content sensor measuring capacitance and phase angle of a parallel-plate system was presented. It provides accurate results due to the closed boundary [10], but the need to fill the sample to the full volume limits its use in on-line monitoring and closed-loop system. The advantages of using this presented *in situ* sensor in a closed-loop system are low cost, low energy and time consumption, and real time monitoring.

The presented moisture content sensor applies the principle of dielectric property determination of material. There are many techniques of dielectric characterization at microwave frequencies which have been extensively developed. Among these techniques, resonant or non-resonant methods have been published based on the accuracy and constraints of the suitable application for each material. For resonant methods, the cavity perturbation technique is well suited to low dielectric loss materials and the accuracy is limited only by the cavity size [11]. For non-resonant methods, the transmission line technique utilizes reflection coefficient and transmission coefficient of a waveguide section or a coaxial line filled with sample of the material under test [12]-[14]. It needs an adequate sample thickness in order to obtain an accurate result. An open-ended probe technique, which has been successfully commercialized, can measure over a wide frequency range with moderate accuracy, but the material sample must be sufficiently thick and the contact surface of

Manuscript received August 6, 2011. This work was supported by Thailand Research Fund (TRF) through the Royal Golden Jubilee Ph.D. Program (Grant No. PHD/0284/2549) and the Senior Research Scholar Project (Grant No. RTA-5180002).

T. Limpiti is with King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand (e-mail: s1060011@kmitl.ac.th).

M. Krairiksh is with King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand. (phone: +668-1828-1831; fax: +662-329-8325; e-mail: kkmonai@kmitl.ac.th).

the probe must be flat and free of air gaps [15]-[20]. Moreover, the standoff distance is a significant parameter that can extremely affect the sensitivity of the measurement [21]. In free-space technique, the attenuation amplitude and phase shift of the signal are measured from a sample which is placed between a transmitting antenna and a receiving antenna [22]. The constraint of this technique concerns the dimension of the sample that is perpendicular to the wave propagation direction. It must be sufficiently large to avoid problems caused by diffraction effects at the edge. Furthermore, the measurement setup is quite complicated since it needs to measure both the magnitude and phase [23]. However, the advantage of this technique is that it is capable of dynamic measurement since it can measure instantaneously, nondestructively and contactless. Therefore, there have been attempts to reduce this complication in order to utilize this technique in several applications. An interesting method is to omit phase measurement and measure reflection and transmission coefficients instead [24]-[25]. Subsequently, a coupled-dipole sensor using the magnitude of S_{11} and S_{21} was developed [26]. The results were satisfactorily accurate compared to those from the conventional transmission measurement [27]. However, it was not suitable for a closed loop system application since it could only measure the surface of the bulk material. Consequently, a technique using the magnitude of mutual coupling between parallel and perpendicular polarized dipoles was proposed [28] and validated by determining the complex permittivity of water [29]. This technique can overcome the complication of the free space technique by considering only the magnitude and switching polarization instead of measuring the magnitude of S_{11}. Furthermore, it can function inside bulk material at any depth.

In this paper, an *in situ* moisture content sensor is presented for using in a closed-loop drying system of paddy. The presented sensor uses a switched-polarization dipole antenna to measure the magnitude of mutual coupling of parallel and perpendicular polarization. Then the obtained values of both polarizations are plotted on a surface curve to get the dielectric constant and the dielectric loss factor of the paddy. These dielectric properties were correlated with the moisture content by a standard method of the American Society of Agricultural and Biological Engineers (ASAE). The surface curve was obtained from the expressions of mutual impedance calculation in lossy medium of parallel and perpendicular dipole antennas. The parallel dipole antenna calculation was modified from [30] whereas the other one was newly derived. Although there have been many publications on mutual impedance analysis, i.e. [31]-[33], all those proposed expressions were not in closed-form and not applicable to lossy medium. Thus, derived closed-form expressions are desirable since they use less processing time compared to other methods in previous works and other commercial electromagnetic simulations. Calculations can be performed continuously with a large number of dielectric constants and dielectric loss factors. In addition, analysis was conducted to compensate for the effects of non-ideal rf switch and coupled elements in the vicinity, including the feeding systems. Then, a coupled dipole whose polarization could be switched was designed, fabricated, and validated by using it to determine the moisture content of paddy without measuring the S_{11}. The results were compared with those from the conventional method in order to show the accuracy of this presented sensor and its usefulness in quality-control application of a closed-loop drying system.

II. PRINCIPLE

The characteristic of an antenna surrounded by a medium is a function of the constitutive parameters which can be obtained by mutual impedance measurement. For nonmagnetic material, the constitutive parameters are conductivity σ and relative permittivity $\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r''$ which are the dielectric constant and the dielectric loss factor, real and imaginary parts, respectively. The dielectric constant indicates energy storage capability of a material subjected to an electric field, whereas the dielectric loss factor specifies electric energy dissipation. The accurate determination of both parameters is essential for providing a unique electrical signature. This presented technique utilizes magnitude of mutual impedance from dipole antennas arranged in parallel-in-echelon and perpendicular configuration [28]-[29]. In practical application, the mutual impedance of both polarizations will be regarded as a form of mutual coupling. The advantage of this technique is that there is no need to measure the phase of mutual coupling since it uses only the magnitude.

A. Expressions of mutual impedance

The configuration of parallel and perpendicular polarization dipole antennas are illustrated in Fig.1. In the case of parallel polarization, we modified the expressions in [30] for using in lossy medium focusing on deriving perpendicular polarization in closed-form expressions which were achieved for lossless medium [34].

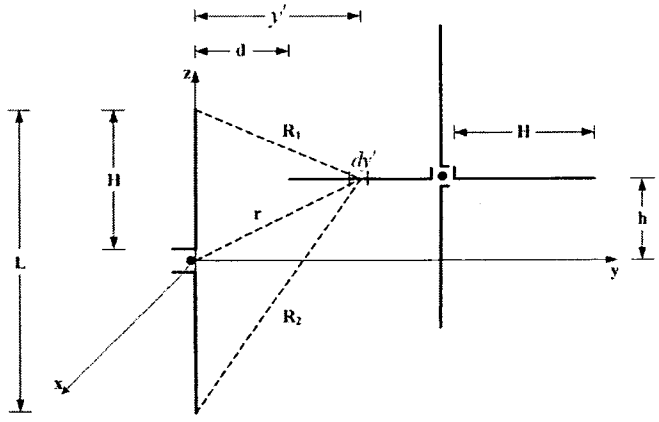


Fig. 1. Configuration for calculating mutual coupling between parallel and perpendicular dipoles.

The expressions applying to lossy medium is presented here as follows. According to the illustrated configuration, there are two center-fed dipoles of length L, equaling to half wavelength, of which the transmitting antenna is laid along the z axis of a Cartesian coordinate system and the receiving antenna is placed in the y direction in which the height is h from the y axis. Both antennas are assumed to have infinitesimal spacing at their feed points and are separated by a distance d. From the induced *emf* method [35], the expression of mutual impedance between the two antennas is

$$Z_{21} = -\frac{1}{I_1(0)I_2(0)}\int E_{21}I_2(y')dy' \tag{1}$$

The near-zone field of a thin dipole with the assumed sinusoidal current distribution is expressed as

$$E_{21} = E_y = j\frac{\eta I_m}{4\pi y}\left(\frac{z-H}{R_1}\exp(-jkR_1)+\frac{z+H}{R_2}\exp(-jkR_2) - \frac{2z\cos(kH)}{r}\exp(-jkr)\right) \tag{2}$$

and

$$I_2(y') = \begin{cases} I_m\sin[k(y'-d)] & ;\ d<y'<H+d \\ I_m\sin[k(2H+d-y')] & ;\ H+d<y'<2H+d \end{cases} \tag{3}$$

where I_m and η denote the maximum current and the intrinsic impedance, respectively. R_1, R_2, and r are the distance between the transmitting antenna and the observed point on the receiving antenna.

The propagation constant k in lossy medium whose real part (α) is the attenuation constant and imaginary part (β) is the phase constant can be written as

$$k = \alpha + j\beta = \sqrt{j\omega\mu(\sigma+j\omega\varepsilon)} = \sqrt{-\omega^2\mu\varepsilon+j\omega\mu\sigma} \tag{4}$$

where α and β are

$$\alpha = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}\left\{\frac{1}{2}\left[\sqrt{1+\left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2}-1\right]\right\}^{1/2} \text{ Np/m} \tag{5}$$

and

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}\left\{\frac{1}{2}\left[\sqrt{1+\left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2}+1\right]\right\}^{1/2} \text{ rad/m} \tag{6}$$

The integration of E_{y21} with $I_2(y')$ with respect to y' in (1) can be completely fulfilled and resulted in the 12-term composition as shown below.

$$Z_{21} = \sum_{i=1}^{12} A_i \tag{7}$$

Where

$$A_1 = -\left(\frac{h-H}{d}\right)\times\left[\exp(d\beta)\times\{\cos(d\alpha)-j\sin(d\alpha)\}\times\{\{Ci(u_0)-Ci(u_1)\}+j\{Si(u_0)-Si(u_1)\}\}\right] \tag{8}$$

$$A_2 = -\left(\frac{h+H}{d}\right)\times\left[\exp(d\beta)\times\{\cos(d\alpha)-j\sin(d\alpha)\}\times\{\{Ci(u_3)-Ci(u_2)\}+j\{Si(u_3)-Si(u_2)\}\}\right] \tag{9}$$

$$A_3 = \frac{2h}{d}\times\frac{1}{2}\left[\cos(H\alpha)\times\{\exp(H\beta)+\exp(-H\beta)\}-j\sin(H\alpha)\times\{\exp(H\beta)-\exp(-H\beta)\}\right]\times\left[\exp(d\beta)\times\{\cos(d\alpha)-j\sin(d\alpha)\}\right] \times\left[\{Ci(u_5)-Ci(u_4)\}+j\{Si(u_5)-Si(u_4)\}\right] \tag{10}$$

$$A_4 = -\left(\frac{h-H}{d}\right)\times\left[\exp(-d\beta)\times\{\cos(d\alpha)+j\sin(d\alpha)\}\times\{\{Ci(v_0)-Ci(v_1)\}-j\{Si(v_0)-Si(v_1)\}\}\right] \tag{11}$$

$$A_5 = -\left(\frac{h+H}{d}\right)\times\left[\exp(-d\beta)\times\{\cos(d\alpha)+j\sin(d\alpha)\}\times\{\{Ci(v_3)-Ci(v_2)\}-j\{Si(v_3)-Si(v_2)\}\}\right] \tag{12}$$

$$A_6 = \frac{2h}{d}\times\frac{1}{2}\left[\cos(H\alpha)\times\{\exp(H\beta)+\exp(-H\beta)\}-j\sin(H\alpha)\times\{\exp(H\beta)-\exp(-H\beta)\}\right]\times\left[\exp(-d\beta)\times\{\cos(d\alpha)+j\sin(d\alpha)\}\right]$$
$$\times\left[\{Ci(v_5)-Ci(v_4)\}-j\{Si(v_5)-Si(v_4)\}\right] \quad (13)$$

