



การศึกษาการควบคุมแรงดันถ่วงน้ำหนักสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
แบบหลายเอาต์พุตที่มีการเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดในช่วงกว้าง

**Study of Weight Voltage-Mode Control for a Multiple-Output Flyback Converter
in Wide Range Output Currents**

บัญญัติ เลิศบุษสรากาม

Banyat Lertbussarakam

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of

Master of Engineering in Electrical Engineering

Prince of Songkla University

2552

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

(1)

ชื่อวิทยานิพนธ์ การศึกษาการควบคุมแรงดันถ่วงน้ำหนักสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบหลายเอาต์พุตที่มีการเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดในช่วงกว้าง

ผู้เขียน นายบัญญัติ เลิศนุชศราคาม

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

คณะกรรมการสอบ

..... ประธานกรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กฤษมาลย์ เกลิมยานนท์) (รองศาสตราจารย์ บุญเจริญ วงศ์กิตติศึกษา)

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ณัฐฐา จินดาเพชร)

..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ณัฐฐา จินดาเพชร)

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ อนุมัติให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

.....
(รองศาสตราจารย์ ดร.เกริกชัย ทองหนู)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

| | |
|-----------------|--|
| ชื่อวิทยานิพนธ์ | การศึกษาการควบคุมแรงดันถ่วงน้ำหนักสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบหลายเอาต์พุตที่มีการเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดในช่วงกว้าง |
| ผู้เขียน | นายบัญญัติ เลิศนุชศราคาม |
| สาขาวิชา | วิศวกรรมไฟฟ้า |
| ปีการศึกษา | 2552 |

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาการปรับปรุงครอสเรกกูเลชันสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุต ด้วยวิธีป้อนกลับแบบถ่วงน้ำหนักแรงดัน (Weight voltage-mode control) ควบคู่กับการใช้เทคนิคการพันมือแปลง และการออกแบบตัวชดเชย โดยที่ค่าถ่วงน้ำหนักถูกคำนวณด้วยพารามิเตอร์ของมือแปลง จากการทดลองพบว่าตัวเหนี่ยวนำรั้วทางด้านปฐมภูมิของมือแปลงมีผลต่อขอบเขตค่าถ่วงน้ำหนัก จึงได้ทำการปรับปรุ้ค่าตัวเหนี่ยวนำรั้วของมือแปลงโดยออกแบบมือแปลง 2 ตัวที่มีวิธีการพันแบบ Stack และ Interleave เพื่อเปรียบเทียบผลการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนัก ซึ่งผลที่ได้ปรากฏว่าการพันมือแปลงแบบ Interleave มีขอบเขตค่าถ่วงน้ำหนักกว้างกว่าแบบ Stack ส่วนการออกแบบตัวชดเชยทำโดยสร้างวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุตที่ใช้แบบจำลองมือแปลงเป็นแบบ Reduced order สำหรับหาฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการออกแบบ การออกแบบตัวควบคุมใช้วิธีแผนภาพโบดี จากการออกแบบพบว่าตัวควบคุมทำให้ระบบมีเสถียรภาพ อีกทั้งยังช่วยปรับรูปเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตทั้งสองให้เป็นไปตามผลของชุดค่าถ่วงน้ำหนักที่ทำการป้อนกลับ ซึ่งผลของการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักต่างกันพบว่าเอาต์พุตที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักมากค่าความผิดพลาดของแรงดันที่เอาต์พุตนั้นจะเกิดขึ้นน้อย เพราะการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักไม่ใช่วิธีในการกำจัดค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุต แต่เป็นการเฉลี่ยความผิดพลาดของแรงดันไปยังทุกเอาต์พุต จึงนำไปสู่สมมติฐานในการเลือกค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมสำหรับทุกกรณีโหลด จากการจำลองด้วยโปรแกรมสรุปได้ว่าค่าถ่วงน้ำหนักตรงกลางพื้นที่ปิดเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดเพราะมีการแบ่งค่าความผิดพลาดของแรงดันไปยังทุกเอาต์พุตเท่าๆ กัน ดังนั้นหากต้องการปรับปรุ้แรงดันเอาต์พุตทั้งคู่พร้อมกันจึงจำเป็นต้องใช้การป้อนกลับผ่านค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมควบคู่กับการออกแบบมือแปลง

คำสำคัญ ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ การควบคุมแรงดันถ่วงน้ำหนัก

| | |
|----------------------|--|
| Thesis Title | Study of Weight Voltage-Mode Control for a Multiple-Output Flyback Converter in Wide Range Output Currents |
| Author | Mr. Banyat Lertbussarakam |
| Major Program | Electrical Engineering |
| Academic Year | 2009 |

ABSTRACT

This thesis presents a study of cross regulation improvement in a multiple-output flyback converter by using weight voltage-mode control and winding arrangement technique in high frequency transformer as well as compensator design. The weight factors (K) can be calculated from parameters of a flyback transformer. The experimental results show that leakage inductances of the transformer have an effect on the boundary area of possible weight factors. In comparison between two transformer winding arrangement techniques: Stack and Interleave. It is found that the interleave technique provides larger possible weight factor area than that of the stack technique. Moreover, the small-signal model of the 2-output flyback converter is achieved in order to design a suitable compensator. The proposed compensator not only can give more stability of the system but also effectively improves load regulation and cross regulation of the converter. Additionally, the study shows that percent errors of output voltages depend on the selected values of weight factors. Larger value of weight factor results in less percent error in the output voltage. Since the weight voltage-mode control method can not eliminate total errors in output, it instead distributes the error to each output. Therefore, the small error in one output consequences the large error in another output. From the experiments, for all range of load currents, the suitable set of weight factors is in the middle of the boundary weight area because it can equally distribute errors to all output. Thus, the improvement of cross regulation of a multiple-output flyback converter can be obtained by using weight voltage-mode control with suitable weight factors, proper transformer, and compensator design.

Keywords: flyback converter, weight voltage-mode control

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. กุสุมาลย์ เฉลิมยานนท์ ประธานกรรมการที่ปรึกษางานวิจัย และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ณัฏฐา จินดาเพชร กรรมการที่ปรึกษางานวิจัยที่ได้กรุณาให้การสนับสนุนและฝึกฝนการทำวิจัย ระยะเวลาให้คำปรึกษา แนะนำความรู้ในด้านการทำวิจัย เอกสาร ข้อมูลต่างๆเป็นอย่างดี รวมทั้งจัดเวลากระบวนการคิดและให้กำลังใจในการแก้ปัญหาตลอดจนตรวจทานแก้ไขวิทยานิพนธ์ให้ดำเนินไปอย่างสมบูรณ์

ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ บุญเจริญ วงศ์กิตติศึกษา ที่ได้กรุณาอุทิศเวลาเป็นประธานกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ และตรวจทานวิทยานิพนธ์ให้ดำเนินไปอย่างสมบูรณ์

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ที่ได้กรุณาอุทิศเวลาเป็นการกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ และตรวจทานวิทยานิพนธ์ให้ดำเนินไปอย่างสมบูรณ์

ขอขอบพระคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ที่กรุณาให้ทุนการศึกษาแก่ข้าพเจ้าระหว่างการศึกษา

ขอขอบพระคุณ คณาจารย์และบุคลากรในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าทุกท่าน ที่ให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ มาโดยตลอด จนกระทั่งงานสำเร็จลุล่วง

ขอขอบพระคุณ บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ วิทยาเขตหาดใหญ่ ที่ให้ความช่วยเหลือด้านการประสานงานต่างๆ

ขอขอบคุณ พี่ๆ และเพื่อนๆ รวมทั้งน้องๆ นักศึกษามหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ทุกท่านที่ได้ให้คำแนะนำ คำปรึกษา และกำลังใจที่ดีมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ข้าพเจ้าขออน้อมรำลึกถึงพระคุณของบิดามารดาและครอบครัว ที่ส่งเสริมสนับสนุน ให้คำแนะนำ ให้คำปรึกษา ให้กำลังใจที่ดีเยี่ยม และทุนทรัพย์แก่ข้าพเจ้าตลอดมา จนกระทั่งทำให้ข้าพเจ้าประสบความสำเร็จ

บุญญิติ เลิศบุษราคาม

สารบัญ

| | หน้า |
|---|------|
| สารบัญ | (6) |
| รายการตาราง | (9) |
| รายการภาพประกอบ | (10) |
| บทที่ | |
| 1. บทนำ | 1 |
| 1.1 ความสำคัญและที่มาของการวิจัย | 2 |
| 1.2 เอกสารที่เกี่ยวข้อง | 2 |
| 1.3 วัตถุประสงค์ | 5 |
| 1.4 ขอบเขตงานวิจัย | 5 |
| 1.5 แผนการดำเนินโครงการ | 6 |
| 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย | 6 |
| 2. ทฤษฎีและหลักการ | 7 |
| 2.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | 7 |
| 2.2 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | 10 |
| 2.3 การคำนวณค่าถ่วงน้ำหนัก | 14 |
| 2.4 แบบจำลองหม้อแปลง | 17 |
| 3. การออกแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุต | 19 |
| 3.1 หลักการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุต | 19 |
| 3.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุต | 22 |
| 3.2.1 ภาควงจรเรียงกระแส | 22 |
| 3.2.2 ภาควงจรขับมอสเฟตวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุต | 23 |
| 3.2.3 ภาควงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุต | 25 |
| 3.2.4 ผลการวัดรูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรต้นแบบ | 35 |
| 3.3 การวัดค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุต | 48 |
| 3.4 ผลการวัดค่าตัวเหนี่ยวนำรั่ว | 50 |
| 3.4.1 ผลการวัดค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วของหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack | 51 |
| 3.4.2 ผลการวัดค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วของหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Interleave | 54 |
| | (6) |

สารบัญ (ต่อ)

| | หน้า |
|---|------|
| 3.5 การออกแบบวงจรสับเบอร์ | 57 |
| 3.5.1 การออกแบบวงจร RC สับเบอร์ | 57 |
| 3.5.2 การออกแบบวงจร RCD Clamp สับเบอร์ | 58 |
| 4. ผลการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนัก | 59 |
| 4.1 ขั้นตอนการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนัก | 59 |
| 4.2 ผลการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักของหม้อแปลงแบบ Stack | 63 |
| 4.3 ผลการจำลองโปรแกรมการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักทั้งสามชุดของวงจร ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่มีการพันหม้อแปลงแบบ Stack | 64 |
| 4.4 ผลการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักของหม้อแปลงแบบ Interleave | 69 |
| 4.5 ผลการจำลองโปรแกรมการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักของหม้อแปลงฟลาย แบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่มีการพันหม้อแปลงแบบ Interleave | 70 |
| 5. การออกแบบระบบควบคุมแบบป้อนกลับของวงจรคอนเวอร์เตอร์ | 76 |
| 5.1 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุต | 76 |
| 5.2 การหาฟังก์ชันถ่ายโอนโดยใช้แบบจำลองหม้อแปลงที่มีตัวเหนี่ยวนำรั่ว | 79 |
| 5.3 วงจรชดเชย | 87 |
| 5.3.1 ผลกระทบของการป้อนกลับ | 87 |
| 5.3.2 ตัวชดเชย | 89 |
| 5.3.2.1 ตัวชดเชยแบบมูมนำ | 89 |
| 5.3.2.2 ตัวชดเชยแบบมูมตาม | 90 |
| 5.3.2.3 ตัวชดเชยแบบมูมนำ-มูมตาม | 91 |
| 5.4 การออกแบบวงจรชดเชย | 91 |
| 6. ผลการทดลองและการวิเคราะห์ | 99 |
| 6.1 ผลการวิเคราะห์การเกิดครอสเรกจูเลชันในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง | 99 |
| 6.2 การวิเคราะห์ผลการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุต | 102 |

สารบัญ (ต่อ)

| | หน้า |
|---|------|
| 6.2.1 ผลการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด <i>A</i> (0.126, 0.155) | 102 |
| 6.2.2 ผลการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด <i>B</i> (0.2585, 0.1005) | 104 |
| 6.2.3 ผลการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด <i>C</i> (0.391, 0.046) | 106 |
| 6.3 ผลวิเคราะห์การเลือกค่าถ่วงน้ำหนัก | 108 |
| 7. บทสรุป | 112 |
| 7.1 บทสรุป | 112 |
| 7.2 ปัญหาและแนวทางการแก้ปัญหา | 113 |
| 7.3 แนวทางการพัฒนา | 113 |
| บรรณานุกรม | 114 |
| ภาคผนวก | 116 |
| ภาคผนวก ก คุณสมบัติอุปกรณ์ | 117 |
| ภาคผนวก ข บทความทางวิชาการ | 127 |
| ประวัติผู้เขียน | 133 |

รายการตาราง

| ตาราง | หน้า |
|--|------|
| 3-1 คุณสมบัติที่กำหนดของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุต | 22 |
| 3-2 คุณสมบัติแกนหม้อแปลงความถี่สูงเบอร์ ETD49 | 28 |
| 3-3 ค่าอัตราส่วนรอบและค่าตัวเหนี่ยวนำที่ได้จากการวัดของหม้อแปลงแบบ Stack | 53 |
| 3-4 ค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วของหม้อแปลงแบบ Stack | 54 |
| 3-5 ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการวัดของหม้อแปลงแบบ Interleave | 56 |
| 3-6 ค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วของหม้อแปลงแบบ Interleave | 57 |
| 4-1 เปรียบเทียบค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วของหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack และแบบ Interleave | 59 |
| 6-1 เปรียบเทียบค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วจากการพันหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง | 99 |
| 6-2 เปร็เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตที่ค่าถ่วงน้ำหนักต่างๆ สำหรับหม้อแปลงแบบ Stack | 108 |
| 6-3 เปร็เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตที่ค่าถ่วงน้ำหนักต่างๆสำหรับหม้อแปลงแบบ Interleave | 110 |

รายการภาพประกอบ

| ภาพประกอบ | หน้า |
|---|------|
| 1-1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุตที่มีการควบคุมด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก | 2 |
| 2-1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 1 เอาต์พุต | 7 |
| 2-2 วงจรในช่วงที่ 1 มอสเฟต Q_1 นำกระแส | 8 |
| 2-3 วงจรในช่วงที่ 2 ไดโอด D_1 นำกระแส | 8 |
| 2-4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | 9 |
| 2-5 วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | 11 |
| 2-6 วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในช่วงที่มอสเฟต Q_1 นำกระแส | 11 |
| 2-7 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในช่วงที่ไดโอด D_1 นำกระแส | 12 |
| 2-8 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | 13 |
| 2-9 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุตที่มีการควบคุมป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก | 14 |
| 2-10 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมค่าถ่วงน้ำหนัก | 15 |
| 2-11 เส้นตรงที่สอดคล้องกับสมการขอบเขตและพื้นที่ปิดของค่าถ่วงน้ำหนักที่เป็นไปได้ | 17 |
| 2-12 แบบจำลองหม้อแปลง 2 ขดลวด | 17 |
| 2-13 แบบจำลองหม้อแปลง Reduced-order | 18 |
| 3-1 วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุต | 19 |
| 3-2 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุตในช่วงที่ 1 มอสเฟต Q_1 นำกระแส | 20 |
| 3-3 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในช่วงที่ 2 ไดโอด D_1 นำกระแส | 21 |
| 3-4 วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ | 24 |
| 3-5 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุต | 24 |
| 3-6 แหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ | 25 |
| 3-7 จำลองการทำงานของหม้อแปลงที่ $I_{o1}=5A$ และ $I_{o2}=1.5A$ | 31 |
| 3-8 รูปคลื่นแรงดันที่ $I_{o1}=5A$ และ $I_{o2}=1.5A$ | 31 |
| 3-9 รูปคลื่นกระแสที่ $I_{o1}=5A$ และ $I_{o2}=1.5A$ | 32 |
| 3-10 จำลองการทำงานของหม้อแปลงที่ $I_{o1}=10A$ และ $I_{o2}=3A$ | 32 |
| 3-11 รูปคลื่นแรงดันที่ $I_{o1}=10A$ และ $I_{o2}=3A$ | 33 |
| 3-12 รูปคลื่นกระแสที่ $I_{o1}=10A$ และ $I_{o2}=3A$ | 33 |

รายการภาพประกอบ (ต่อ)

| ภาพประกอบ | หน้า |
|---|------|
| 3-13 จำลองการทำงานของหม้อแปลงที่ $I_{o1}=15A$ และ $I_{o2}=4.5A$ | 34 |
| 3-14 รูปคลื่นแรงดันที่ $I_{o1}=15A$ และ $I_{o2}=4.5A$ | 34 |
| 3-15 รูปคลื่นกระแสที่ $I_{o1}=15A$ และ $I_{o2}=4.5A$ | 35 |
| 3-16 รูปคลื่นแรงดันแคท-ชอต (V_{ds}) ของหม้อแปลงแบบ Stack | 35 |
| 3-17 รูปคลื่นแรงดันเกต-ชอต (V_{gs}) ของหม้อแปลงแบบ Stack | 36 |
| 3-18 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต $5V$ (V_{o1}) ของหม้อแปลงแบบ Stack | 36 |
| 3-19 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต $12V$ (V_{o2}) ของหม้อแปลงแบบ Stack | 37 |
| 3-20 รูปคลื่นกระแสทางด้านปฐมภูมิเมื่อ $I_{o1}=5A$, $I_{o2}=1.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack | 37 |
| 3-21 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 เมื่อ $I_{o1}=5A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack | 38 |
| 3-22 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_2 เมื่อ $I_{o2}=1.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack | 38 |
| 3-23 รูปคลื่นกระแสทางด้านปฐมภูมิเมื่อ $I_{o1}=10A$, $I_{o2}=3A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack | 39 |
| 3-24 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 เมื่อ $I_{o1}=10A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack | 39 |
| 3-25 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_2 เมื่อ $I_{o2}=3A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack | 40 |
| 3-26 รูปคลื่นกระแสทางด้านปฐมภูมิเมื่อ $I_{o1}=15A$, $I_{o2}=4.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack | 40 |
| 3-27 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 เมื่อ $I_{o1}=15A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack | 41 |
| 3-28 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_2 เมื่อ $I_{o2}=4.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack | 41 |
| 3-29 รูปคลื่นแรงดันแคท-ชอต (V_{ds}) ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 42 |
| 3-30 รูปคลื่นแรงดันเกต-ชอต (V_{gs}) ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 42 |
| 3-31 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต $5V$ (V_{o1}) ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 43 |
| 3-32 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต $12V$ (V_{o2}) ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 43 |
| 3-33 รูปคลื่นกระแสทางด้านปฐมภูมิเมื่อ $I_{o1}=5A$, $I_{o2}=1.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 44 |
| 3-34 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 เมื่อ $I_{o1}=5A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 44 |
| 3-35 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_2 เมื่อ $I_{o2}=1.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 45 |
| 3-36 รูปคลื่นกระแสทางด้านปฐมภูมิเมื่อ $I_{o1}=10A$, $I_{o2}=3A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 45 |
| 3-37 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 เมื่อ $I_{o1}=10A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 46 |
| 3-38 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_2 เมื่อ $I_{o2}=3A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 46 |

รายการภาพประกอบ (ต่อ)

| ภาพประกอบ | หน้า |
|--|------|
| 3-39 รูปคลื่นกระแสทางดำนปฐมภูมิเมื่อ $I_{o1}=15A, I_{o2}=4.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 47 |
| 3-40 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 เมื่อ $I_{o1}=15A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 47 |
| 3-41 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_2 เมื่อ $I_{o2}=4.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 48 |
| 3-42 แบบจำลองหม้อแปลงแบบ Reduced-order | 49 |
| 3-43 เปรียบเทียบตำแหน่งการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง | 51 |
| 3-44 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_1 ของหม้อแปลงแบบ Stack | 51 |
| 3-45 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_2 ของหม้อแปลงแบบ Stack | 52 |
| 3-46 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_3 ของหม้อแปลงแบบ Stack | 52 |
| 3-47 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_4 ของหม้อแปลงแบบ Stack | 53 |
| 3-48 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_1 ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 54 |
| 3-49 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_2 ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 55 |
| 3-50 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_3 ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 55 |
| 3-51 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_4 ของหม้อแปลงแบบ Interleave | 56 |
| 3-52 วงจร RC สนับเบอร์ | 57 |
| 3-53 วงจร RCD Clamp สนับเบอร์ | 58 |
| 4-1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุตที่มีการควบคุมด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก | 60 |
| 4-2 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมค่าถ่วงน้ำหนัก | 61 |
| 4-3 ขอบเขตพื้นที่ปิดของค่าถ่วงน้ำหนัก | 62 |

รายการภาพประกอบ (ต่อ)

| ภาพประกอบ | หน้า |
|--|------|
| 4-4 ขอบเขตค่าถ่วงน้ำหนักของหม้อแปลงแบบ Stack | 63 |
| 4-5 การจำลองด้วยโปรแกรมของหม้อแปลงแบบ Stack ที่ค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126, 0.155) | 64 |
| 4-6 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126,0.155) ของหม้อแปลงแบบ Stack เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลง | 65 |
| 4-7 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126,0.155) ของหม้อแปลงแบบ Stack เมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลง | 65 |
| 4-8 การจำลองด้วยโปรแกรมของหม้อแปลงแบบ Stack ที่ค่าถ่วงน้ำหนักชุด B (0.2585, 0.1005) | 66 |
| 4-9 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด B(0.2585, 0.1005) ของหม้อแปลงแบบ Stack เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลง | 66 |
| 4-10 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด B(0.2585, 0.1005) ของหม้อแปลงแบบ Stack เมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลง | 67 |
| 4-11 การจำลองด้วยโปรแกรมของหม้อแปลงแบบ Stack ที่ค่าถ่วงน้ำหนักชุด C (0.391, 0.046) | 67 |
| 4-12 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด C(0.391, 0.046) ของหม้อแปลงแบบ Stack เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลง | 68 |
| 4-13 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด C(0.391, 0.046) ของหม้อแปลงแบบ Stack เมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลง | 68 |
| 4-14 ขอบเขตค่าถ่วงน้ำหนักของหม้อแปลงแบบ Interleave | 69 |
| 4-15 การจำลองด้วยโปรแกรมของหม้อแปลงแบบ Interleave ที่ค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126, 0.155) | 70 |
| 4-16 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126, 0.155) ของหม้อแปลงแบบ Interleave เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลง | 71 |
| 4-17 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126, 0.155) ของหม้อแปลงแบบ Interleave เมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลง | 71 |

รายการภาพประกอบ (ต่อ)

| ภาพประกอบ | หน้า |
|--|------|
| 4-18 การจำลองด้วยโปรแกรมของหม้อแปลงแบบInterleave ที่ค่าถ่วงน้ำหนักจุด B (0.2585, 0.1005) ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126, 0.155) ของหม้อแปลงแบบ Interleave เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลง | 72 |
| 4-19 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด B(0.2585, 0.1005) ของหม้อแปลงแบบ Interleave เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลง | 72 |
| 4-20 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด B(0.2585, 0.1005) ของหม้อแปลงแบบ Interleave เมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลง | 73 |
| 4-21 การจำลองด้วยโปรแกรมของหม้อแปลงแบบInterleave ที่ค่าถ่วงน้ำหนักจุด C (0.391,0.046) | 73 |
| 4-22 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด C (0.391, 0.046) ของหม้อแปลงแบบ Interleave เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลง | 74 |
| 4-23 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด C (0.391, 0.046) ของหม้อแปลงแบบ Interleave เมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลง | 74 |
| 5-1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีความเหนี่ยวนำรั่ว | 76 |
| 5-2 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์ชันิต 2 เอาต์พุตในช่วงที่1 มอสเฟต Q_1 นำกระแส | 77 |
| 5-3 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์ชันิตในช่วงที่2 ไดโอด D_1 และไดโอด D_2 นำกระแส | 77 |
| 5-4 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุตที่มีตัวเหนี่ยวนำรั่ว | 78 |
| 5-5 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vd1} ของหม้อแปลงแบบStack | 81 |
| 5-6 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vd2} ของหม้อแปลงแบบStack | 81 |
| 5-7 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vg1} ของหม้อแปลงแบบStack | 82 |
| 5-8 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vg2} ของหม้อแปลงแบบStack | 82 |
| 5-9 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน Z_{o1} ของหม้อแปลงแบบStack | 83 |
| 5-10 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน Z_{o2} ของหม้อแปลงแบบStack | 83 |
| 5-11 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vd1} ของหม้อแปลงแบบInterleave | 84 |
| 5-12 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vd2} ของหม้อแปลงแบบInterleave | 85 |
| 5-13 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vg1} ของหม้อแปลงแบบInterleave | 85 |