$$A_7 = \left(\frac{h-H}{d}\right)\times\{\exp(-2H\beta)\times\exp(-d\beta)\}\times\{\cos(2H\alpha)+j\sin(2H\alpha)\}\times\{\cos(d\alpha)+j\sin(d\alpha)\}$$
$$\times\left[\{Ci(m_1)-Ci(v_0)\}-j\{Si(m_1)-Si(v_0)\}\right] \quad (14)$$

$$A_8 = \left(\frac{h+H}{d}\right)\times\{\exp(-2H\beta)\times\exp(-d\beta)\}\times\{\cos(2H\alpha)+j\sin(2H\alpha)\}\times\{\cos(d\alpha)+j\sin(d\alpha)\}$$
$$\times\left[\{Ci(m_2)-Ci(v_3)\}-j\{Si(m_2)-Si(v_3)\}\right] \quad (15)$$

$$A_9 = -\frac{2h}{d}\times\frac{1}{2}\left[\cos(H\alpha)\times\{\exp(H\beta)+\exp(-H\beta)\}-j\sin(H\alpha)\times\{\exp(H\beta)-\exp(-H\beta)\}\right]\times\{\exp(-2H\beta)\times\exp(-d\beta)\}$$
$$\times\{\cos(2H\alpha)+j\sin(2H\alpha)\}\times\{\cos(d\alpha)+j\sin(d\alpha)\}\times\left[\{Ci(m_3)-Ci(v_5)\}-j\{Si(m_3)-Si(v_5)\}\right] \quad (16)$$

$$A_{10} = \left(\frac{h-H}{d}\right)\times\{\exp(2H\beta)\times\exp(d\beta)\}\times\{\cos(2H\alpha)-j\sin(2H\alpha)\}\times\{\cos(d\alpha)-j\sin(d\alpha)\}$$
$$\times\left[\{Ci(m_4)-Ci(u_0)\}+j\{Si(m_4)-Si(u_0)\}\right] \quad (17)$$

$$A_{11} = \left(\frac{h+H}{d}\right)\times\{\exp(2H\beta)\times\exp(d\beta)\}\times\{\cos(2H\alpha)-j\sin(2H\alpha)\}\times\{\cos(d\alpha)-j\sin(d\alpha)\}$$
$$\times\left[\{Ci(m_5)-Ci(u_3)\}+j\{Si(m_5)-Si(u_3)\}\right] \quad (18)$$

$$A_{12} = -\frac{2h}{d}\times\frac{1}{2}\left[\cos(H\alpha)\times\{\exp(H\beta)+\exp(-H\beta)\}-j\sin(H\alpha)\times\{\exp(H\beta)-\exp(-H\beta)\}\right]\times\{\exp(2H\beta)\times\exp(d\beta)\}$$
$$\times\{\cos(2H\alpha)-j\sin(2H\alpha)\}\times\{\cos(d\alpha)-j\sin(d\alpha)\}\times\left[\{Ci(m_6)-Ci(u_5)\}+j\{Si(m_6)-Si(u_5)\}\right] \quad (19)$$

$Si(\cdot)$ and $Ci(\cdot)$ are sine and cosine integrals, respectively. Arguments $u_0, u_1, \ldots u_5, v_0, v_1 \ldots v_5 m_1, m_2, \ldots m_5$ are shown in the appendix.

B Surface curve for determining ε_r' and ε_r''

Mutual impedance of the perpendicular polarization dipole antenna obtained from the combination of the 12 terms derived expressions and the modified mutual impedance of parallel polarization are transformed to s-parameter. The transformed mutual impedance is called mutual coupling. The mutual coupling magnitudes of both polarizations, exploited as a solution for the dielectric property determination of a material, are calculated with respect to the dielectric constant and the dielectric loss factor variation. The calculated mutual couplings are drawn in the form of a surface curve. This surface curve is used to determine the dielectric property by plotting the mutual coupling magnitudes of both polarizations from measurement and then reading off the values of the dielectric constant and the dielectric loss factor at the cross points between the mutual coupling magnitude lines from each polarization [28]. The essence of this cross point is that only one sufficient condition or one cross point between the lines in the surface curve of each polarization is needed to determine the complex permittivity of the material under test [24].

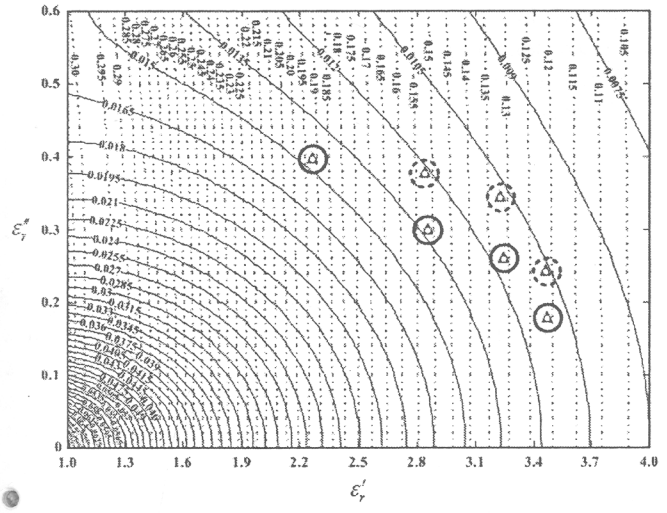


Fig. 2. Surface curve of mutual coupling magnitudes used in dielectric properties determination (○ : experiment results, ◌ : compensated results, ——— : perpendicular polarization, --------- : parallel polarization).

III. Analysis and Design

A. One dipole design

An antenna structure that would be used as switched polarization dipole antennas was firstly designed and constructed on a low cost FR-4 printed circuit board which was 1.6 millimeters high and the dielectric constant and the loss tangent of the substrate were 4.36 and 0.01178, respectively. The designed antenna had a balanced uniplanar transition structure, coplanar strips (CPS), which ideally supported signal propagation with low common mode noise, as feeding lines. A 180-degree phase delay between two branches microstrip lines of balun was needed to realize efficient transition between CPS and microstrip lines [36]-[38] since the propagation mode in coupled microstrips was dominantly odd mode which could easily be transferred to CPS mode after the ground plane was truncated [39]-[40]. These antennas operated at a frequency of 2.45 GHz. The structure on the top metallization consisted of a 50 Ω microstrip feed line, a 35.4 Ω quarter-wave impedance transformer followed by a symmetric T-junction, a microstrip-to-coplanar stripline balun, and a dipole antenna whereas the metallization at the bottom plane was a truncated microstrip ground as shown in Fig. 3(a). All dimensions of the designed antenna are listed in Table I. and the simulated S_{11} using an electromagnetic simulation tool, CST Microwave Studio [41], is shown in Fig. 3(b). These dimensions had been exploited in the design of the switched polarization dipole antennas.

TABLE I
DIMENSIONS OF A ONE DIPOLE ANTENNA

Parameters	Dimension (mm)
W	75.85
W_1	2.69
W_2	4.64
W_3	2.69
W_4	1.41
W_5	2.69
L	100.00
L_1	10.00
L_2	17.89
L_3	29.30
L_4	14.65
L_5	14.65
L_6	14.65
L_7	57.18
L_8	36.27
L_9	31.99
S	2.69

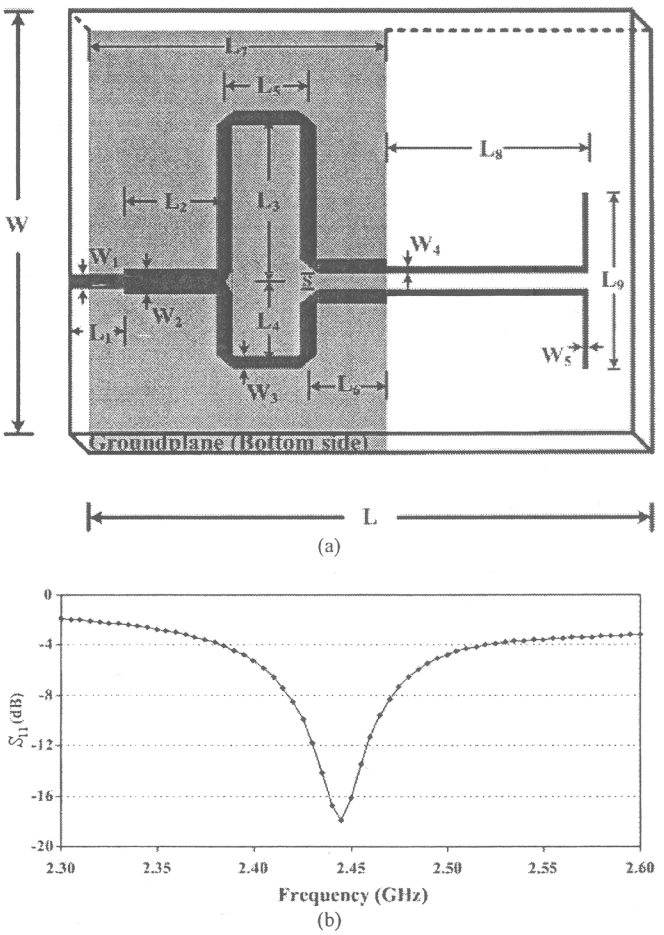


Fig. 3. Structure and simulation results of designed antenna (a) antenna structure, (b) simulated S11

B. Switched-polarization dipole structure

The structure of the switched-polarization dipole antennas exploits the dimensions of the previous design, as shown in Fig. 4. On the top side of the printed circuit board, there is a

dipole antenna with a feed transmission line and four cross elements that perform as the transmitting and the receiving antennas, respectively. For the receiving antennas, the feed transmission line is on the bottom side which is connected to two mounted single pole double throw (SPDT) switches. Each switch controls an L-shape coupled element in the direction of parallel or perpendicular polarization. The first switch is attached to the upper and the right elements of the four cross elements while the lower and the left elements are connected to the other ones. In the case of parallel polarization, the upper and lower elements are selected to switch on whereas the right and left elements are operating in the perpendicular polarization case. These two polarizations are set at the same feed point of which the distance between the transmitting antenna and the left element of the four cross elements is 2 mm. For parallel polarization, the distance is equal to the sum of the perpendicular polarization distance and the length of the left element of the four cross elements.