รายการภาพประกอบ (ต่อ)

| ภาพประกอบ | หน้า |
|---|------|
| 5-14 แผนภาพโบทเคฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vg2} ของหม้อแปลงแบบInterleave | 86 |
| 5-15 แผนภาพโบทเคฟังก์ชันถ่ายโอน Z_{o1} ของหม้อแปลงแบบInterleave | 86 |
| 5-16 แผนภาพโบทเคฟังก์ชันถ่ายโอน Z_{o2} ของหม้อแปลงแบบInterleave | 87 |
| 5-17 บล็อกไดอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์ 1 เอาท์พุท | 88 |
| 5-18 แผนภาพโบทเคฟของตัวชดเชยแบบมูมนำ | 90 |
| 5-19 แผนภาพโบทเคฟของตัวชดเชยแบบมูมตาม | 90 |
| 5-20 แผนภาพโบทเคฟของตัวชดเชยแบบมูมนำ-มูมตาม | 91 |
| 5-21 บล็อกไดอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาท์พุทที่มีการป้อนกลับแบบถ่วงน้ำหนัก | 92 |
| 5-22 วงจรชดเชย | 93 |
| 5-23 แผนภาพโบทเคฟของอัตราขยายรูป และตัวชดเชย | 95 |
| 5-24 แผนภาพโบทเคฟของอัตราขยายรูป และอัตราขยายรูปที่มีการชดเชย | 95 |
| 5-25 เปรียบเทียบแผนภาพโบทเคฟพีแดนซ์ของเอาท์พุทที่ 1 | 96 |
| 5-26 เปรียบเทียบแผนภาพโบทเคฟพีแดนซ์ของเอาท์พุทที่ 2 | 96 |
| 5-27 เปรียบเทียบแผนภาพโบทเคฟอิมพีแดนซ์ของเอาท์พุทที่ 1 | 97 |
| 5-28 เปรียบเทียบแผนภาพโบทเคฟอิมพีแดนซ์ของเอาท์พุทที่ 2 | 97 |
| 6-1 เปรียบเทียบตำแหน่งการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง | 99 |
| 6-2 เปรียบเทียบความผิดพลาดของแรงดันเอาท์พุทที่1 เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o1} ($I_{o2}=3A$) | 100 |
| 6-3 เปรียบเทียบความผิดพลาดของแรงดันเอาท์พุทที่2 เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o1} ($I_{o2}= 3A$) | 100 |
| 6-4 เปรียบเทียบความผิดพลาดของแรงดันเอาท์พุทที่1 เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10 A$) | 101 |
| 6-5 เปรียบเทียบความผิดพลาดของแรงดันเอาท์พุทที่2 เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10 A$) | 101 |
| 6-6 เปรียบเทียบแรงดันเอาท์พุทที่1 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126, 0.155) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o1} ($I_{o2}=3A$) | 102 |
| 6-7 เปรียบเทียบแรงดันเอาท์พุทที่2 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126, 0.155) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o1} ($I_{o2}=3A$) | 102 |
| 6-8 เปรียบเทียบแรงดันเอาท์พุทที่1 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126, 0.155) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$) | 103 |

รายการภาพประกอบ (ต่อ)

| ภาพประกอบ | | หน้า |
|-----------|--|------|
| 6-9 | เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 2 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126, 0.155) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$) | 103 |
| 6-10 | เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 1 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด B (0.2585, 0.1005) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$) | 104 |
| 6-11 | เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 2 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด B (0.2585, 0.1005) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$) | 104 |
| 6-12 | เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 1 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด B (0.2585, 0.1005) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$) | 105 |
| 6-13 | เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 2 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด B (0.2585, 0.1005) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$) | 105 |
| 6-14 | เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 1 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด C (0.391, 0.046) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o1} ($I_{o2}=3A$) | 106 |
| 6-15 | เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 2 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด C (0.391, 0.046) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o1} ($I_{o2}=3A$) | 106 |
| 6-16 | เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 1 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด C (0.391, 0.046) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$) | 107 |
| 6-17 | เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 2 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด C (0.391, 0.046) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$) | 107 |
| 6-18 | เปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตในวงจรต้นแบบสำหรับหม้อแปลงแบบ Stack ($I_{o1}=5-15A, I_{o2}=3A$) | 109 |
| 6-19 | เปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตในวงจรต้นแบบสำหรับหม้อแปลงแบบ Stack ($I_{o1}=10A, I_{o2}=1.5-4.5A$) | 109 |
| 6-20 | เปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตในวงจรต้นแบบสำหรับหม้อแปลงแบบ Interleave ($I_{o1}=5-15A, I_{o2}=3A$) | 110 |
| 6-21 | เปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตในวงจรต้นแบบสำหรับหม้อแปลงแบบ Interleave ($I_{o1}=10A, I_{o2}=1.5-4.5 A$) | 111 |

บทที่ 1

บทนำ

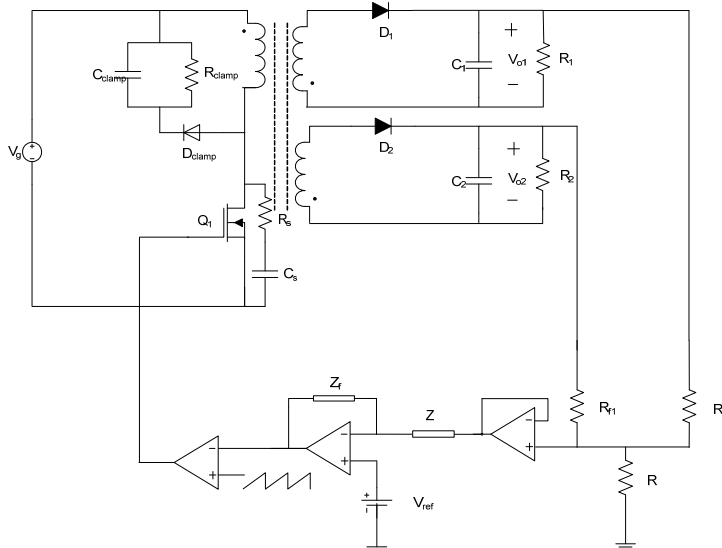
1.1 ความสำคัญและที่มาของโครงการวิจัย

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุตมีการใช้งานอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะอย่างยิ่งใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบหลายเอาต์พุต เช่นในคอมพิวเตอร์ เนื่องจากวงจรมีส่วนประกอบน้อยและไม่สลับซับซ้อน โดยทั่วไปวิธีที่ใช้ในการคงค่าแรงดันด้านออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบหลายเอาต์พุตสามารถทำได้หลายวิธี [12] วิธีที่นิยมมากที่สุดคือการคงค่าเฉพาะแรงดันเอาต์พุตหลักโดยการป้อนกลับและควบคุมรอบทำงาน (Duty cycle: D) ในขณะที่แรงดันที่เอาต์พุตอื่นๆ จะไม่มีการคงค่าแรงดันโดยตรงแต่ใช้การคงค่าแรงดันผ่านการเชื่อมต่อของหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งเรียกว่าครอสเรกูเลชัน (Cross regulation) อย่างไรก็ตามการคงค่าแรงดันในลักษณะนี้จะสามารถคงค่าแรงดันได้ดีเฉพาะในเอาต์พุตหลักอย่างเดียวในขณะที่แรงดันเอาต์พุตอื่นไม่ได้ถูกควบคุมอย่างเป็นอิสระ ส่งผลในค่าแรงดันมีการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างมากเมื่อโหลดเปลี่ยน

วิธีการหนึ่งที่ใช้ในการปรับปรุงครอสเรกูเลชันของคอนเวอร์เตอร์นี้คือ การควบคุมแบบถ่วงน้ำหนักแรงดัน (Weight voltage-mode control) วิธีการนี้จะมีการป้อนกลับของทุกเอาต์พุตผ่านค่าถ่วงน้ำหนัก (K) เพื่อควบคุมค่ารอบทำงาน ดังแสดงในภาพประกอบที่ 1-1 ที่ผ่านมามีการนำเสนอการออกแบบการควบคุมแบบถ่วงน้ำหนักในวงจรฟอ์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ [9] โดยการเลือกค่าถ่วงน้ำหนัก 1 ชุดจากค่าที่อยู่กึ่งกลางของพื้นที่ปิดซึ่งได้จากการกำหนดขอบเขตแรงดันด้านออกของแต่ละเอาต์พุต ซึ่งหากสมการขอบเขตไม่สามารถให้พื้นที่ปิดได้จะต้องมีการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ในวงจรหรือค่าขอบเขตใหม่ นอกจากนี้ในการเลือกค่าถ่วงน้ำหนักในบริเวณพื้นที่ปิดอาจต้องพิจารณาหากโหลดในแต่ละเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงเป็นช่วงกว้างที่ไม่เท่ากัน

ในงานวิจัยนี้จึงได้ทำการออกแบบการควบคุมแบบถ่วงน้ำหนักในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 เอาต์พุตที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดในช่วงกว้าง โดยใช้การเทคนิคการผันหม้อแปลงควบคู่กับการควบคุมแบบถ่วงน้ำหนัก เพื่อควบคุมค่าพารามิเตอร์ในวงจรที่เกี่ยวข้อง และนอกจากนี้ได้ทำการออกแบบวงจรชดเชยเพื่อลดผลของครอสเรกูเลชัน พร้อมทั้งเลือกค่าถ่วง

น้ำหนักที่เหมาะสมสำหรับการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์ที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้าง



ภาพประกอบ 1-1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุตที่มีการควบคุมด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก

1.2 เอกสารที่เกี่ยวข้อง

1.2.1 Chen, Q., Lee, F.C., Jovanovic, M.M., 1993. Analysis and Design of Weight Voltage-Mode Control for a Multiple-Output Forward Converter. Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993.Eight Annual. 7-11 March 1993. pp. 449 – 455

บทความนี้นำเสนอเกี่ยวกับขั้นตอนในการออกแบบ และเลือกขอบเขตของค่าถ่วงน้ำหนักที่เป็นไปได้ เพราะการออกแบบนี้เมื่อก่อนจะใช้วิธีเดาค่าในการออกแบบ แต่ในบทความนี้จะมีระเบียบวิธีในการออกแบบ รวมถึงการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์บางตัวเพื่อที่จะให้ได้สมการเพื่อหาขอบเขตที่เป็นไปได้ของค่าถ่วงน้ำหนัก

โมเดลในบทความนี้แสดงให้เห็นว่าการปรับปรุงการคงค่าแรงดันกระแสตรงสามารถทำได้ โดยการลดอิมพีแดนซ์ภายในของแต่ละเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ และสามารถปรับปรุงครอสเรกกูเลชันได้ด้วยการเลือกค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสม โดยเลือกค่ากึ่งกลางของพื้นที่วงปิดที่ได้จากอสมการของแรงดันเอาต์พุต

1.2.2 Chen, Q., Lee, F.C., Jovanovic, M.M., 1993. Small-Signal Analysis and Design of Weighted Voltage-Mode Control for a Multiple-Output Forward Converter. Power Electronics Specialists Conference. 1993. PESC '93 Record. 24th Annual IEEE, 20-24 June 1993. pp. 749 – 756

บทความนี้แนะนำเสนอเกี่ยวกับการทำแบบจำลองกระแสสลับ ของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่มี 2 เอาต์พุตที่มีการใช้ค่าถ่วงน้ำหนัก และขั้นตอนการออกแบบวงจรชดเชย เพราะการแก้ไขปรับปรุงสถานะชั่วครู่ และคุณสมบัติกระแสตรงของทรานส์ฟอร์เมอร์สามารถทำได้โดยการใช้วิธีการถ่วงน้ำหนัก ซึ่งถ้าเลือกค่าถ่วงน้ำหนัก และวงจรชดเชยให้ได้ค่าที่เหมาะสมสามารถปรับปรุงทรานส์ฟอร์เมอร์ และลักษณะพลวัตของเอาต์พุตที่ถูกรบกวนกลับได้พร้อมกัน

การเลือกค่าถ่วงน้ำหนักและสัมประสิทธิ์ของตัวกรองที่ต่างกันจะทำให้ Bode plot ของฟังก์ชันถ่ายโอนจากตัวควบคุมเอาต์พุตของระบบเป็นแบบไขว้ หรือไม่ไขว้กัน ซึ่งแบบไขว้กันจะมีเสถียรภาพที่ดีกว่า

1.2.3 Min-Chin Lee; Jan-Bin Lio; Dan Y. Chen; Yie-Tone Chen; Yan-Pei Wu. Small-Signal Modeling of Multiple-Output Flyback Converters in Continuous Conduction Mode with Weighted Feedback. IEEE Transactions on Industrial Electronics Volume 45. April 1998. pp. 236 - 248

บทความนี้แนะนำเสนอเกี่ยวกับการพัฒนาแบบจำลองกระแสสลับของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งยังไม่เคยมีใครนำเสนอมาก่อน เพื่อนำไปหาฟังก์ชันถ่ายโอนต่างๆของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ เพื่อทำนายพฤติกรรมของคอนเวอร์เตอร์ แล้วนำไปสู่การออกแบบวงจรชดเชย

สรุปได้ว่าผลของ RHP zero ในฟังก์ชันอัตราขยายสามารถลดได้โดยการเลือกตัวกรองเอาต์พุต และช่วงทำงาน แต่ไม่สามารถปรับปรุงเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ และครอสเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ได้พร้อมกัน และการเพิ่มค่าตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต หรือลดค่าของความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงทางด้านทุติยภูมิ และลดโพลเพื่อปรับปรุงขอบเขตเสถียรภาพ

1.2.4 Chuanwen Ji, K. Mark Smith, Jr. 2001. Cross Regulation in Flyback Converter: Analytic Model and Solution. IEEE Transactions on Power Electronics Volume 16. March 2001. pp. 236 - 248