C. Simulation for loss compensation

The rf switches and parasitic elements performing in different polarization cause losses in practice. Thus, loss compensation was analyzed by a Co-simulation [42]. This analysis was needed to compensate for the degraded receiving signal since the mutual coupling magnitude of each polarization, used to determine the dielectric properties as a solution on surface curves, was calculated as pure polarization. The simulations were classified into two categories, parallel and perpendicular polarization. Each category performed simulation of input port S_{11} and output port S_{22}. It covered three cases: pure polarization, parasitic elements effect, and combination of parasitic elements and rf switches effect. The simulated S_{11} and S_{22} of parallel polarization are shown in Fig. 5(a) and Fig. 5(b), respectively. The results at 2.45 GHz show that both S_{11} and S_{22} were about -19 dB. When two parasitic elements of perpendicular polarization were added, they slightly shifted the operating frequency to a lower frequency and increased S_{11} and S_{22} to -12.54 dB and -18.17 dB, respectively. In addition, the effect of rf switches [43] integrated with parasitic elements of the other polarization caused S_{11} and S_{22} to become higher, to -10.32 dB and -15.44 dB, respectively. The simulated S_{11} and S_{22} for perpendicular polarization are illustrated in Fig. 6(a) and Fig. 6(b), respectively. In the pure perpendicular case, S_{11} is -11.46 dB and S_{22} is -23.86 dB. They were insignificantly affected by the parasitic elements of parallel polarization, yielding S_{11} at -11.96 dB and S_{22} at -22.33 dB. However, they became higher at both ports when the effect of rf switches was simulated, yielding the values of -10.17 dB and -19.15 dB at the input and output ports, respectively.

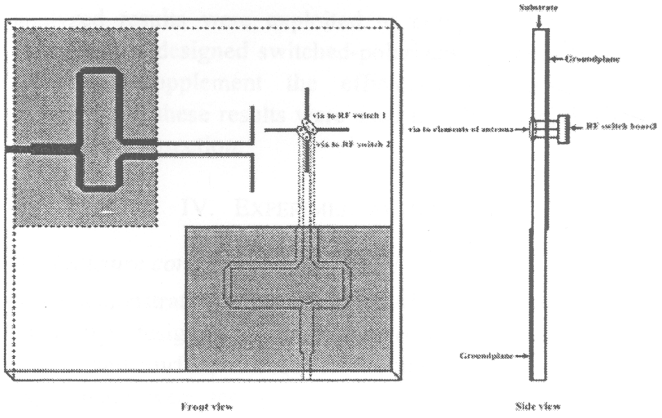
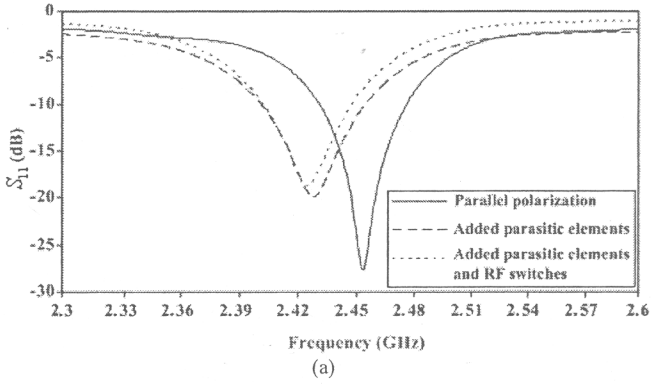
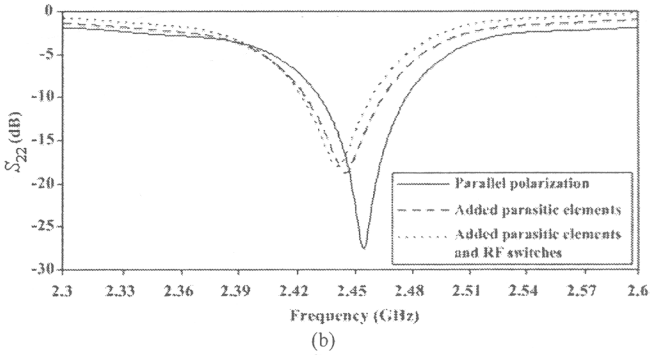


Fig. 4. Switched-polarization dipole antenna structure

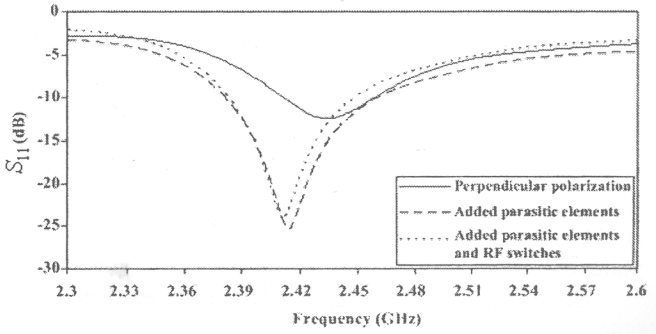


(a)

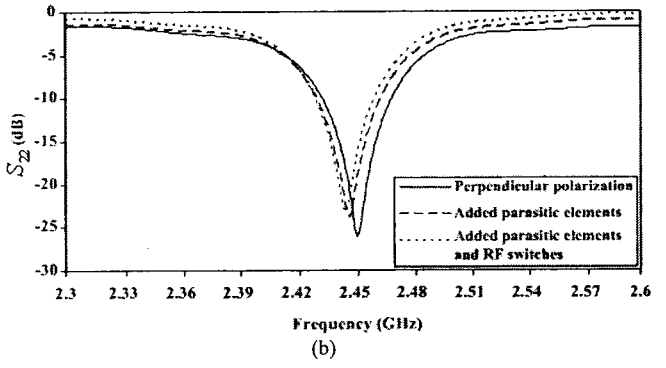


(b)

Fig. 5. S_{11} and S_{22} of parallel polarization (a) S_{11}, (b) S_{22}

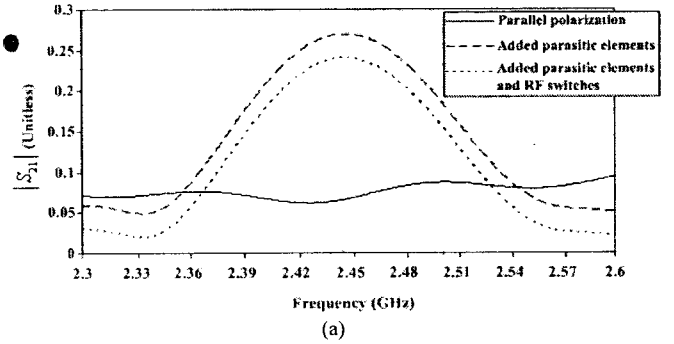


(a)

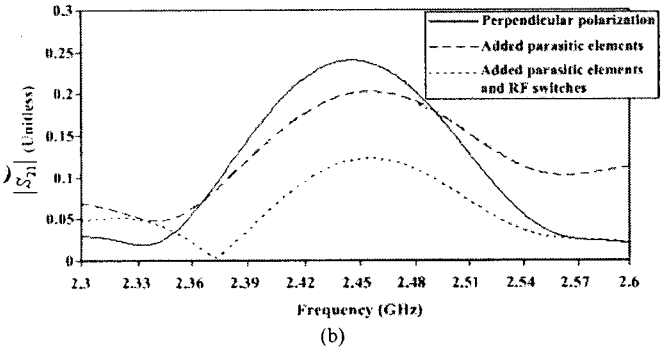


(b)

Fig. 6. S_{11} and S_{22} of perpendicular polarization (a) S_{11}, (b) S_{22}



(a)



(b)

Fig. 7. Effect of parasitic elements and rf switches on mutual coupling magnitude (a) parallel polarization, (b) perpendicular polarization

Although both parasitic elements and rf switches diminished S_{11} and S_{22}, all ports were still matched. However, they did affect the coupling signal, as shown in Fig 7(a) and Fig. 7(b). The coupled signals are illustrated in the form of mutual coupling magnitude. The mutual coupling magnitude in the pure parallel polarization case was 0.067, but it increased to 0.269 due to the effect of the two parasitic elements. Nevertheless, the effect of added rf switches decreased the mutual coupling magnitude to 0.240. For the pure perpendicular polarization case, the mutual coupling magnitude was 0.200 and it decreased to 0.120 by adding two parasitic elements of parallel polarization, while adding rf switches further reduced it to 0.107. Subsequently, these analyzed results were exploited to compensate for all the losses in the designed switched-polarization dipole antennas. It helped supplement the efficiency of the antennas. Furthermore, these results were used in calibration, discussed in the next subsection.

IV. Experimental Results

A. Moisture content of paddy

To demonstrate the determination of dielectric properties by using the designed switched polarization dipole antennas sensor and surface curves of mutual coupling magnitude, experiments were set up by connecting these antennas to an HP8530A network analyzer to measure the magnitude of mutual coupling from parallel and perpendicular polarization. The SPDT switches were controlled by an external switching controller with +5 DC biasing voltage. Material under test was paddy contained in a 40 cm x 65 cm x 30 cm plastic container whose size was greater than 10λ at the operating frequency in order to cancel multiple reflection phenomena. The paddy was prepared by varying the percentage of its moisture content in the range of 11 to 22. Analysis of moisture content was done on 10 samples repeatedly taken from each location at 27° C for each polarization and then averaged to acquire accurate results. The averaged mutual coupling magnitude was firstly compensated for losses due to parasitic elements and rf switches in order to transform them to reflect the pure polarization as mentioned in the previous subsection. The compensating factors were 1.871 for perpendicular polarization and 0.279 for parallel polarization. Then the compensated magnitudes were calibrated with another factor, a ratio of the measured value of the air obtained from the free space measurement with the same setup conditions and the derived value. The measured mutual coupling magnitudes of the air for parallel and perpendicular polarization were 0.053 and 0.200 while the corresponding derived values were 0.283 and 0.073, respectively. Therefore, the calibration factors for parallel and perpendicular polarization were 5.351 and 0.069, respectively. These factors were multiplied by the compensating mutual coupling magnitudes before being plotted on the surface curves as shown in Fig. 2. This graph shows that the dielectric constant and the dielectric loss factor varied in the range of $1<\varepsilon_r'<4$ and $0<\varepsilon_r''<0.6$, respectively. Dashed lines represent mutual coupling magnitudes of parallel polarization while solid lines represent those of perpendicular polarization. The parallel polarization values were plotted in white dots while the perpendicular polarization values were plotted in black triangles. Four levels of moisture content were used in the experiments, varying from 11 to 20. The dielectric properties of the paddy at each moisture content level was read directly off the cross point of the mutual coupling magnitude lines of parallel and perpendicular polarization.

TABLE II
DIELECTRIC PROPERTIES OF PADDY AT VARIOUS MOISTURE CONTENTS

Moisture content (%)	Dielectric constant			Dielectric loss factor		
	Presented technique	Reference [27]	Reference [26]	Presented technique	Reference [27]	Reference [26]
11.27	2.278	2.360	2.320	0.400	0.260	0.200
14.09	2.852	2.670	2.600	0.300	0.340	0.280
17.85	3.243	3.050	2.980	0.265	0.520	0.340
20.66	3.478	3.450	3.110	0.177	0.540	0.370

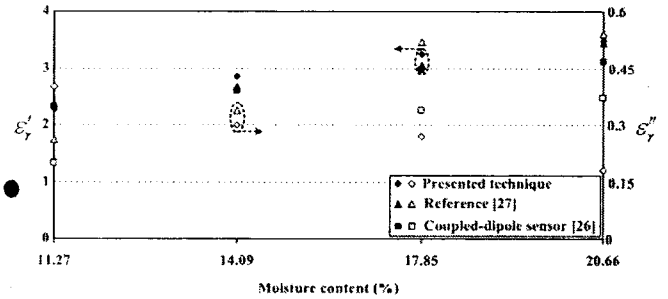


Fig. 8. Dielectric properties of varied moisture content paddy

The achievable values are shown in Table 2. These values were compared with the values from conventional transmission measurement technique [27] and the method of utilizing coupled-dipole antennas [26]. The comparison of these results, illustrated in Fig. 8, informed us that the dielectric constants obtained by our technique are almost identical to those in [26]-[27] at 11 % and 14 % of moisture content. They were more accurate than those in [26] when compared to [27] at moisture content of 17 % and 20 %. On the other hand, the dielectric loss factors obtained in [26] compared to [27] are more exact than those from our technique at all moisture content levels. Compared to the transmission measurement technique that measured both the magnitude and phase shift in [27], the deviation of the dielectric loss values in our technique might be related to the fact that we measured only the magnitude. In addition, our technique is a quasi-free space technique of which deviation is inherent [44].

B. Error compensation

From the moisture content measurement, there were slight deviations of both the dielectric constants and the dielectric loss factors between the presented technique and results from [26]-[27]. It must be compensated since the solution exploited in the dielectric properties characterization was derived for an infinite medium condition whereas the size of the container used in this experiment was finite. The skin depths of the paddy with respect to moisture content at 2.45 GHz were in the range of 4.36-6.50 cm. Although this chosen container size was about tenfold that of the skin depth, large enough to minimize the internal multiple reflections, there remained the scattering effect which could not be neglected. Consequently, the cause of this error must be analyzed for compensation and correction. In addition to this analysis, the electric field was assumed to be plane wave which was transmitted from the transmitting antenna to 6 plastic container walls and reflected to the receiving antenna as shown with the tracing rays in Fig.9. The directions of scattering from four side walls are illustrated in the top view. The width, length, and height of the considered container were 40, 65 and 30 cm, respectively. The scattered rays to the cover and the bottom sides were shown in the side view. Both antennas were separated by a distance R. The incident and reflected waves were E_i and $\Gamma\angle\phi$, respectively. Thus, the scattering fields E_S of all directions can be expressed as

$$E_s = E_i\{2(\exp(-jkR_1)+\exp(-jkR_2)+\exp(-jkR_3))+\Gamma\angle\phi(2\exp(-jkR_2) +2\exp(-jkR_3)+\exp(-jk(R_1+R))+\exp(-jk(R_1-R)))\} \quad (20)$$

Γ and ϕ are the reflection coefficient and phase, respectively. The reflection coefficient of each moisture content of paddy was obtained from

$$\Gamma = \frac{\eta_2-\eta_1}{\eta_2+\eta_1}. \quad (21)$$

η_1 and η_2 denote the intrinsic impedance of paddy and air, respectively.

The scattered fields were calculated in accordance with the size of the container used in the experiment. The magnitude of mutual coupling was investigated. In addition, an analysis was done to examine the optimal size of the container that provided minimum scattering effect. The size of the container was analyzed by increasing and decreasing all dimensions in two steps. Each step was equal to 10 cm. The sizes of container were set to 60x85x50 cm^3 (+20 cm), 50x75x40 cm^3 (+10 cm), 30x55x20 cm^3 (-10 cm), and 20x45x10 cm^3 (-20 cm). The investigated mutual coupling magnitudes of both polarizations due to the scattering effect are shown in Fig. 10. The results for perpendicular polarization were in the range of 0.0004-0.005 whereas those for parallel polarization were in the range of 0.00004-0.0003. For the container size examination, it could be observed that the mutual coupling magnitudes of both polarizations decreased as the container size got larger at all moisture contents. Hence, the acquired mutual coupling magnitudes of both polarizations were compensated for the scattering effect. The compensated mutual coupling magnitudes were plotted on the surface curve

solution illustrated in Fig. 2. The dielectric constant and the dielectric loss factor for each moisture content level, which was directly read off the surface curve solution, was listed in Table III. It was noticed that the compensated dielectric constants at moisture contents of 14.09%, 17.85% and 20.66% were slightly different compared to the experimental results, but the compensated dielectric loss factors was increased compared to those in [27]. In the case of 11.27% moisture content paddy, the dielectric properties could not be provided by the surface curve solution since there was no cross point between the compensated mutual coupling magnitudes of both polarizations. Nevertheless, the error compensation procedure which compensates for the scattering fields from the container walls had yielded more accurate dielectric property readings.

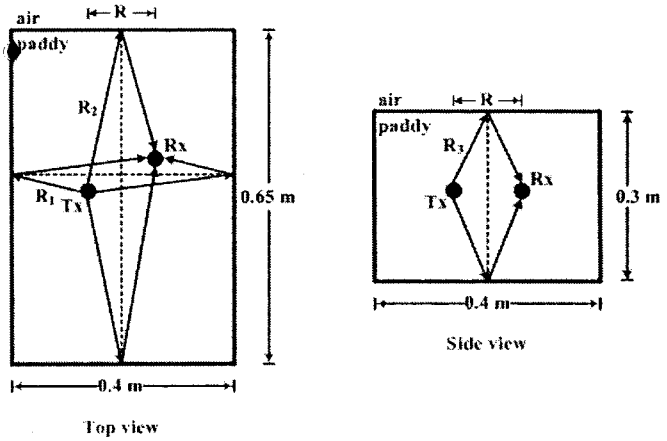
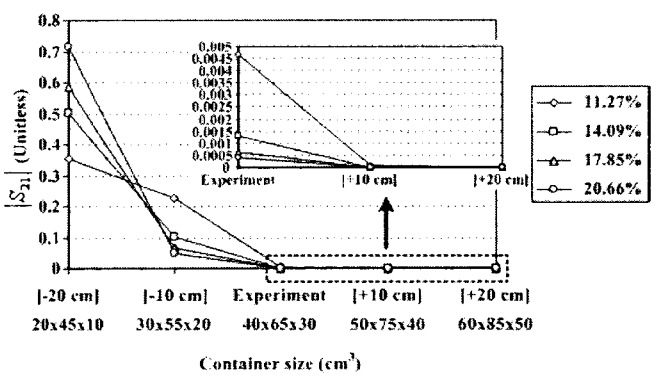
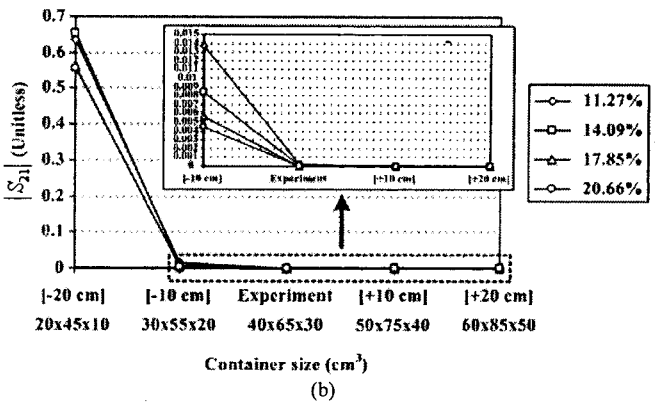


Fig. 9. Ray tracing of scattered wave in a container



(a)



(b)

Fig. 10. Effect of scattered wave on mutual coupling magnitudes (a) perpendicular polarization, (b) parallel polarization

C. *In situ monitoring*

To validate the feasibility of applying this sensor in a closed-loop drying system, a simple model system was set up as shown in Fig. 11. In this system, there were four bulks of paddy: heater bulk, monitoring bulk, storage bulk, and initial bulk. The procedure started by filling the paddy into the initial bulk and measuring its moisture content. When the moisture content is higher than 14%, the paddy would be pumped up to the heater bulk and heated with a one thousand watts heat blower. The heated paddy would be released into the monitoring bulk and its moisture content measured every hour. If the moisture content was lower than 14%, the paddy would be released into the storage bulk to preserve. On the other hand, the paddy would be released into the initial bulk and pumped up to the heater bulk when the moisture content is higher than 14%. The drying system would be operating continuously and the sensors in each bulk would be monitoring all the time.

A practical sensor is illustrated in Fig. 12. The transmitting antenna connects with a synthesizer. The receiving antenna, whose cross elements are attached to two SPDT switches, connects with a power detector. There is a controller which controls the performance of the synthesizer, the detector, and the rf switches, and an LCD screen displays the measured voltage of the mutual coupling magnitude. Moreover, there is an additional function of wireless monitoring that was built into the controller and display component. It is very useful for monitoring moisture in a mill.

TABLE III
COMPARISON OF THE DIELECTRIC PROPERTIES BETWEEN COMPENSATED RESULTS, EXPERIMENTAL RESULTS AND [27]

Moisture content (%)	Dielectric constant			Dielectric loss factor		
	Error compensated	Experiment	Reference [27]	Error compensated	Experiment	Reference [27]
11.27	-	2.278	2.360	-	0.400	0.260
14.09	2.845	2.852	2.670	0.380	0.300	0.340
17.85	3.235	3.243	3.050	0.345	0.265	0.520
20.66	3.475	3.478	3.450	0.245	0.177	0.540

The moisture content of the paddy is monitored all the time and the measured results wirelessly sent outside for easy access by workers or the owner.

The correlation between voltage and moisture content was investigated. The moisture content was obtained from a standard method of ASAE. This method used 10 g of paddy filled in heat resisted glass with covered plate. There were thirty samples. These samples were weighed using an electronic balance with the accuracy of 0.0001 g before heating. Then, they were heated in an oven at 130°C for nineteen hours. After that they were cooled in a desiccator and weighed. Next, they were repeatedly heated for six hours and weighed. This process would be stopped when the weight changed was less than 0.005 g. Thus, the moisture content could be calculated from the ratio of the lost weight to the weight before heating. The voltage correlated with the moisture content of both polarizations is illustrated in Fig. 13. It can be observed that the voltages of both polarizations decrease when the moisture content becomes higher. The voltage is clearly identified for each moisture content level so that it can be used as a criterion for characterizing the moisture content in a closed-loop drying system. The results of moisture content monitoring in a closed-loop system are shown in Fig. 14. It revealed that the moisture content of the paddy started out more than 26.04%. It took about thirteen hours to reduce moisture content down to 12.39%.

As having been demonstrated in this experiment, it is expected that this presented sensor will perform effectively in *in situ* monitoring applications with the benefits of low cost, low profile, low time consumption and real time monitoring.