บทความนี้แนะนำเสนอเกี่ยวกับการปรับปรุงทรานส์ฟอร์เมอร์ซึ่งเกิดจากการผันหม้อแปลง เพราะไม่มีการผันหม้อแปลงแบบใดที่จะกำจัดความเหนี่ยวนำที่เกิดจากฟลักซ์ที่รั่วได้ โดยการใช้ RC clamp เป็นตัวปรับปรุง ซึ่งความถี่ที่ใช้ในวงจรเป็นความถี่สูงเป็นเมกะเฮิรตส์ จึงทำให้ผลของ

ความเหนี่ยวนำที่เกิดจากฟลักซ์ที่รั่วเป็นปัจจัยสำคัญ แล้วยังมีการใช้ค่าถ่วงน้ำหนักในการลดความผิดพลาดของเอาต์พุต

บทความนี้ทำให้รู้ว่าการเพิ่มความเหนี่ยวนำที่เกิดจากฟลักซ์ที่รั่วทางด้านปฐมภูมิทำให้ครอสเรกกูเลชันดีขึ้น และหากเพิ่มทางด้านทุติยภูมิจะทำให้ครอสเรกกูเลชันดีขึ้นในสถานะโหลดน้อย และการลดช่องอากาศของแกนหม้อแปลงทำให้ได้ความเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กที่มากขึ้นเพื่อลดครอสเรกกูเลชัน

1.2.5 ไพโรจน์ แสงอำไพ, กุศุมาลัย เฉลิมยานนท์, อนุวัตร ประเสริฐสิทธิ, สุระพล เขียวมนตรี. การศึกษาผลกระทบของชนิดแกนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงต่อการเกิดครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ครั้งที่ 5. 9-11 พฤษภาคม 2550

บทความนี้นำเสนอผลกระทบของแกนหม้อแปลงความถี่สูง 3 ชนิด คือ EI ETD และPot โดยพารามิเตอร์สามารถวัดได้โดยตรงเพื่อนำไปจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์โดยใช้แบบจำลอง N-port

สรุปได้ว่าเกิดครอสเรกกูเลชันเป็นผลของความเหนี่ยวนำรั่ว โดยแกนแบบ EI มีความเหนี่ยวนำรั่วมากที่สุด ซึ่งจะส่งผลให้มากที่สุดเช่นกัน นอกจากนี้ยังมีปัจจัยอื่นที่ทำให้เกิดครอสเรกกูเลชันได้อีก เช่น การวางตำแหน่งขดลวด อัตราส่วนหม้อแปลง เป็นต้น จึงควรพิจารณาปัจจัยอื่นที่มีผลกระทบด้วย เพื่อปรับปรุงค่าครอสเรกกูเลชันให้ดีขึ้น

1.2.6 Pairote Sangampai, Kusumal Chalermyanont, Anuwat Prasertsit, Surapon Theinmontri. “The Comparative Study and Design Guidelines of a High Frequency Transformer for Improving Cross Regulation in Multiple-Output Flyback Converters”

บทความนี้นำเสนอผลกระทบของความเหนี่ยวนำรั่วของหม้อแปลง โดยสามารถปรับปรุงค่าความเหนี่ยวนำรั่วนี้ได้โดยการจัดเรียงตำแหน่งขดลวดบนแกนแบบ ETD ให้เหมาะสมเพื่อปรับปรุงครอสเรกกูเลชัน โดยใช้เมตริกซ์ตัวต้านทานในการวิเคราะห์ ซึ่งเมตริกซ์นี้มีความสัมพันธ์กับค่าความเหนี่ยวนำรั่ว และจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์โดยใช้แบบจำลองแบบ N-port

จากบทความนี้พบว่า การวางตำแหน่งขดลวดมีผลกับความเหนี่ยวนำรั่วซึ่งมีผลกับค่าครอสเรกกูเลชัน โดยค่าความเหนี่ยวนำรั่วระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตควรมีค่าน้อย แต่ระหว่างเอาต์พุตกับเอาต์พุตควรมีค่ามาก ซึ่งจะทำให้เกิดครอสเรกกูเลชันน้อยที่สุด

1.2.7 Kusumal Chalermyanont, Pairote Sangampai, Anuwat Prasertsit, Surapon Theinmontri. “High Frequency Transformer Designs for Improving Cross Regulation in Multiple-Output Flyback Converters”

บทความนี้นำเสนอผลกระทบของความเหนี่ยวนำรั่วของหม้อแปลง โดยการจัดเรียงตำแหน่งขดลวดบนแกนแบบ ETD เพื่อเปรียบเทียบกันระหว่างการพันแบบซ้อน (Stack) แบบแทรก (Interleave) และแบบแซนด์วิช โดยใช้เมตริกซ์ตัวต้านทานในการวิเคราะห์ ซึ่งเมตริกซ์นี้มีความสัมพันธ์กับค่าความเหนี่ยวนำรั่ว และจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์โดยใช้แบบจำลองแบบ N-port

จากบทความนี้พบว่า การวางตำแหน่งขดลวดมีผลกับความเหนี่ยวนำรั่วซึ่งมีผลกับค่าครอสเรกกูเลชัน โดยการพันแบบแซนด์วิชจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำรั่วระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตมีค่าน้อยที่สุด และค่าความเหนี่ยวนำรั่วระหว่างเอาต์พุตกับเอาต์พุตควรมีค่ามากที่สุด จึงเกิดครอสเรกกูเลชันน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับการพันแบบซ้อน และแบบแทรก

1.3 วัตถุประสงค์

1.3.1 เพื่อศึกษาวิธีการกำหนดค่าถ่วงน้ำหนักสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสในช่วงกว้าง

1.3.2 เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรควบคุมค่าถ่วงน้ำหนัก และวงจรชดเชยให้เหมาะสมตามสถานะโหลด

1.4 ขอบเขตงานวิจัย

งานวิจัยนี้จะทำการออกแบบและสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 เอาต์พุตที่แรงดันอินพุต $100V_{dc} \pm 20\%$ แรงดันเอาต์พุตที่ 1 $5V_{dc}$ (10A) และแรงดันเอาต์พุตที่ 2 $12V_{dc}$ (3A) โดยกระแสโหลดทั้งสองเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง $\pm 50\%$ ความถี่สวิตช์ $100kHz$ และวัฏจักรงาน (Duty ratio) 40% ที่มีการป้อนกลับผ่านค่าถ่วงน้ำหนัก เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีความผิดพลาดไม่เกิน 10% และออกแบบวงจรชดเชยที่สามารถรักษาเสถียรภาพของระบบในทุกสถานะโหลด

1.5 แผนการดำเนินงานตลอดโครงการ

1.5.1 ศึกษาการทำงาน และการคงค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบหลายเอาต์พุต

1.5.2 สร้างวงจรสัญญาณขนาดเล็กของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 เอาต์พุต

1.5.3 ออกแบบและสร้างวงจรวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 เอาต์พุต และวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจร

1.5.4 คำนวณสมการขอบเขตของแรงดันเอาต์พุต เพื่อหาขอบเขตของค่าถ่วงน้ำหนัก

1.5.5 จำลองการทำงานวงจรสมมูลกระแสสลับของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุตที่มีการควบคุมด้วยค่าถ่วงน้ำหนักหลายชุด

1.5.6 ออกแบบและสร้างวงจรป้อนกลับสำหรับวงจรวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก

1.5.7 ทดสอบและสรุปผลของการปรับปรุงครอสเรกกูเลชันของหม้อแปลงที่ไม่มีการป้อนกลับ และมีการป้อนกลับผ่านค่าถ่วงน้ำหนัก

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย

1.6.1 มีความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับพฤติกรรมการเกิดครอสเรกกูเลชันของวงจรวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุต

1.6.2 ได้ทราบวิธีการปรับปรุงขอบเขตค่าถ่วงน้ำหนัก

1.6.3 เป็นฐานความรู้เกี่ยวกับการปรับปรุงครอสเรกกูเรชันสำหรับวงจรวงจรคอนเวอร์เตอร์เพื่อนำไปประยุกต์ใช้กับคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นๆ

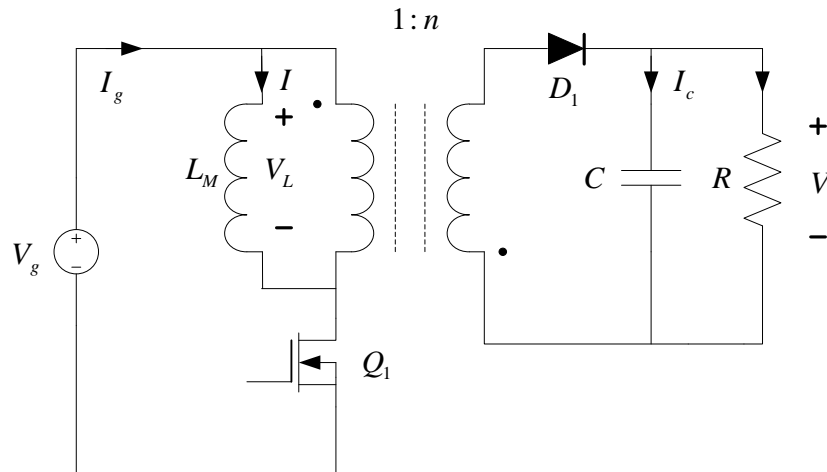
บทที่ 2

หลักการและทฤษฎี

2.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

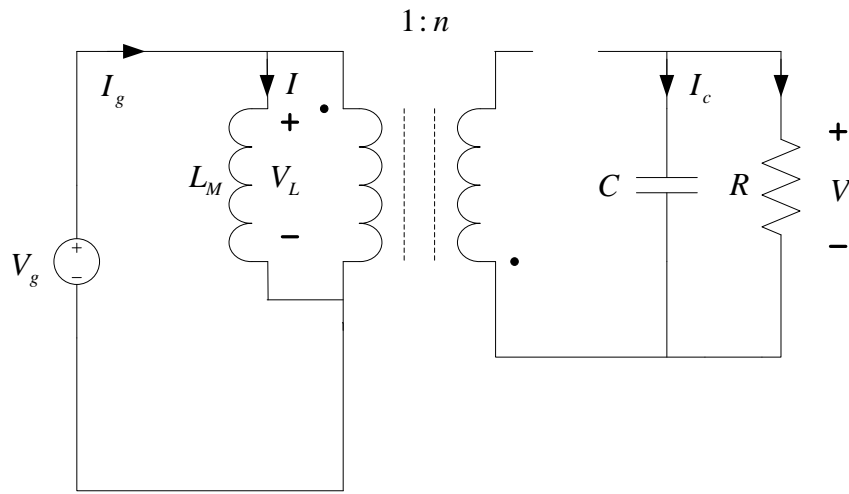
หลักการการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 1 เอาต์พุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ คือวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งที่เหมาะสมกับงานที่มีกำลังไม่มากนัก ประมาณไม่เกิน 250 วัตต์ โดยวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์นี้มีที่มาจากวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ โดยการแทนตัวเหนี่ยวนำด้วยหม้อแปลงเพื่อให้มีจุดทำงานที่กว้างขึ้น และยังเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันเพราะมีจำนวนอุปกรณ์น้อย และวงจรไม่สลับซับซ้อนจึงเหมาะที่จะทำเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบหลายเอาต์พุต เพื่อให้ง่ายต่อการทำความเข้าใจ ในบทนี้จึงนำเสนอการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 1 เอาต์พุต ในสภาวะคงที่ และมีการนำกระแสแบบต่อเนื่อง ดังภาพประกอบ 2-1



ภาพประกอบ 2-1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 1 เอาต์พุต

จากภาพประกอบ 2-1 วงจรมีสวิตช์เพียง 1 ตัว คือ มอสเฟต Q_1 และมีไดโอด D_1 อยู่ทางด้านเอาต์พุต หลักการทำงานของวงจรคือ สวิตช์มอสเฟตจะนำกระแสสลับกันกับไดโอด ทำให้สามารถแบ่งช่วงทำงานได้เป็น 2 ช่วง ภาพประกอบ 2-2 และภาพประกอบ 2-3 แสดงวงจรสมมูลของการทำงานในแต่ละช่วง



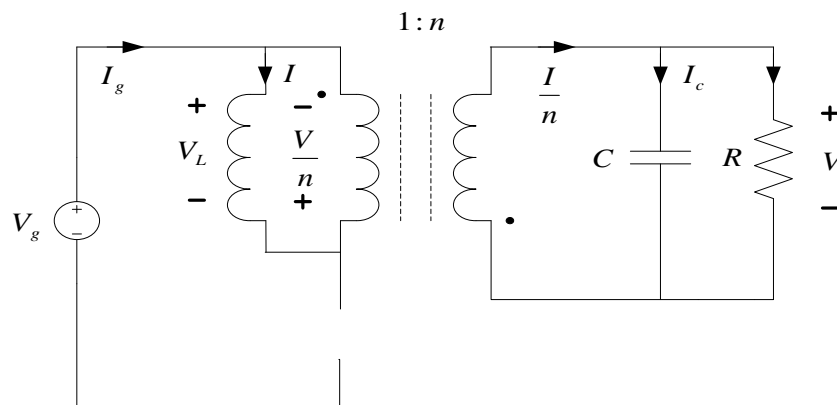
ภาพประกอบ 2-2 วงจรในช่วงที่ 1 มอสเฟต Q_1 นำกระแส