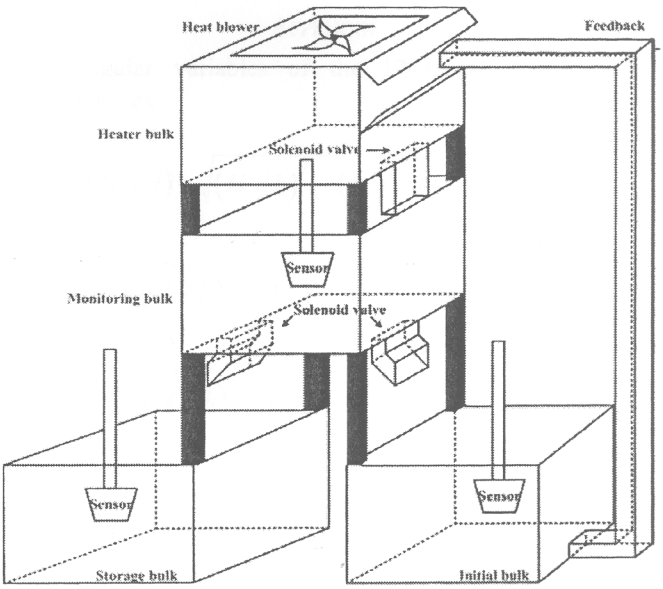


Fig. 11. *In situ* moisture content monitoring setup for a closed-loop drying system

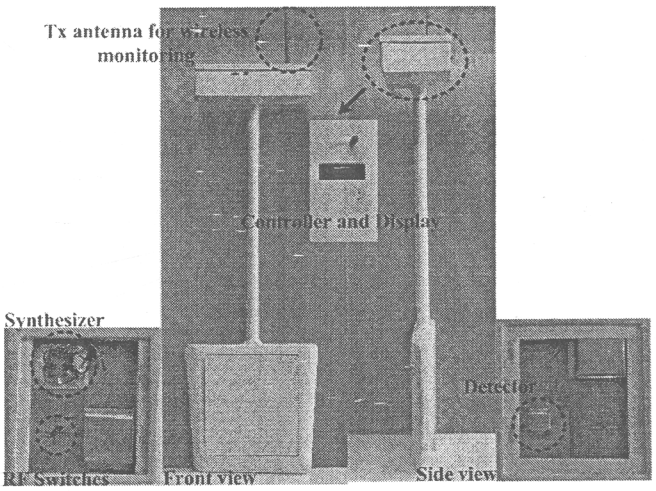
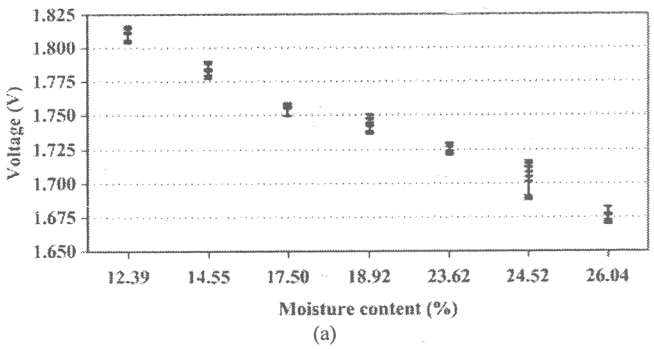
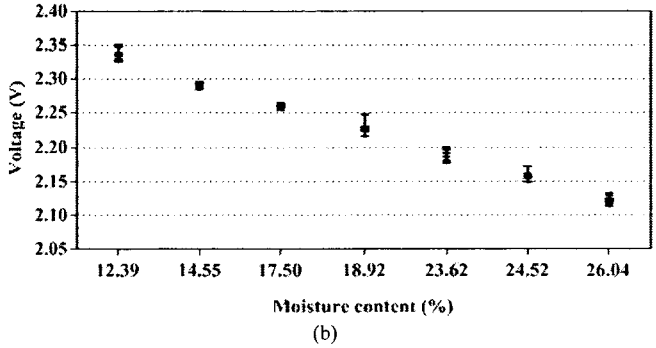


Fig. 12. A sensor covered with radome for practical use



(a)



(b)

Fig. 13. Voltage versus varied moisture content paddy (a) perpendicular polarization, (b) parallel polarization.

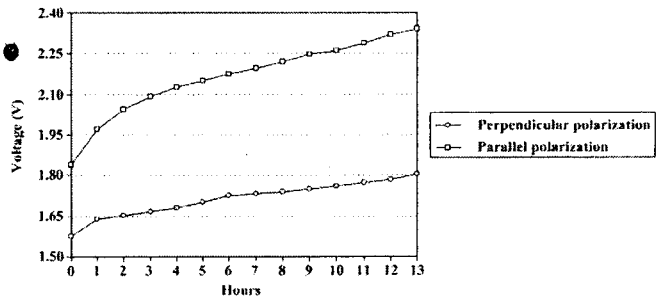


Fig. 14. Voltage versus moisture content over time

V. CONCLUSION

An *in situ* moisture content sensor using switched-polarization dipole antennas was presented. This sensor utilized the magnitude of mutual coupling between perpendicular and parallel polarization to determine dielectric properties. A new closed-form expression of mutual impedance of perpendicular polarization dipole was derived. Switched-polarization dipole antennas were designed and investigated. Attempts were made to enhance their performance by compensating the losses due to parasitic elements and rf switches. The measurement of paddy with various moisture contents indicated that the obtained dielectric constants were quite comparable to those in [26]-[27], but there were deviations in the values of the dielectric loss factors. Thus, the error was analyzed and compensation was made to correct the results. The analysis also showed that the size of the container which was 40x65x30 cm^3 was sufficient for practical exploitation with the presented solution. An experiment to correlate voltage with moisture content obtained from a standard method of ASAE was done. This correlation was used as a criterion for characterizing the moisture content in a closed-loop drying system. A model system was set up to validate the feasibility of applying this sensor in a closed-loop drying system. The setup system showed that this sensor performed well, with the benefits of low cost, low time consumption, *in situ* monitoring, and real time monitoring.

APPENDIX

All angular variables of the 12 terms of derivation expressions are

$$u_0 = k\left[(H+d)-\sqrt{(H-h)^2+(H+d)^2}\right]$$

$$u_1 = k\left[d-\sqrt{(H-h)^2+d^2}\right]$$

$$u_2 = k\left[d-\sqrt{(H+h)^2+d^2}\right]$$

$$u_3 = k\left[(H+d)-\sqrt{(H+h)^2+(H+d)^2}\right]$$

$$u_4 = k\left[d-\sqrt{h^2+d^2}\right]$$

$$u_5 = k\left[(H+d)-\sqrt{h^2+(H+d)^2}\right]$$

$$v_0 = k\left[\sqrt{(H-h)^2+(H+d)^2}+(H+d)\right]$$

$$v_1 = k\left[\sqrt{(H-h)^2+d^2}+d\right]$$

$$v_2 = k\left[\sqrt{(H+h)^2+d^2}+d\right]$$

$$v_3 = k\left[\sqrt{(H+h)^2+(H+d)^2}+(H+d)\right]$$

$$v_4 = k\left[\sqrt{h^2+d^2}+d\right]$$

$$v_5 = k\left[\sqrt{h^2+(H+d)^2}+(H+d)\right]$$

$$m_1 = k\left[\sqrt{(H-h)^2+(2H+d)^2}+(2H+d)\right]$$

$$m_2 = k\left[\sqrt{(H+h)^2+(2H+d)^2}+(2H+d)\right]$$

$$m_3 = k\left[\sqrt{h^2+(2H+d)^2}+(2H+d)\right]$$

$$m_4 = k\left[(2H+d)-\sqrt{(H-h)^2+(2H+d)^2}\right]$$

$$m_5 = k\left[(2H+d)-\sqrt{(H+h)^2+(2H+d)^2}\right]$$

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank Assoc. Prof. Dr.Panmanas Sirisomboon for the valuable supporting of laboratory and equipments in ASAE experiments.

REFERENCES

[1] A. P. Mossman, "A review of basic concepts in rice drying research," *Critical Review in Food Science and Nutrition*, vol. 25, pp. 49-70, 1986.

[2] S. Soponronnarit, "Fluidised-bed paddy drying," *Science Asia*, vol. 25, pp. 51-56, 1999.

[3] N. Sunthonvit, G. Srzednicki and J. Caske, "Effects of high-temperature drying on the flavor components in Thai fragant rice," *Drying Technology*, vol. 23, pp.1407-1418, 2005.

[4] C. Taechapairoj, S. Prachawarakorn and S. Soponronnarit, "Characteristics of rice dried in superheated-steam fluidized-bed," *Drying Technology*, vol. 22, no. 4, pp. 719-743, 2004.

[5] S. Prachawarakorn, N. Poomsa-ad and S. Soponronnarit, "Quality maintenance and economy with high-temperature paddy-drying process," *Journal of Stored Products Research*, vol. 41, pp. 333-351, 2005.

[6] E. I. Goksu, G. Summu and A. Esin, "Effect of microwave fluidized bed drying of Macaroni beads," *Journal of Food Engineering*, vol. 66, pp. 463-468, 2005.

[7] G. Roussy, S. Jassm and J-M Thiebaut, "Modeling of a fluidized bed irradiated by a single or a multimode electric microwave field distribution," *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, vol. 30, no. 3, pp. 178-187, 1995.

[8] W. Radajewski, P. Jolly and G. Y.Abawi, "Grain drying in a continuous flow drier supplemented with a microwave heating system," *Journal of Agricultural Engineering Research*, vol.41, pp.211-225, 1988.

[9] C. Sangdao, S. Songsermpong and M. Krairiksh, "A continuous fluidized bed microwave paddy drying system using applicators with perpendicular Slots on a concentric cylindrical cavity," *Drying Technology*, vol. 29, pp. 35-46, 2010.

[10] C. V. K. Kandala, C. L. Butts and S. O. Nelson, "Capacitance sensor for nondestructive measurement of moisture content in nuts and grain," *IEEE Trans. Instrum Meas.*, vol. 56, pp. 1809-1813, 2007.

[11] G. Bindu, A. Lonappan, V. Thomas, C. K. Aanandan and K. T. Mathew, "Dielectric studies of corn syrup for applications in microwave breast imaging," *Progress In Electromagnetics Research, PIER 59*, pp. 175-186, 2006.

[12] R. F. Huang and D. M. Zhang, "Application of mode matching method to analysis of axisymmetric coaxial discontinuity structures used in permeability and/or permittivity measurement," *Progress In Electromagnetics Research, PIER 67*, pp. 205-230, 2007.

[13] M. A. Stuchly and S. S. Stuchly, "Coaxial line reflection methods for measuring dielectric properties of biological substances at radio and microwave frequencies — A review," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-29, pp. 176-183, September 1980.

[14] K. J. Bois, L. Handjojo, A. Benally, K. Mubarak and R. Zoughi, "Dielectric plug-loaded two-port transmission line measurement technique for dielectric property characterization of granular and liquid materials," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, no. 6, pp. 1141-1148, Dec. 1999.

[15] A. Nyshadham, C. L. Sibbald and S. S. Stuchly, "Permittivity measurements using open-ended sensors and reference liquid calibration — An uncertainty analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, pp. 305-314, February 1992.

[16] K. J. Bois, A. Benally, P. S. Nowak and R. Zoughi, "Cure-state monitoring and water-to-cement ratio determination of fresh Portland cement based materials using near field microwave techniques," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 47, no. 3, pp. 628-637, June 1998.

[17] K. J. Bois, A. Benally and R. Zoughi, "Microwave near-field reflection property analysis of concrete for material content determination," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 49, no. 1, pp. 49-55, Feb. 2000.

[18] K. Mubarak, K.J. Bois and R. Zoughi, "A simple, robust and on-site microwave technique for determining water-to-cement (w/c) ratio of fresh Portland cement-based materials," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 5, pp. 1255-1263, Oct. 2001.

[19] D. Hughes and R. Zoughi, "A novel method for determination of dielectric properties of materials using a combined embedded modulated scattering and near-field microwave techniques. Part I-Forward model," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 6, pp. 2389-2397, Dec. 2005.

[20] D. Hughes and R. Zoughi, "A novel method for determination of dielectric properties of materials using a combined embedded modulated scattering and near-field microwave techniques. Part II-Dielectric property recalculation," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 6, pp. 2398-2401, Dec. 2005.

[21] P. J. Shull, *Nondestructive Evaluation: Theory, Techniques, and Applications*. New York: Marcel Dekker, 2002.

[22] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan and V. K. Varadan, "A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 37, No.3, pp. 789-793, May 1989.

[23] M. S. Venkatesh and G. S. V. Raghavan, "An overview of dielectric properties measuring techniques," *Canadian Biosystems Engineering*, vol. 47, pp. 7.15-7.30, Elsevier, 2005.

[24] Z. Ma and S. Okamura, "Permittivity determination using amplitudes of transmission and reflection coefficients at microwave frequency," *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques*, vol. 47, No. 5, pp. 546-550, May 1999.

[25] S. N. Kharkovsky, F. Akay, U. C. Hasar and C. D. Atis, "Measurement and monitoring of microwave reflection and transmission properties of cement-based specimens," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 51, No. 6, pp. 546-550, Dec. 2002.

[26] J. Mearnchu, T. Limpiti, D. Torrungrueng, P. Akkaraekthalin and M. Krairiksh, "A handheld moisture content sensor using coupled-dipole antennas," *Latin America Applied Research*, vol. 40, No. 3, pp. 199-206, 2010.

[27] S. O. Nelson, S. Trabelski and A. W. Kraszewski, "RF sensing of grain and seed moisture content," *IEEE Trans.Sensors*, vol. 1, pp. 119-126, 2001.

[28] T. Limpiti and M. Krairiksh, "Complex permittivity determination by measuring magnitude of mutual coupling between co and cross polarized dipoles," *Proc. of 2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 2031-2034, December 2007.

[29] T. Limpiti and M. Krairiksh, "Dielectric property determination using magnitude of mutual coupling by switched-polarization dipoles," *Proc. of 2009 IEEE International Conference on Antennas and Systems*, pp. 157-1-157-4, December 2009.

[30] H. E. King, "Mutual impedance of unequal length antenna in echelon," *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 5, no. 3, pp. 306-313, 1957.

[31] H. C. Baker and A. H. Lagrone, "Digital computation of the mutual impedance between thin dipoles," *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-10, no. 2, pp. 172-178, 1962.

[32] J. H. Richmond and N. H. Geary, "Mutual impedance of nonplanar-skew sinusoidal dipoles," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 23, no. 5, pp. 412-414, 1975.

[33] K. Liu, C. A. Balanis and G. C. Barber, "Exact mutual impedance between sinusoidal electric and magnetic dipoles," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, no. 5, pp. 684-686, 1991.

[34] T. Limpiti and M. Krairiksh, "Closed-form expressions of mutual impedance between perpendicular thin dipoles," *Proceedings of ECTI-CON 2007*, pp. 951-954, 2007.

[35] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. New York: Wiley, 1982.

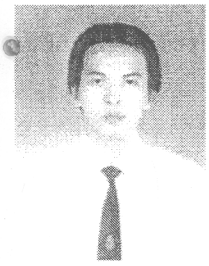
[36] Y. Qian and T. Itoh, "A broadband uniplanar microstrip-to-CPS transition," *1997 Asia Pacific Microwave Conf. Dig.*, pp. 609-612, December 1997.

[37] N. Kaneda, Y. Qian and T. Itoh, "A novel Yagi-Uda dipole array fed by a microstrip-to-CPS transition," Proceedings of APMC 1998, Yokohama, Japan, pp. 1413-1416, Dec. 1998.

[38] N. Kaneda, W. R. Deal, Y. Qian, R. Waterhouse and T. Itoh, "A broad-band planar quasi-Yagi antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no. 8, pp. 1158-1160, August 2002.

[39] N. I. Dib, R. N. Simons and L. P. B. Katehi, "New uniplanar transition for circuit and antenna applications," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 12, pp. 2868-2873, Dec. 1995.

[40] L. Zhu and K. Wu, "Model-based characterization of CPS-fed printed dipole for innovative design of uniplanar integrated antenna," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, no. 9, pp. 342-344, Sep. 1999.
[41] CST microwave studio 2008.
[42] Advanced Design System Fundamentals. Agilent EEsof EDA. Part Number E8900-90329-ADS 1.5 (4/01).
[43] Hittite Microwave Corporation, "HMC336MS8G/336MS8GE, *GaAS* MMIC SPDT Non-Reflective Positive Control Switch, DC-6 GHz" Datasheet.
[44] F. Sagnard, F. Bentabet and C. Vignat, "*In situ* measurements of the complex permittivity of materials using reflection ellipsometry in the microwave band: experiments (part II)," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 3, pp. 1274-1282, June 2005.



Thunyawat Limpiti was born in Phatthalung, Thailand, in 1982. He received the B.Eng. and M.Eng. from the department of telecommunication engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 2005 and 2008, respectively. He is currently working toward the D.Eng. at the same institute.



Monai Krairiksh was born in Bangkok, Thailand, in 1957. He received the B.Eng., M.Eng. and D.Eng. from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) in 1981, 1984 and 1994, respectively. He joined the KMITL and is presently a professor at the Department of Telecommunication Engineering. He has served as the director of the Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT) during 1997-2002.

Dr.Krairiksh is currently a president of the Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology Association (ECTI). He was an editor of the ECTI Transactions on Electrical Eng., Electronics and Communications. He was awarded a Senior Research Scholar of the Thailand Research Fund (TRF) in 2005 and 2008, and the distinguished research scholar from the National Research Council of Thailand (NRCT) in 2010. His main research interests are in antennas for mobile communications and microwave in agricultural applications.

สิทธิบัตรสิ่งประดิษฐ์เรื่อง อุปกรณ์วัดเนื้อยางแห้งในน้ำยาง เลขที่คำขอ 1101001079 วันที่รับคำขอ 8 กรกฎาคม 2554

ตัวอย่าง

ยื่นทางไปรษณีย์

คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร

☑ การประดิษฐ์

☐ การออกแบบผลิตภัณฑ์

☐ อนุสิทธิบัตร

ข้าพเจ้าผู้ลงลายมือชื่อในคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ตามพระราชบัญญัติสิทธิบัตร พ.ศ.2522 แก้ไขเพิ่มเติมโดยพระราชบัญญัติสิทธิบัตร (ฉบับที่ 2) พ.ศ.2535 และพระราชบัญญัติสิทธิบัตร (ฉบับที่ 3) พ.ศ.2542

สำหรับเจ้าหน้าที่	
วันรับคำขอ 28 ก.ค. 2554	เลขที่คำขอ 1101001079
วันยื่นคำขอ 28 ก.ค. 2554	
สัญลักษณ์จำแนกการประดิษฐ์ระหว่างประเทศ	
ใช้กับแบบผลิตภัณฑ์ ประเภทผลิตภัณฑ์	
วันประกาศโฆษณา	เลขที่ประกาศโฆษณา
วันออกสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร	เลขที่สิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร
ลายมือชื่อเจ้าหน้าที่	

1. ชื่อที่แสดงถึงการประดิษฐ์/การออกแบบผลิตภัณฑ์
   อุปกรณ์วัดเนื้อยางแห้งในน้ำยาง

2. คำขอรับสิทธิบัตรการออกแบบผลิตภัณฑ์นี้เป็นคำขอสำหรับแบบผลิตภัณฑ์อย่างเดียวกันและเป็นคำขอลำดับที่
   ในจำนวน คำขอ ที่ยื่นในคราวเดียวกัน

3. ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร และที่อยู่ (เลขที่ ถนน ประเทศ)
   มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ที่อยู่15 ถนนกาญจนวณิชย์ อำเภอหาดใหญ่ จังหวัดสงขลา 90110 และ สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย ที่อยู่ ชั้น 14 อาคาร เอส เอ็ม ทาวเวอร์ 979/17-21 ถนนพหลโยธิน แขวงสามเสนใน เขตพญาไท กรุงเทพฯ 10400

   3.1 สัญชาติ ไทย
   3.2 โทรศัพท์ 0-7428-9321
   3.3 โทรสาร 0-7428-9339
   3.4 อีเมล์ jittiyut.y@psu.ac.th

4. สิทธิในการขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร
   ☐ ผู้ประดิษฐ์/ผู้ออกแบบ ☑ ผู้รับโอน ☐ ผู้ขอรับสิทธิโดยเหตุอื่น

5. ตัวแทน (ถ้ามี) ที่อยู่ (เลขที่ ถนน จังหวัด ประเทศ รหัสไปรษณีย์)
   นายอัครวิทย์ กาญจนโอภาษ
   ฝ่ายจัดการทรัพย์สินทางปัญญา อุทยานวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์
   15 ถนนกาญจนวณิชย์ อำเภอหาดใหญ่ จังหวัดสงขลา 90110

   5.1 ตัวแทนเลขที่ 1522
   5.2 โทรศัพท์ 074-289320
   5.3 โทรสาร 074-289339
   5.4 อีเมล์ akkharawit.k@psu.ac.th

6. ผู้ประดิษฐ์/ผู้ออกแบบผลิตภัณฑ์ และที่อยู่ (เลขที่ ถนน ประเทศ)
   นายสากล จุลรัตน์ ,รองศาสตราจารย์ดร.มิตรชัย จงเชี่ยวชำนาญ และผู้ช่วยศาสตราจารย์ดร.ธเนศ เดารพาพงศ์ ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ดร.อรสา ภัทรไพบูลย์ชัย ภาควิชาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีวัสดุ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ 15 ถนนกาญจนวณิชย์ อ.หาดใหญ่ จ.สงขลา 90110 ศาสตราจารย์ดร. โมไนย ไกรฤกษ์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่อยู่ 1ซ.ฉลองกรุง1 เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ10520 และ Professor Dr. Ian Robertson ที่อยู่ 1 ถ.FEBTON AVENUE WOODLESFORD ,LEEDS,ประเทศอังกฤษ

7. คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้แยกจากหรือเกี่ยวข้องกับคำขอเดิม
   ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรขอให้ถือว่าได้ยื่นคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ในวันเดียวกับคำขอรับสิทธิบัตรเลขที่
   วันยื่น เพราะคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้แยกจากหรือเกี่ยวข้องกับคำขอเดิมเพราะ
   ☐ คำขอเดิมมีการประดิษฐ์หลายอย่าง ☐ ถูกคัดค้านเนื่องจากผู้ขอไม่มีสิทธิ ☐ ขอเปลี่ยนแปลงประเภทของสิทธิ

หมายเหตุ ในกรณีที่ไม่อาจระบุรายละเอียดได้ครบถ้วน ให้จัดทำเป็นเอกสารแนบท้ายแบบพิมพ์นี้ โดยระบุหมายเลขกำกับข้อและหัวข้อที่แสดงรายละเอียดเพิ่มเติมดังกล่าวด้วย

ตัวอย่างกรมฯ

8. การยื่นคำขอนอกราชอาณาจักร

วันยื่นคำขอ	เลขที่คำขอ	ประเทศ	สัญลักษณ์จำแนกการประดิษฐ์ระหว่างประเทศ	สถานะคำขอ
8.1				
8.2				
8.3				

8.4 ☐ ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรขอสิทธิให้ถือว่าได้ยื่นคำขอนี้ในวันที่ได้ยื่นคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรในต่างประเทศเป็นครั้งแรกโดย

☐ ได้ยื่นเอกสารหลักฐานพร้อมคำขอนี้ ☐ ขอยื่นเอกสารหลักฐานหลังจากวันยื่นคำขอนี้

9. การแสดงการประดิษฐ์ หรือการออกแบบผลิตภัณฑ์ ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรได้แสดงการประดิษฐ์ที่หน่วยงานของรัฐเป็นผู้จัด

วันแสดง วันเปิดงานแสดง ผู้จัด

10. การประดิษฐ์เกี่ยวกับจุลชีพ

10.1 เลขทะเบียนฝากเก็บ	10.2 วันที่ฝากเก็บ	10.3 สถาบันฝากเก็บ/ประเทศ

11. ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ขอยื่นเอกสารภาษาต่างประเทศก่อนในวันยื่นคำขอนี้ และจะจัดยื่นคำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ที่จัดทำเป็นภาษาไทยภายใน 90 วัน นับจากวันยื่นคำขอนี้ โดยขอยื่นเป็นภาษา

☐ อังกฤษ ☐ ฝรั่งเศส ☐ เยอรมัน ☐ ญี่ปุ่น ☐ อื่น ๆ

12. ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร ขอให้อธิบดีประกาศโฆษณาคำขอรับสิทธิบัตร หรือรับจดทะเบียน และประกาศโฆษณาอนุสิทธิบัตรนี้ หลังจากวันที่ เดือน พ.ศ.

☐ ผู้ขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรขอให้ใช้รูปเขียนหมายเลข ในการประกาศโฆษณา

13. คำขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรนี้ประกอบด้วย

ก. แบบพิมพ์คำขอ 2 หน้า

ข. รายละเอียดการประดิษฐ์

หรือคำพรรณนาแบบผลิตภัณฑ์ 8 หน้า

ค. ข้อถือสิทธิ 3 หน้า

ง. รูปเขียน 4 รูป 2 หน้า

จ. ภาพแสดงแบบผลิตภัณฑ์

☐ รูปเขียน รูป หน้า

☐ ภาพถ่าย รูป หน้า

ฉ. บทสรุปการประดิษฐ์ 1 หน้า

14. เอกสารประกอบคำขอ

☑ เอกสารแสดงสิทธิในการขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร

☐ หนังสือรับรองการแสดงการประดิษฐ์/การออกแบบผลิตภัณฑ์

☑ หนังสือมอบอำนาจ

☐ เอกสารรายละเอียดเกี่ยวกับจุลชีพ

☐ เอกสารการขอนับวันยื่นคำขอในต่างประเทศเป็นวันยื่นคำขอในประเทศไทย

☐ เอกสารขอเปลี่ยนแปลงประเภทของสิทธิ

☑ เอกสารอื่น ๆ

15. ข้าพเจ้าขอรับรองว่า

☑ การประดิษฐ์นี้ไม่เคยยื่นขอรับสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตรมาก่อน

☐ การประดิษฐ์นี้ได้พัฒนาปรับปรุงมาจาก.....

16. ลายมือชื่อ (☐ ผู้ขอรับสิทธิบัตร / อนุสิทธิบัตร; ☑ ตัวแทน)

(นายอัครวิทย์ กาญจนโอภาส)

ตัวแทนผู้รับมอบอำนาจ

หมายเหตุ บุคคลใดยื่นคำขอรับสิทธิบัตรการประดิษฐ์หรือการออกแบบผลิตภัณฑ์ หรืออนุสิทธิบัตร โดยการแสดงข้อความอันเป็นเท็จแก่พนักงานเจ้าหน้าที่ เพื่อให้ได้ไปซึ่งสิทธิบัตรหรืออนุสิทธิบัตร ต้องระวางโทษจำคุกไม่เกินหกเดือน หรือปรับไม่เกินห้าพันบาท หรือทั้งจำทั้งปรับ

1. นายจักรกฤช ตรรกพานิชย์ “สายอากาศแผ่นพิมพ์สวิทช์ลำคลื่นป้อนสัญญาณสองตำแหน่ง” วิทยานิพนธ์หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ. 2553

สายอากาศแผ่นพิมพ์สวิทช์ลำคลื่นป้อนสัญญาณสองตำแหน่ง

DUAL-FEED SWITCHED-BEAM PATCH ANTENNA

จักรกฤช ตรรกพาณิชย์

JUKKRIT TAGAPANIJ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2553

KMITL 2010-EN-D-018-060

DUAL-FEED SWITCHED-BEAM PATCH ANTENNA

JUKKRIT TAGAPANIJ

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF

DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2010

KMITL 2010-EN-D-018-060

COPYRIGHT 2010

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ สายอากาศแผ่นพิมพ์สวิทช์ลำคลื่นป้อนสัญญาณสองตำแหน่ง

Thesis Title Dual-Feed Switched-Beam Patch Antenna

นักศึกษา นายจักรกฤช ตรรกพาณิชย์

รหัสประจำตัว 48060060

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2010-EN-D-018-060

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.จเร	สุรวัฒน์ปัญญา	
ผศ.ดร.ทองทด	วานิชศรี	
ดร.สถาพร	พรหมวงศ์	
รศ.ดร.ประยุทธ	อัครเอกฆาลิน	
ศ.ดร.โมไนย	ไกรฤกษ์	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 30 เมษายน พ.ศ. 2553 เวลา 13.00-15.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 2

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 30 เมษายน พ.ศ. 2553

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศแผ่นพิมพ์สวิทช์ลำคลื่นป้อนสัญญาณสองตำแหน่ง
นักศึกษา	นายจักรกฤช ตรรกพาณิชย์
รหัสนักศึกษา	48060060
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2553
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอสายอากาศแผ่นพิมพ์สวิทช์ลำคลื่นป้อนสัญญาณสองตำแหน่ง เพื่อปรับปรุงวิธีการสวิทช์ลำคลื่นของสายอากาศแผ่นพิมพ์สวิทช์ลำคลื่นที่มีอยู่เดิม โดยใช้โครงสร้างของสายอากาศที่เป็นแผ่นพิมพ์จัตุรัสตามลักษณะเดิมแต่จะมีความซับซ้อนน้อยลงเพราะใช้สวิทช์ความถี่วิทยุสำหรับการสวิทช์ลำคลื่น ในการออกแบบสายอากาศนี้ต้องวิเคราะห์ถึงตำแหน่งที่ป้อนสัญญาณเนื่องจากเป็นสิ่งสำคัญเพื่อให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานที่มีคุณสมบัติเช่นแบบเดิม สำหรับคุณสมบัติอิมพีแดนซ์นั้นจะปรับให้มีค่าที่เหมาะสมในระบบป้อนสัญญาณซึ่งเป็นสายส่งไมโครสตริป จากโครงสร้างใหม่นี้สามารถสร้างให้เป็นสายอากาศสวิทช์ลำคลื่นสองย่านความถี่เพื่อใช้งานในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายสองย่านความถี่ ได้แก่ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ โดยนำมาวางซ้อนกันบนระนาบกราวด์ ซึ่งจากการทดสอบการใช้งานแสดงให้เห็นว่าสายอากาศที่สามารถสวิทช์ลำคลื่นได้นั้นสามารถเพิ่มค่าทรูพุตของการรับส่งสัญญาณได้ซึ่งทดสอบในสภาพการใช้งานจริง นอกจากนี้สายอากาศสวิทช์ลำคลื่นป้อนสัญญาณสองตำแหน่งนี้สามารถใช้เป็นองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับปรับเฟส และสามารถออกแบบให้เป็นสายอากาศแถวลำดับที่มีโครงสร้างที่เหมาะสมสำหรับติดตั้งบนอุปกรณ์เคลื่อนที่ได้ โดยสร้างสายอากาศด้วยแผ่นพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูงและจัดวางตำแหน่งของสายอากาศเป็นโครงสร้างใหม่ สายอากาศปรับเฟสที่มีองค์ประกอบสวิทช์ลำคลื่นนี้สามารถปรับลำคลื่นให้ชี้ทิศทางได้ครอบคลุมรอบมุมทิศ จึงสามารถใช้เป็นสายอากาศสำหรับระบุทิศทางของสัญญาณที่รับเข้ามาได้ ในการทดสอบการใช้งานเพื่อหาทิศทางของสัญญาณที่รับเข้ามานั้นจะใช้วิธีการเปรียบเทียบกำลังงานที่รับได้จากแต่ละลำคลื่นซึ่งเป็นวิธีการที่ไม่ซับซ้อนทางคณิตศาสตร์ ผลการทดสอบแสดงว่าสามารถระบุทิศทางของสัญญาณที่รับเข้ามาได้แม่นยำ ดังนั้นสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสที่มีองค์ประกอบสวิทช์ลำคลื่นนี้อาจเป็นตัวเลือกสำหรับใช้ในระบบสื่อสารไร้สายสมัยใหม่

Thesis Title	Dual-Feed Switched-Beam Patch Antenna
Student	Mr. Jukkrit Taganani
Student ID.	48060060
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2010
Thesis Advisor	Prof. Dr. Monai Krairiksh

ABSTRACT

This thesis proposed a dual-feed switched-beam patch antenna by improving feeding mechanism of the conventional switched-beam patch antenna. The antenna is less complicated than the conventional one since a square patch employs an RF switch to switch radiation patterns. The positions of feeding probes are essential parameters that were analyzed to provide same radiation patterns as obtained from the conventional antenna. The impedance can be matched by adjusting the microstrip transmission line feeding system. The 2.4 GHz and 5.2 GHz switched-beam patches were stacked on a ground plane to provide a dual-band dual-feed switched-beam patch antenna for dual-band wireless LAN. The antenna was applied for access point to improve throughput of the system when testing in a real environment. The four dual-feed switched-beam patches were used as elements of phased array for installing on a mobile unit. The structure of the array can be reduced by using printed circuit board with high dielectric constant and arranging positions of each element as a new configuration. The new switched-beam phased array provided a number of radiation patterns that cover all angles in azimuth plane. It can be used for angle-of-arrival (AOA) estimation. The AOA was accurately estimated by comparing the received power of each pattern without complicated mathematical calculation. It can be a candidate antenna for modern wireless communications.