การทำงานในช่วงแรก เมื่อมอสเฟต Q_1 นำกระแส พลังงานจากแหล่งจ่ายจะถูกเก็บสะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (Magnetizing inductance, L_M) เนื่องจากทิศทางของกระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลง ทำให้ไดโอด D_1 ไม่นำกระแส เพราะการผันขดลวดของหม้อแปลงเป็นการผันแบบกลับขั้วกัน จากวงจรในรูปสามารถเขียนสมการของแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำและกระแสคาปาซิเตอร์ได้เป็น

$$v_L(t) = V_g \quad (2.1)$$

$$i_c(t) = -\frac{v(t)}{R} = -\frac{(V + v_{ripple})}{R} \approx -\frac{V}{R} \quad \text{เมื่อ } V \gg \|v_{ripple}\| \quad (2.2)$$

$$i_g(t) = i(t) = I + i_{ripple} \approx I \quad \text{เมื่อ } I \gg \|i_{ripple}\| \quad (2.3)$$



ภาพประกอบ 2-3 วงจรในช่วงที่ 2 ไดโอด D_1 นำกระแส

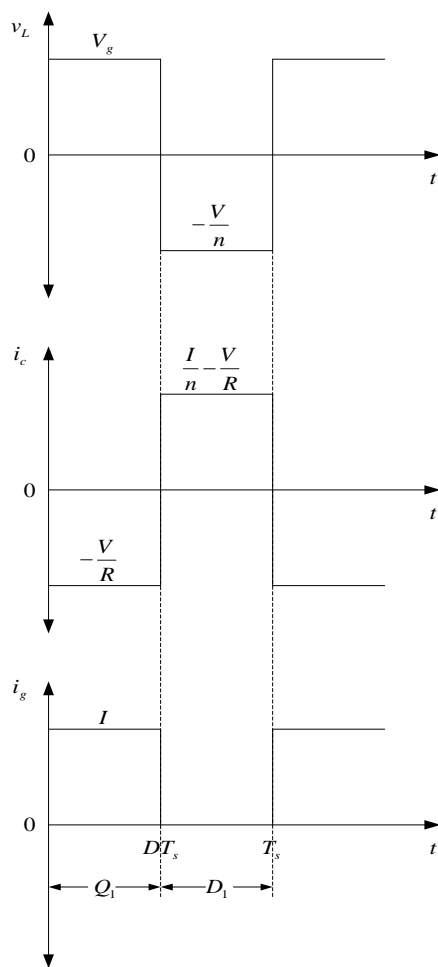
การทำงานในช่วงที่ 2 เมื่อมอสเฟต Q_1 หยุดนำกระแส พลังงานที่เก็บใน L_M ถูกถ่ายโอนไปยังขดลวด ทุติยภูมิของหม้อแปลง ทำให้ไดโอด D_1 นำกระแส แรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำและกระแสคาปาซิเตอร์ ในช่วงนี้สามารถเขียนได้เป็น

$$v_L(t) = -\frac{v(t)}{n} \approx -\frac{V}{n} \tag{2.4}$$

$$i_c(t) = \frac{i(t)}{n} - \frac{v(t)}{R} \approx \frac{I}{n} - \frac{V}{R} \quad \text{เมื่อ } V \gg \|v_{ripple}\| \tag{2.5}$$

$$i_g = 0 \quad \text{เมื่อ } I \gg \|i_{ripple}\| \tag{2.6}$$

จากสมการที่ (2.1) ถึง (2.6) สามารถเขียนรูปคลื่นแรงดันและกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_M รวมทั้งกระแสของแหล่งจ่าย (i_g) ได้ดังภาพประกอบ 2-4



ภาพประกอบ 2-4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากสมการข้างต้นใช้หลักการของ Inductor voltage-second balance และ Capacitor charge-balance เพื่อหาอัตราส่วนระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต (V/V_g) และกระแสโหลด ได้ดังสมการที่ (2.8) และ (2.10)

$$\langle v_L \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(DV_g T_s - \frac{D'VT_s}{n} \right) = DV_g - \frac{D'V}{n} = 0 \quad (2.7)$$

$$\text{จะได้ } M(D) = \frac{V}{V_g} = n \frac{D}{D'} \quad (2.8)$$

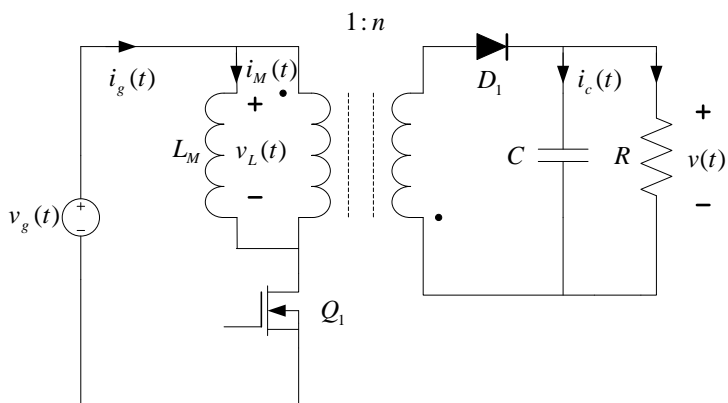
$$\langle i_c \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(-(D + D')T_s \frac{V}{R} + \frac{D'IT_s}{n} \right) = 0 \quad (2.9)$$

$$\text{จะได้ } I_M = \frac{nV}{D'R} \quad (2.10)$$

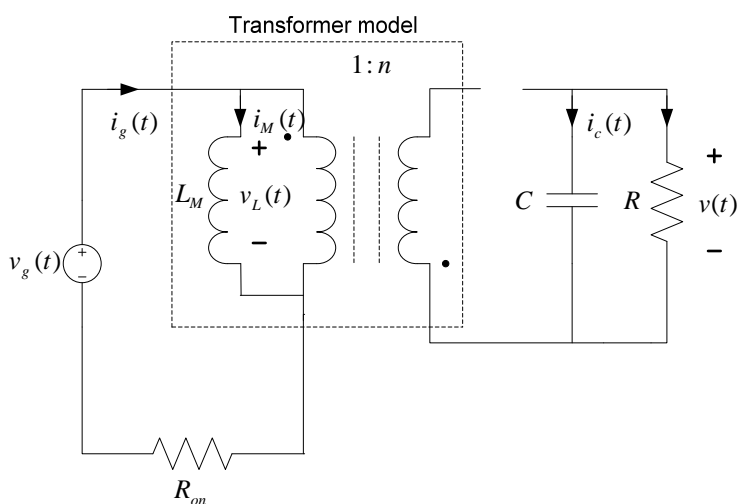
2.2 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Small-signal model of a flyback converter)

ในการออกแบบระบบควบคุมแบบป้อนกลับเพื่อคงค่าแรงดันในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะต้องรู้แบบจำลองพลวัตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ประกอบด้วยสวิตช์ซึ่งทำงานแบบไม่เชิงเส้นทำให้การออกแบบมีความยุ่งยาก ดังนั้นแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรคอนเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นแบบเชิงเส้นจึงถูกนำมาใช้เพื่อวิเคราะห์ หรือทำนายพฤติกรรมของวงจรคอนเวอร์เตอร์ รวมถึงการนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพ และการออกแบบวงจรชดเชย โดยการสร้างแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้โดยใช้เทคนิคการเขียนวงจรเฉลี่ย และการทำให้เป็นเชิงเส้น โดยอาศัยวงจรสมมูลควบคู่กับการทำให้เป็นเชิงเส้น

การสร้างแบบจำลองวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กเริ่มการคำนวณจากสมดุลแรงดัน และกระแสที่ผ่านขดลวด และตัวเก็บประจุดังภาพประกอบ 2-6 และ 2-7



ภาพประกอบ 2-5 วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



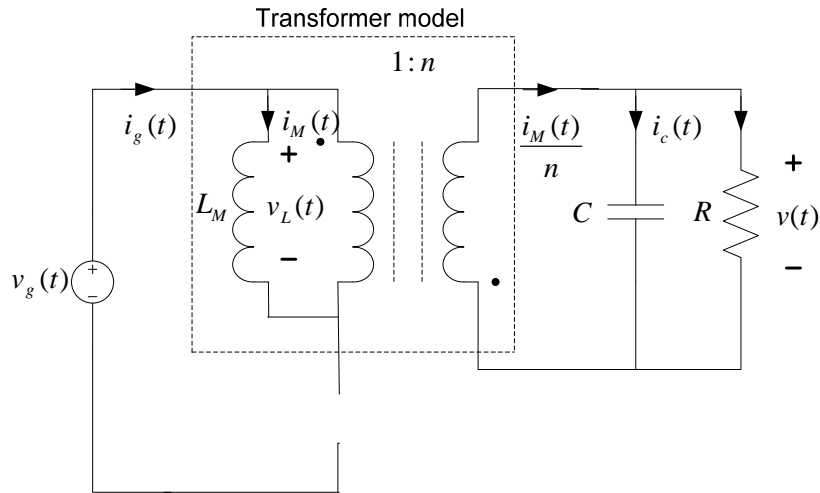
ภาพประกอบ 2-6 วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในช่วงที่มอสเฟต Q_1 นำกระแส

จากภาพประกอบ 2-6 สามารถเขียนสมการแรงดันและกระแสได้เป็น

$$v_L(t) = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle i_M(t) \rangle_{T_s} R_{on} \tag{2.13}$$

$$i_c(t) = -\frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \tag{2.14}$$

$$i_g(t) = \langle i_M(t) \rangle_{T_s} \tag{2.15}$$



ภาพประกอบ 2-7 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์ชันในช่วงที่ไดโอด D_1 นำกระแส

จากภาพประกอบ 2-7 สามารถเขียนสมการแรงดันและกระแสได้เป็น

$$v_L(t) = -\frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{n} \quad (2.16)$$

$$i_c(t) = \frac{\langle i_M(t) \rangle_{T_s}}{n} - \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (2.17)$$

$$i_g(t) = 0 \quad (2.18)$$

จากสมการที่ (2.13) ถึง (2.18) ใช้หลักการ Inductor voltage-second balance และ Capacitor charge-balance จะได้สมการที่ (2.19) ถึง (2.21)

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = d(t) \left(\langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle i_M(t) \rangle_{T_s} R_{on} \right) + d'(t) \left(-\frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{n} \right) \quad (2.19)$$

$$\langle i_c(t) \rangle_{T_s} = d(t) \left(-\frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \right) + d'(t) \left(\frac{\langle i_M(t) \rangle_{T_s}}{n} - \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \right) \quad (2.20)$$

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = d(t) \langle i_M(t) \rangle_{T_s} + d'(t)(0) \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.19) และ (2.20) นำมาเฉลี่ยใน 1 คาบสวิตช์ได้ดังสมการที่ (2.22) ถึง (2.24)

$$L \frac{d \langle i_M(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d(t) \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - d(t) \langle i_M(t) \rangle_{T_s} R_{on} + d'(t) \left(-\frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{n} \right) \quad (2.22)$$

$$C \frac{d \langle v_c(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d'(t) \left(\frac{\langle i_M(t) \rangle_{T_s}}{n} \right) - \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (2.23)$$

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = d(t) \langle i_M(t) \rangle_{T_s} \quad (2.24)$$

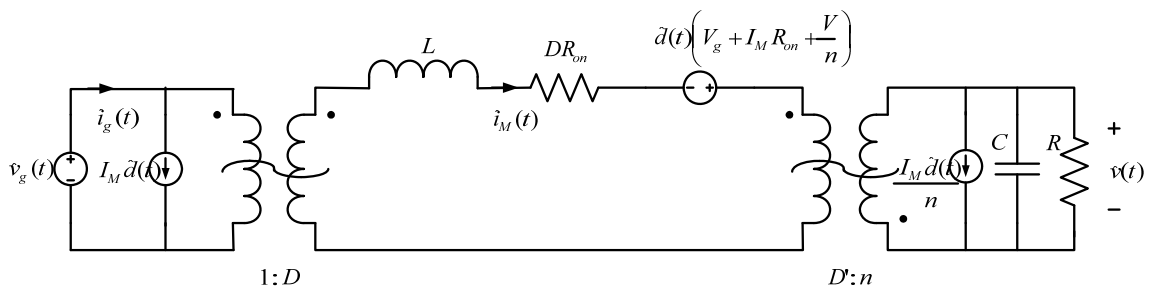
จากนั้นคำนวณค่าโดยการเขียนอนุกรมเทย์เลอร์แล้วจัดเทอมจะได้ดังสมการที่ (2.25) ถึง (2.27)

$$L \left(\frac{dI_M}{dt} + \frac{d\hat{i}_M(t)}{dt} \right) = \left(DV_g - D' \frac{V}{n} - D' R_{on} I_M \right) + D\hat{v}_g(t) - D' \frac{\hat{v}(t)}{n} + \left(V_g + \frac{V}{n} - I_M R_{on} \right) \hat{d}(t) - DR_{on} \hat{i}_M(t) + \left(\hat{d}(t) \hat{v}_g(t) + \hat{d}(t) \frac{\hat{v}(t)}{n} - \hat{d}(t) \hat{i}_M(t) R_{on} \right) \quad (2.25)$$

$$C \left(\frac{dV_c}{dt} + \frac{d\hat{v}_c(t)}{dt} \right) = \left(\frac{D' I_M}{n} - \frac{V}{R} \right) + \left(\frac{D' \hat{i}_M(t)}{n} - \frac{\hat{v}(t)}{R} - \frac{\hat{d}(t) I_M}{n} \right) - \frac{\hat{d}(t) \hat{i}_M(t)}{n} \quad (2.26)$$

$$I_g + \hat{i}_g(t) = (DI_M) + (D\hat{i}_M(t) + I_M \hat{d}(t)) + \hat{d}(t) \hat{i}_M(t) \quad (2.27)$$