2. นายธนวุฒิ ตันติโสภารักษ์ “สายอากาศแถวลำดับปรับตัว CMA โดยใช้การเริ่มต้นด้วยการสังเคราะห์ลำคลื่นทางดิจิตอล” วิทยานิพนธ์หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ. 2553

สายอากาศแถวลำดับปรับตัว CMA โดยใช้การเริ่มต้นด้วยการสังเคราะห์ลำคลื่นทางดิจิตอล

CMA ADAPTIVE ARRAY ANTENNA WITH DIGITAL BEAM SYNTHESIS-BASED INITIALIZATION

ธนวุฒิ ตันติโสภารักษ์

TANAWUT TANTISOPHARAK

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2552

KMITL-2009-EN-M-010-040

CMA ADAPTIVE ARRAY ANTENNA WITH DIGITAL BEAM SYNTHESIS-BASED INITIALIZATION

TANAWUT TANTISOPHARAK

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF

MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2009

KMITL-2009-EN-M-010-040

COPYRIGHT 2009

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์	สายอากาศแถวลำดับปรับตัว CMA โดยใช้การเริ่มต้นด้วยการสังเคราะห์ลำคลื่นทางดิจิตอล
is Title	CMA Adaptive Array Antenna with Digital Beam Synthesis – Based Initialization
ษา	นายธนวุฒิ ตันติโสภารักษ์
ประจำตัว	48060960
ญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
วิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
ร์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์
เลขวิทยานิพนธ์	KMITL-2009-EN-M-010-040

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ร.ชูวงค์	พงศ์เจริญพาณิชย์	
สิฐ	บุญศรีเมือง	
รพล	ตรีรัตน์	
.เผ่าภัค	ศิริสุข	
โมไนย	ไกรฤกษ์	

ดือน/ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 24 มีนาคม พ.ศ. 2552 เวลา 13.00-15.00 น.

ที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 2

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 24 มีนาคม พ.ศ. 2552

หัวข้อวิทยานิพนธ์	**สายอากาศแถวลำดับปรับตัว CMA โดยใช้การเริ่มต้นด้วยการสังเคราะห์ลำคลื่นทางดิจิตอล**
นักศึกษา	**นายธนวุฒิ ตันติโสภารักษ์**
รหัสนักศึกษา	48060960
ปริญญา	**วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต**
สาขาวิชา	**วิศวกรรมโทรคมนาคม**
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	**ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์**

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวิธีการสังเคราะห์ลำคลื่นทางดิจิตอลเพื่อใช้เป็นค่าเริ่มต้นของระบบสายอากาศปรับตัวด้วย CMA (Constant Modulus Algorithm) โดยได้เลือกใช้สายอากาศแถวลำดับวงกลม เพื่อให้ระบบสายอากาศปรับตัว CMA สามารถลู่เข้าได้เร็วขึ้น วิธีการสังเคราะห์ลำคลื่นทางดิจิตอลนี้ใช้หลักการของการถ่วงน้ำหนักสัญญาณเพื่อสังเคราะห์ลำคลื่น โดยใช้สายอากาศปรับลำคลื่น 16 ทิศทางเป็นตัวเริ่มต้นระบบเพื่อให้ครอบคลุมทิศทาง 360 องศา ทำให้ไม่ต้องใช้วงจรเลื่อนเฟส ซึ่งจะทำให้ระบบมีความกะทัดรัดและช่วยลดต้นทุนการสร้างได้ วิธีการสังเคราะห์ลำคลื่นทางดิจิตอลทำได้โดยการคูณสัญญาณเชิงซ้อนที่รับได้จากสายอากาศแต่ละองค์ประกอบด้วยค่าถ่วงน้ำหนักค่าหนึ่ง ซึ่งทำให้สามารถสังเคราะห์ลำคลื่นในทิศทางต่างๆ ได้ แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับวิธีการใช้วงจรเลื่อนเฟส เพื่อแสดงให้เห็นว่าสามารถใช้วิธีการนี้ทดแทนได้ ซึ่งวิธีการสังเคราะห์ลำคลื่นทางดิจิตอลนี้จะถูกนำไปใช้เป็นตัวเริ่มต้นให้กับสายอากาศแถวลำดับปรับตัว CMA สำหรับหลายผู้ใช้งาน โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอเป็นสายอากาศแถวลำดับปรับตัว CMA ในแบบขนาน โดยใช้วิธีการสังเคราะห์ลำคลื่นทางดิจิตอลเป็นตัวเริ่มต้นให้กับระบบ คุณสมบัติการลู่เข้าและแนววิถีของอัตราส่วนสัญญาณต่อสิ่งแทรกสอดและสัญญาณรบกวนที่ได้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสายอากาศแถวลำดับปรับตัว CMA โดยไม่มีการปรับลำคลื่น เพื่อเปรียบเทียบคุณสมบัติและประสิทธิภาพของสายอากาศแถวลำดับปรับตัวที่ได้นำเสนอ

Thesis Title	CMA Adaptive Array Antenna with Digital Beam Synthesis-Based Initialization
Student	Mr. Tanawut Tantisopharak
Student ID.	48060960
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2009
Thesis Advisor	Prof. Dr. Monai Krairiksh

ABSTRACT

This thesis presents a technique based on digital beam synthesis which can be used to initial CMA to improve its convergence property. The antenna which is exploited in this thesis is the circular array antenna. The technique utilizes the concept of weighting signals in order to synthesize beams. The sixteen beams in different directions are chosen to initial CMA. These beams can cover 360° in the specific area. This technique can discard RF phase shifters by introducing the technique of digital beam synthesis. It can be referred as the cost effective solution. In the technique, the complex signals received by each antenna element are multiplied by fixed weights. The technique can also synthesize beams in any direction. The antenna patterns are shown to validate the proposed techniques.

Furthermore, this thesis presents the parallel multistage CM array initialization by using the digital beam synthesis. The convergence property and signal-to-interference plus noise ratio (SINR) are shown to compare properties and performance of the proposed system with the conventional system.

3. นายไพบูลย์ ย้อยหยด "การศึกษาการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศร่องในตัวกลางต่างๆ" วิทยานิพนธ์หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ. 2553

การศึกษาการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศร่องในตัวกลางต่างๆ

STUDY OF MUTUAL COUPLING BETWEEN SLOT ANTENNAS IN VARIOUS MEDIUMS

ไพบูลณ์ ย้อยหยด

PAIBOON YOIYOD

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2553

KMITL-2010-EN-M-010-053

STUDY OF MUTUAL COUPLING BETWEEN SLOT ANTENNAS IN VARIOUS MEDIUMS

PAIBOON YOIYOD

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLGY LADKRABANG

2010

KMITL-2010-EN-M-010-053

COPYRIGHT 2010

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การศึกษาการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศร่องในตัวกลางต่าง ๆ

Thesis Title Study of Mutual Coupling Between Slot Antennas in Various Mediums

นักศึกษา นายไพบูลณ์ ย้อยหยด

รหัสประจำตัว 51060909

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2010-EN-M-010-053

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.ทองทด	วานิชศรี	
ดร.สถาพร	พรหมวงศ์	
รศ.ดร.ประยุทธ	อัครเอกฒาลิน	
ศ.ดร.โมไนย	ไกรฤกษ์	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 30 เมษายน พ.ศ. 2553 เวลา 15.00-17.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 2

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 30 เมษายน พ.ศ. 2553

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศร่องในตัวกลางต่างๆ
นักศึกษา	นายไพบูลณ์ ย้อยหยด
รหัสประจำตัว	51060909
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2553
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการศึกษาการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศร่องใกล้ตัวกลางสองชั้นและทรงกลม โดยได้เริ่มศึกษาทางทฤษฎีเกี่ยวกับการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านตัวกลางใดๆ พิจารณาเงื่อนไขขอบเขตระหว่างตัวกลางที่ต่างชนิดกัน การหาสนามในระยะที่วัตถุอยู่ใกล้สายอากาศได้ใช้วิธีโดเมนเชิงสเปกตรัมซึ่งเป็นการแปลงฟูริเยร์ การหาค่าสนามไฟฟ้าและแม่เหล็กโดยการแก้อินทิเกรตด้วยวิธีการเฟสคงที่ แล้วหาค่าแอดมิตแตนซ์ร่วมและค่าแอดมิตแตนซ์ตัวเองซึ่งเป็นค่าที่ใช้ในการหาค่าการเชื่อมต่อร่วม ในส่วนการหาสนามของตัวกลางทรงกลมนั้นจะมีความซับซ้อนกว่าตัวกลางที่เป็นชั้น โดยใช้ฟังก์ชันเลอจองและฟังก์ชันเบสเซลทรงกลมในการวิเคราะห์หาค่าสนามไฟฟ้าและแม่เหล็ก จากผลการคำนวณทางทฤษฎีได้มีการพิสูจน์ความแม่นยำโดยการเทียบกับค่าแอดมิตแตนซ์ร่วมในอวกาศว่าง สำหรับการทดลองเพื่อเปรียบเทียบกับผลทางการคำนวณในกรณีตัวกลางที่เป็นชั้นได้ทดสอบข้าวเปลือกและสำหรับตัวกลางที่เป็นทรงกลมได้ทดสอบ น้ำ น้ำส้มสายชู น้ำปลาและน้ำหวานบรรจุในพลาสติกทรงกลม จากผลการทดลองพบว่าอิทธิพลที่ทำให้ค่าการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศร่องมีการเปลี่ยนแปลงคือ ระยะระหว่างสายอากาศร่อง ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับวัตถุและคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของตัวกลาง

Thesis Title	Study of mutual coupling between slot antennas in various mediums
Student	Mr. Paiboon Yoiyod
Student ID.	51060909
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunication Engineering
Year	2010
Thesis Advisor	Prof.Dr. Monai Krairiksh

ABSTRACT

This thesis presents the study of mutual coupling between slot antennas near stratified and spherical mediums. Firstly, the electromagnetic propagation in a material was studied by considering boundary conditions of two different mediums. Electric field and magnetic field of the object near the antennas were calculated by spectral domain approach by taking Fourier transform. This method utilized the stationary phase integration to solve self admittance and mutual admittance for mutual coupling. The electromagnetic calculation of a spherical medium is complicated and Legendre function and spherical Bessel function were used to analyze. The calculated results were validated by comparing the mutual admittance in case of free space. Moreover, the experiments were set up to compare the calculated mutual coupling with the measured results. Paddy was the material under test in the case of stratified medium. In the case of spherical medium, materials under test were water, vinegar, fish sauce and syrup contained in plastic spheres. The results showed that the mutual coupling of slot antennas were affected by the distance between antennas, the distance between the materials and the antennas and the dielectric property of the materials.