จากสมการที่(2.25) ถึง (2.27) นำพจน์ของอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง (1st order ac term) มาเขียนเป็นแบบจำลองได้ดังภาพประกอบ 2-8

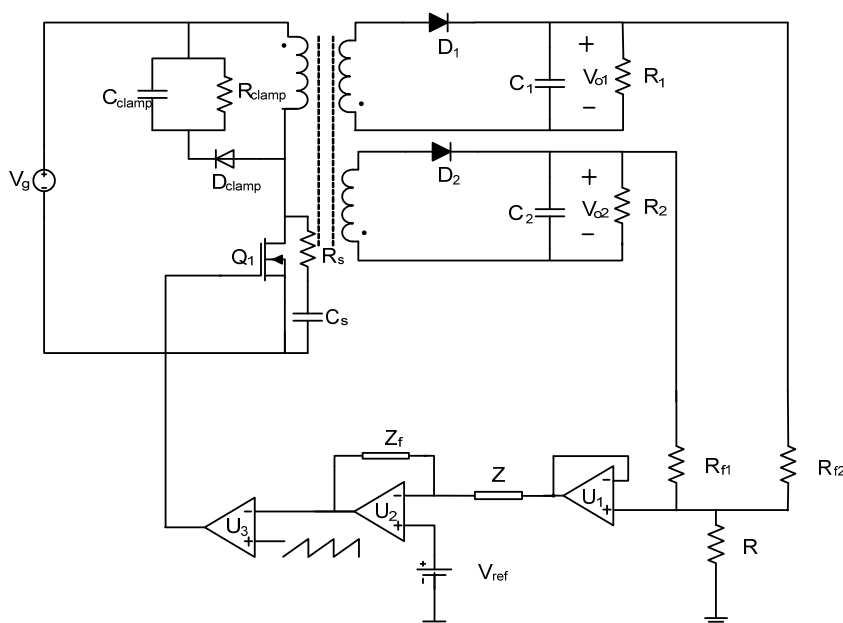


ภาพประกอบ 2-8 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ซึ่งจากแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์นี้ สามารถนำไปหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบและใช้เพื่อออกแบบวงจรชดเชยสำหรับการควบคุมแบบป้อนกลับต่อไป

2.3 การคำนวณค่าถ่วงน้ำหนัก

การป้อนกลับด้วยแรงดันถ่วงน้ำหนักเป็นการเฉลี่ยค่าความผิดพลาดไปยังทุกเอาต์พุตโดยจะมีทำการป้อนกลับของแรงดันเอาต์พุตทุกตัวผ่านค่าถ่วงน้ำหนัก เพื่อไปเปรียบเทียบกับค่าแรงดันอ้างอิงแล้วป้อนให้กับวงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse width modulation) เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์ต่อไป ค่าถ่วงน้ำหนักจะถูกเลือกมาจากพื้นที่ปิดที่สอดคล้องกับอสมการแรงดันเอาต์พุตที่กำหนดขึ้นจากขอบเขตของแรงดันและกระแสเอาต์พุตในวงจร สมการขอบเขตของค่าถ่วงน้ำหนักเป็นฟังก์ชันของพารามิเตอร์ของหม้อแปลงซึ่งมีการคำนวณดังนี้



ภาพประกอบ 2-9 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุตที่มีการควบคุมป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก

การหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าถ่วงน้ำหนักกับตัวต้านทานคำนวณได้ด้วยวิธี KCL ที่ขาบวกของออปแอมป์ U_1 ที่มีการป้อนกลับ จะได้

$$\frac{V_{o1} - V_f}{R_{f1}} + \frac{V_{o2} - V_f}{R_{f2}} - \frac{V_f}{R} = 0 \quad (2.63)$$

$$\frac{V_{o1}}{R_{f1}} + \frac{V_{o2}}{R_{f2}} - \left(\frac{1}{R_{f1}} + \frac{1}{R_{f2}} + \frac{1}{R} \right) V_f = 0 \quad (2.64)$$

$$\frac{V_{o1}}{R_{f1}} + \frac{V_{o2}}{R_{f2}} = \left(\frac{RR_{f1} + RR_{f2} + R_{f1}R_{f2}}{R_{f1}R_{f2}R} \right) V_f \quad (2.65)$$

$$V_f = \left(\frac{R_{f2}R}{RR_{f1} + RR_{f2} + R_{f1}R_{f2}} \right) V_{o1} + \left(\frac{R_{f1}R}{RR_{f1} + RR_{f2} + R_{f1}R_{f2}} \right) V_{o2} \quad (2.66)$$

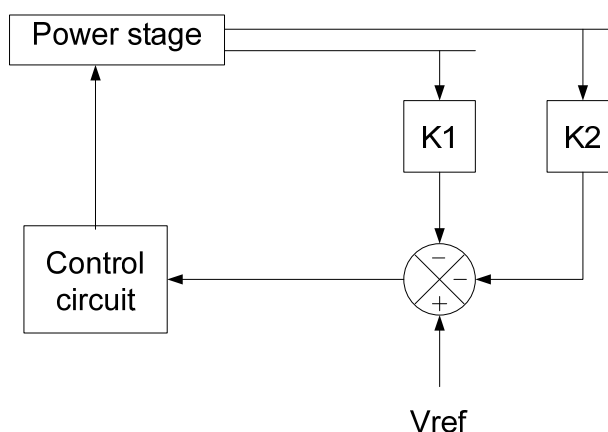
$$V_f = K_1 V_{o1} + K_2 V_{o2} \quad (2.67)$$

จากสมการที่ (2.66) และ (2.67) จัดรูปสมการใหม่เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าถ่วงน้ำหนัก (K_1) กับตัวต้านทานป้อนกลับได้เป็น

$$R_{f1} = \frac{(1 - (K_1 + K_2))R}{K_1} \quad (2.68)$$

$$R_{f2} = \frac{(1 - (K_1 + K_2))R}{K_2} \quad (2.69)$$

จากนั้นจะทำการหาขอบเขตของค่าถ่วงน้ำหนักโดยสมมติให้ไม่มีความผิดพลาดเกิดขึ้นกับแรงดันเอาต์พุท ทำให้ผลรวมของแรงดันเอาต์พุทที่มีการป้อนกลับผ่านค่าถ่วงน้ำหนักมีค่าเท่ากับแรงดันอ้างอิง จะได้ดังสมการที่ (2.70)



ภาพประกอบ 2-10 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมค่าถ่วงน้ำหนัก

$$V_{ref} = K_1 V_{o1} + K_2 V_{o2} \quad (2.70)$$

แทนค่าอัตราส่วนการแปรผัน (Conversion ratio) ลงในสมการที่ (2.70) แล้วจัดรูป จะได้

$$V_{o1} = n_1 \left(\frac{V_{ref}}{K_1 n_1 + K_2 n_2} \right) \quad (2.71)$$

$$V_{o2} = n_2 \left(\frac{V_{ref}}{K_1 n_1 + K_2 n_2} \right) \quad (2.72)$$

สมการที่ (2.72) และ (2.73) มีความสัมพันธ์กับกระแสเอาต์พุตที่ 1 และกระแสเอาต์พุตที่ 2 ถ้าค่าแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจะส่งผลให้ค่า K_1 และ K_2 เปลี่ยนแปลงด้วย จึงสามารถเขียนฟังก์ชันได้เป็น

$$V_{o1}^{\min} = f_1(I_{o1}^{\max}, I_{o2}^{\min}, K_1, K_2) \quad (2.73)$$

$$V_{o1}^{\max} = f_1(I_{o1}^{\min}, I_{o2}^{\max}, K_1, K_2) \quad (2.74)$$

$$V_{o2}^{\min} = f_2(I_{o1}^{\min}, I_{o2}^{\max}, K_1, K_2) \quad (2.75)$$

$$V_{o2}^{\max} = f_2(I_{o1}^{\max}, I_{o2}^{\min}, K_1, K_2) \quad (2.76)$$

แทนเงื่อนไขทั้ง 4 ลงในสมการที่ (2.71) และ (2.72) จะได้สมการที่ (2.77) ถึง (2.80)

$$n_1 V_{ref} - n_1 K_1 V_{o1\min} + n_1 K_2 V_{d2\min} - n_2 K_2 V_{d1\max} - n_2 K_2 V_{o1\min} \geq 0 \quad (2.77)$$

$$n_1 V_{ref} - n_1 K_1 V_{o1\max} + n_1 K_2 V_{d2\max} - n_2 K_2 V_{d1\min} - n_2 K_2 V_{o1\max} \leq 0 \quad (2.78)$$

$$n_2 V_{ref} - n_1 K_1 V_{o2\min} + n_2 K_1 V_{d1\min} - n_1 K_1 V_{d2\max} - n_2 K_2 V_{o2\min} \geq 0 \quad (2.79)$$

$$n_2 V_{ref} - n_1 K_1 V_{o2\max} + n_2 K_1 V_{d1\max} - n_1 K_1 V_{d2\min} - n_2 K_2 V_{o2\max} \leq 0 \quad (2.80)$$

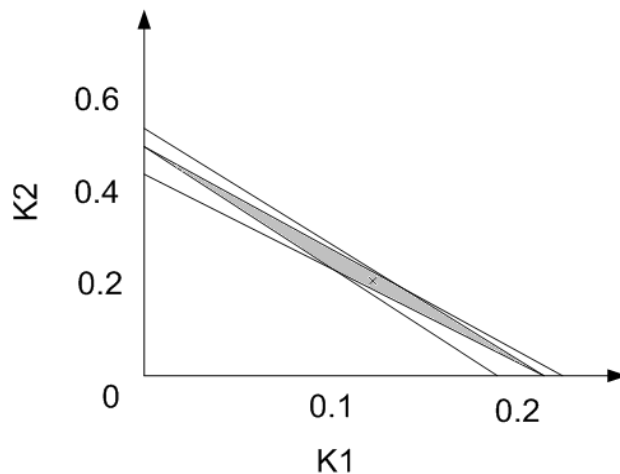
กำหนดให้ $V_d = V_f + I\sqrt{(\omega L_l)^2 + R_s^2}$

เมื่อ V_d คือ แรงดันคร่อมไดโอด

L_l คือ ความเหนี่ยวนำรั่วทางด้านทุติยภูมิ

R_s คือ ความต้านทานขดลวดทางด้านทุติยภูมิ

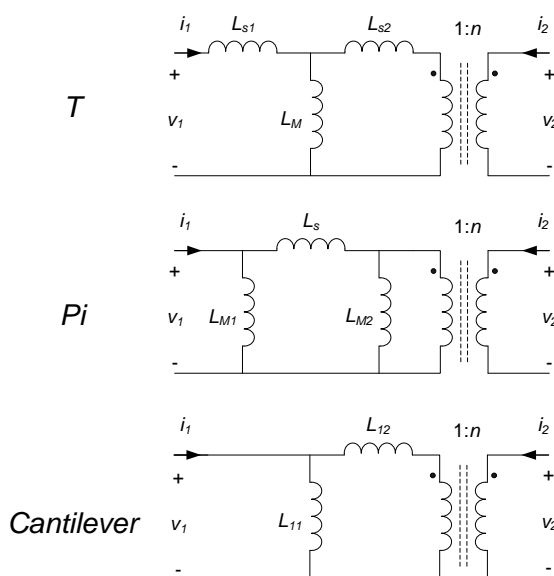
จากสมการข้างต้นสามารถเขียนเส้นตรงแทนแต่ละสมการได้ดังภาพประกอบ 2-11 พื้นที่เรเงาทึบในรูปแทนค่าถ่วงน้ำหนักที่มีเป็นไปได้ที่ทำให้ทั้ง 4 สมการเป็นจริง ดังนั้นเราสามารถเลือกค่าใดๆ ในพื้นที่ปิดนี้เพื่อใช้เป็นค่าถ่วงน้ำหนัก สำหรับการควบคุมแรงดันเอาต์พุตในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ได้ต่อไป



ภาพประกอบ 2-11 เส้นตรงที่สอดคล้องกับสมการขอบเขตและพื้นที่ปิดของค่าถ่วงน้ำหนักที่เป็นไปได้

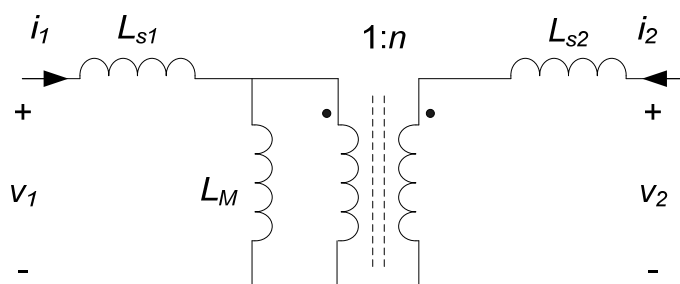
2.4 แบบจำลองหม้อแปลง

แบบจำลองหม้อแปลงถูกนำไปใช้ในการคำนวณหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และนำไปวิเคราะห์ หรือทำนายพฤติกรรมของวงจรคอนเวอร์เตอร์ รวมถึงการเกิดครอสเรกกูเลชัน ซึ่งการวิเคราะห์ได้จากค่าตัวเหนี่ยวนำร่ว แบบจำลองที่นิยมใช้มีหลายแบบ เช่น แบบจำลองแบบ T แบบ Pi และแบบ Cantilever เป็นต้น ดังภาพประกอบ 2-12 ซึ่งเป็นแบบจำลองหม้อแปลงอุดมคติที่ประกอบด้วยอัตราส่วนจำนวนรอบ ตัวเหนี่ยวนำสร้างแม่เหล็ก และตัวเหนี่ยวนำร่วของแต่ละขดลวด



ภาพประกอบ 2-12 แบบจำลองหม้อแปลง 2 ขดลวด

แบบจำลองหม้อแปลงแบบ Pi สามารถนำไปใช้กับหม้อแปลง n ขดลวดได้ ซึ่งรู้จักกันในแบบจำลองแบบ Link โดยแบบจำลองนี้มีพารามิเตอร์พิเศษ (L_s) ที่ไม่สามารถคำนวณค่าได้จำนวน $(n-1)$ ตัว และมีเงื่อนไขที่ไม่เหมาะสม เมื่อมีการเหนี่ยวนำร่วมที่ดีในหม้อแปลงชนิดหลายขดลวด นอกจากนี้การหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่ขนานกันทำได้ยาก ส่วนแบบจำลองแบบ Cantilever สามารถนำไปใช้กับหม้อแปลง n ขดลวดได้ ซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์อิสระจำนวน $n(n+1)/2$ ตัว ได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำสร้างแม่เหล็ก 1 ตัว และตัวเหนี่ยวนำรั่ว l_{ij} จำนวน $n(n-1)/2$ ตัว โดยที่ $l_{ij} = l_{ji}$ ซึ่งเท่ากับเส้นแรงแม่เหล็กที่อยู่ระหว่างขดลวดหม้อแปลงแต่ละขด แต่แบบจำลองทั้งสองนี้มีโครงสร้างสลับซับซ้อนจึงทำให้การสร้างวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนทำได้ยาก ขณะที่แบบจำลองหม้อแปลงแบบ T ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำรั่ว 2 ตัว ตัวเหนี่ยวนำสร้างแม่เหล็ก และอัตราส่วนจำนวนรอบ ซึ่งเหมาะสำหรับการวิเคราะห์หม้อแปลงไม่เกิน 3 ขดลวด ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเลือกแบบจำลองหม้อแปลงเป็นแบบ Reduced-order ดังภาพประกอบ 2-13 ในการวิเคราะห์ เพราะมีโครงสร้างไม่สลับซับซ้อนทำให้การสร้างวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนทำได้ง่าย



ภาพประกอบ 2-13 แบบจำลองหม้อแปลง Reduced-order

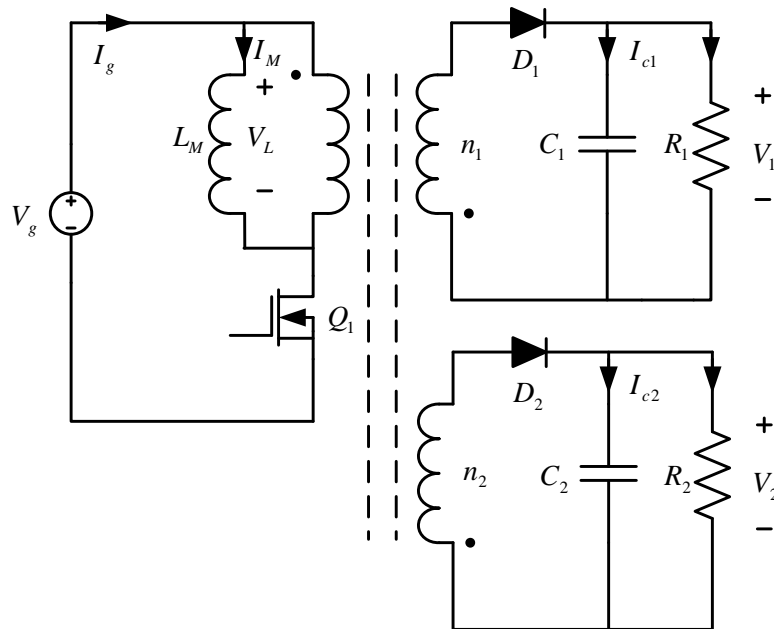
บทที่ 3

การออกแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุต

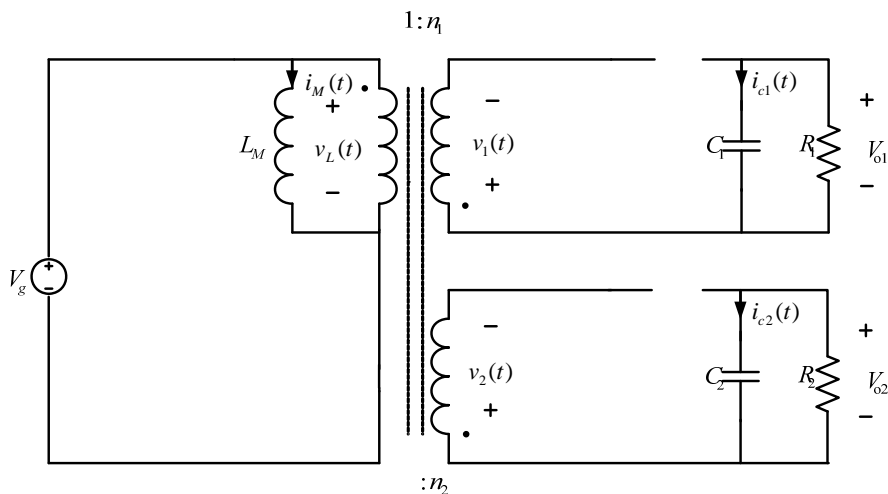
ในบทนี้จะแสดงขั้นตอนการออกแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุต หม้อแปลงความถี่สูงและวงจรควบคุมต้นแบบ เพื่อใช้ในการศึกษาการปรับปรุงครอสเรกกูเลชันของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวิธีการควบคุมแบบถ่วงน้ำหนักแรงดัน (Weight voltage mode control) ที่มีป้อนกลับของทุกเอาต์พุตผ่านค่าถ่วงน้ำหนัก (K)

3.1 หลักการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุตดังภาพประกอบ 3-1 มีหลักการทำงานเช่นเดียวกับแบบ 1 เอาต์พุต คือแบ่งช่วงทำงานได้เป็น 2 ช่วง ดังภาพประกอบ 3-2 และภาพประกอบ 3-3 แต่จะมีขด ลวดด้านทุติยภูมิเพิ่มขึ้นตามจำนวนเอาต์พุตที่ต้องการ โดยกำหนดให้อัตราส่วนของขดลวดของหม้อแปลงเป็น $1:n_1$ และ $1:n_2$ ตามลำดับ



ภาพประกอบ 3-1 วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุต



ภาพประกอบ 3-2 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์ชันชนิด 2 เอาต์พุตในช่วงที่ 1 มอสเฟต Q_1 นำกระแส

การทำงานในช่วงแรกเมื่อมอสเฟต Q_1 นำกระแส พลังงานจากแหล่งจ่ายจะถูกเก็บสะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (Magnetizing inductance, L_M) และจากทิศทางของกระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลงจะทำให้ไดโอด D_1 และ D_2 ไม่นำกระแส จากภาพประกอบ 2-2 สามารถสมการแรงดันและกระแสของพารามิเตอร์ในวงจรได้เป็น

$$v_L(t) = V_g \tag{3.1}$$

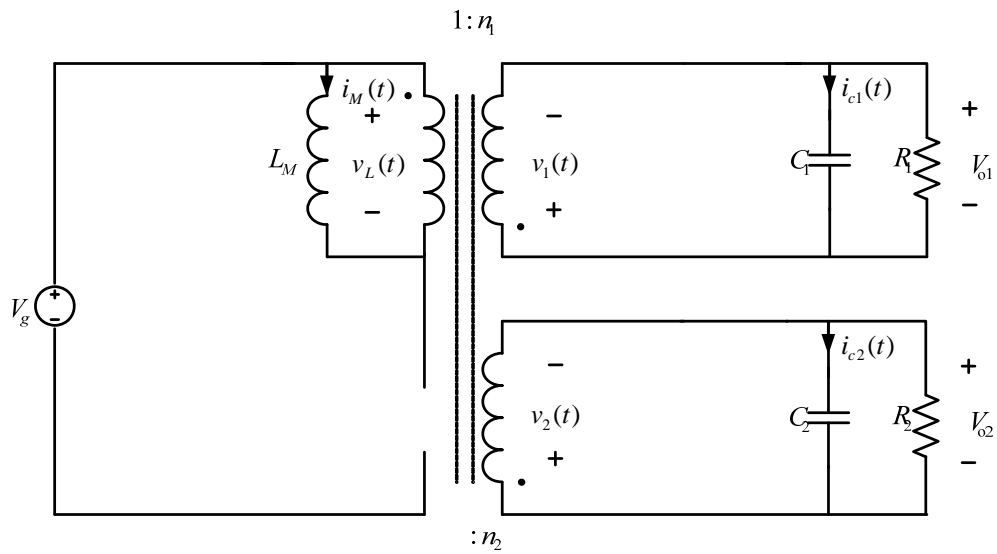
$$i_{ci}(t) = -\frac{v_{oi}(t)}{R_i} = -\frac{(V_{oi} + v_{oi,ripple})}{R_i} \approx -\frac{V_{oi}}{R_i} \tag{3.2}$$

$$i_g(t) = i_M(t) = I_M + i_{M,ripple} \approx I_M \tag{3.3}$$

เมื่อ $i = 1, 2$

$$V_{oi} \gg \|v_{oi,ripple}\|$$

$$I_M \gg \|i_{M,ripple}\|$$



ภาพประกอบ 3-3 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในช่วงที่ 2 ไดโอด D_1 นำกระแส

การทำงานในช่วงที่ 2 เมื่อมอสเฟต Q_1 หยุดนำกระแส พลังงานที่เก็บใน L_M ถูกถ่ายโอนไปยังขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง ทำให้ไดโอด D_1 และ D_2 นำกระแส จากภาพประกอบ 3-3 สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$v_L(t) = -\frac{v_{oi}(t)}{n_i} \approx -\frac{V_{oi}}{n_i} \quad (3.4)$$

$$i_{ci}(t) = \frac{i_M(t)}{n_i} - \frac{v_{oi}(t)}{R_i} \approx \frac{I_M}{n_i} - \frac{V_{oi}}{R_i} \quad (3.5)$$

$$i_g(t) = 0 \quad (3.6)$$

เมื่อ $i = 1, 2$

$$V_{oi} \gg \|v_{oi,ripple}\|$$

ใช้หลักการของ Inductor voltage-second balance และ Capacitor charge-balance เพื่อหาอัตราส่วนระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอินพุตได้

$$\langle v_L \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(DV_g T_s - \frac{D' V_{oi} T_s}{n_i} \right) = DV_g - \frac{D' V_{oi}}{n_i} = 0 \quad (3.7)$$

$$\text{จะได้ } M_i(D) = \frac{V_{oi}}{V_g} = n_i \frac{D}{D'} \quad \text{เมื่อ } i = 1, 2 \quad (3.8)$$

$$\langle i_{ci} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{ci}(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(-(D+D')T_s \frac{V_{oi}}{R_i} + \frac{D'I_i T_s}{n_i} \right) = 0 \quad (3.9)$$

$$\text{จะได้ } I_i = \frac{n_i V_{oi}}{D' R_i} \quad \text{เมื่อ } i = 1, 2 \quad (3.10)$$

3.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุต

การออกแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุตต้นแบบจะพิจารณาการออกแบบภายใต้เงื่อนไขที่กำหนดดังตาราง 3-1

ตาราง 3-1 คุณสมบัติที่กำหนดของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุต

| คุณสมบัติของวงจรต้นแบบ | |
|----------------------------|----------------------|
| Output power | 129W |
| Efficiency | 80% |
| Switching frequency | 100KHz |
| Duty cycle | 0.4 |
| Magnetizing current ripple | 10% |
| Input voltage | $100V_{dc} \pm 10\%$ |
| Output voltage1 | $5V_{dc} (10A)$ |
| Output current1 range | 5-15A |
| Output voltage2 | $12V_{dc} (3A)$ |
| Output current2 range | 1.5-4.5A |

การออกแบบจะแบ่งเป็นส่วนสำคัญ 3 ส่วน คือ ภาควงจรเรียงกระแส ภาควงจรขับมอสเฟต และ ภาควงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุต โดยการออกแบบมีรายละเอียดดังนี้

3.2.1 ภาควงจรเรียงกระแส

ภาควงจรเรียงกระแสทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $100V_{dc}$ เพื่อป้อนให้กับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำการหาขนาดของอุปกรณ์ได้ดังนี้

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{(V_{o1} \times I_{o1}) + (V_{o2} \times I_{o2})}{\eta} \quad (3.11)$$

$$= \frac{(5 \times 15) + (12 \times 4.5)}{80\%} = \frac{129}{0.8}$$

$$= 161.25W$$

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} \quad (3.12)$$

$$= \frac{161.25}{100}$$

$$= 1.61A$$

หาขนาดฟิวด์ตัวเก็บประจุ

$$C = \frac{I_e \Delta t}{\Delta_{ripple}} \quad (3.13)$$

เมื่อ I_e คือ กระแสอินพุท

Δt คือ ช่วงเวลาคายประจุของตัวเก็บประจุ

Δ_{ripple} คือ ค่ายอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส

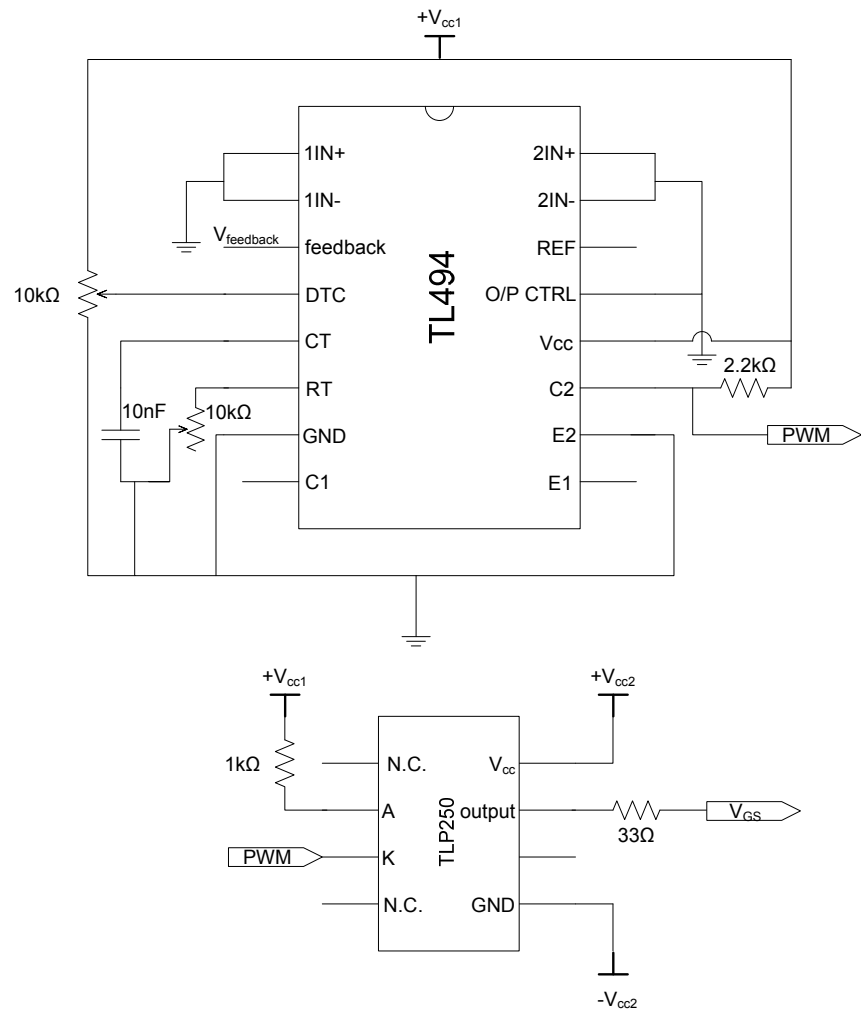
$$C = \frac{1.61 \times 10^{-3}}{1}$$

$$= 1610 \mu F$$

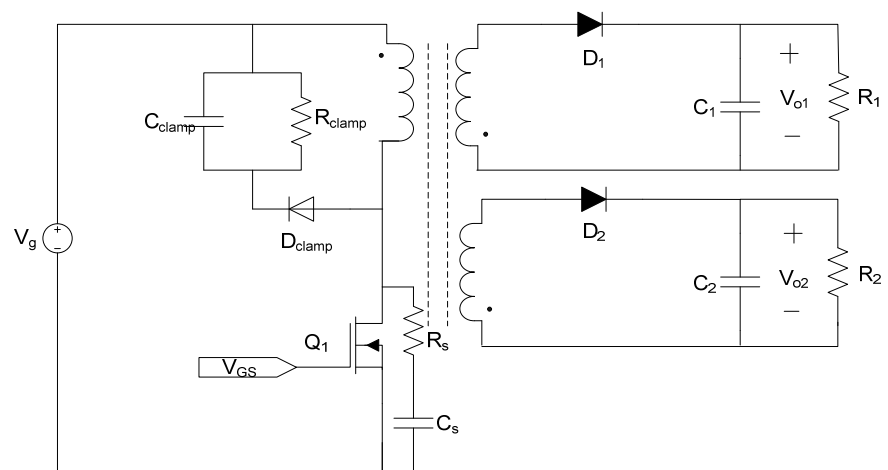
ดังนั้นเลือกตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์ขนาด $2000 \mu F / 600V$ และไดโอด
เรกติไฟล์ขนาด $10A / 400V$

3.2.2 ภาควงจรขับมอสเฟตวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาท์พุท

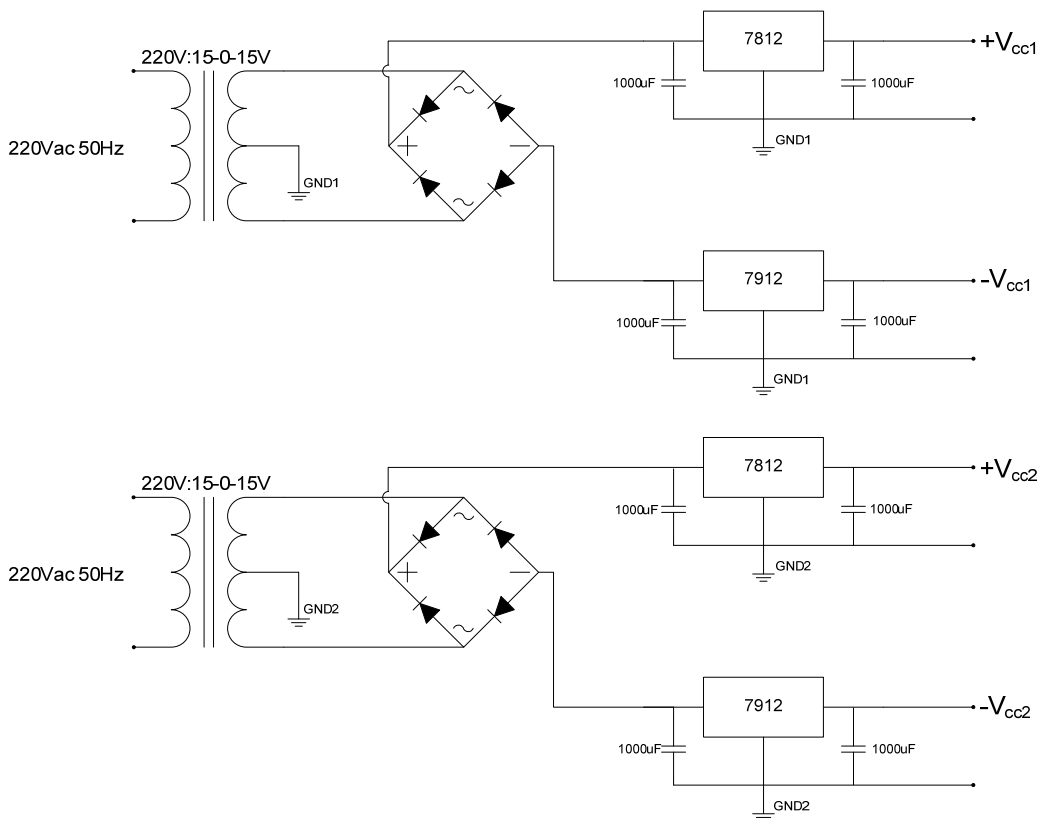
ภาควงจรขับมอสเฟตในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาท์พุท ใช้ไอซี
เบอร์ TL494 ในการสร้างสัญญาณขับมอสเฟต และมีการแยกวงจรภาคควบคุมออกจากวงจรภาค
กำลังด้วยไอซี TLP250 ดังภาพประกอบ 3-4 และมีแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรควบคุมดังภาพประกอบ
3-5



ภาพประกอบที่ 3-4 วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลทความกว้างพัลส์



ภาพประกอบ 3-5 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาท์พุท



ภาพประกอบที่ 3-6 แหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลทความกว้างพัลส์

3.2.3 ภาควจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาท์พุท

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มีโหมดการทำงาน 2 ลักษณะ คือ กระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง การทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องมีข้อดีเรื่องสถานะของไดโอดก่อนจะหยุดนำกระแสจะมีค่าเป็นศูนย์ ขนาดของหม้อแปลงจะเล็กกว่าแบบกระแสต่อเนื่อง เพราะพลังงานสะสมเฉลี่ยในความเหนี่ยวนำสร้างแม่เหล็กมีค่าน้อยกว่าแบบโหมดกระแสต่อเนื่อง แต่อย่างไรก็ตามการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องจะมีค่ากระแสรากกำลังสองเฉลี่ย (Root mean square, RMS) มากกว่าแบบกระแสต่อเนื่อง ซึ่งจะเพิ่มความเสี่ยงในการนำกระแสของมอสเฟต และความเครียดกระแสที่ตัวเก็บประจุเอาท์พุท การทำงาน โหมดกระแสต่อเนื่องเหมาะสำหรับงานที่ต้องการแรงดันต่ำแต่กระแสสูง

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้เอาท์พุทตามต้องการ จะกำหนดให้วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง โดยมีขั้นตอนการคำนวณดังนี้

1) คำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (Magnetizing inductance, L_M) โดยกำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบที่ต้องการดังสมการ (3.14) และ (3.15)

$$n_1 = \frac{V_{o1} D'}{V_g D} \quad (3.14)$$

$$= \frac{5(0.6)}{90(0.4)} = 0.083$$

$$n_2 = \frac{V_{o2} D'}{V_g D} \quad (3.15)$$

$$= \frac{12(0.6)}{90(0.4)} = 0.2$$

นำอัตราส่วนจำนวนรอบของแต่ละเอาต์พุตที่ได้จากสมการที่ (3.14) และ (3.15) ไปคำนวณกระแสสร้างแม่เหล็กได้จากสมการที่ (3.16)

$$I_M = \frac{n_1 I_{o1}}{D'} + \frac{n_2 I_{o2}}{D'} \quad (3.16)$$

$$= \frac{0.083(15)}{0.6} + \frac{0.2(4.5)}{0.6} = 3.58A$$

กำหนดให้กระแสสร้างแม่เหล็กมีการกระเพื่อม 10%

$$\Delta i_M = 0.1 I_M \quad (3.17)$$

$$= 0.1 \times 3.58 = 0.358A$$

คำนวณค่ายอดของกระแสสร้างแม่เหล็ก

$$I_{M,\max} = I_M + \Delta i_M \quad (3.18)$$

$$= 3.58 + 0.36 = 3.94A$$

คำนวณความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก

$$L_M = \frac{V_g DT_s}{2\Delta i_M} \quad (3.19)$$

$$= \frac{100 \times 0.4 \times 10 \times 10^{-6}}{2 \times 0.36} = 0.5mH$$

คำนวณกระแสรวมเพื่อเลือกแกน และกำหนดขนาดอุปกรณ์โดยคำนวณที่กระแสไหลสูงสุดจะได้

$$I_{pri,RMS} = I_M \sqrt{D} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_M}{I_M} \right)^2} \quad (3.20)$$

$$= 3.58 \sqrt{0.4} \sqrt{1 + \left(\frac{0.1}{3} \right)^2} = 2.27A$$

จากค่ากระแสทางด้านปฐมภูมิเลือกมอสเฟตเบอร์ IRFP460 (500V/20A)

$$I_{sec1,RMS} = \frac{I_M}{n_1} \sqrt{D'} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_M}{I_M} \right)^2} \quad (3.21)$$

$$= \frac{3.58}{0.083} \sqrt{0.6} \sqrt{1 + \left(\frac{0.1}{3} \right)^2} = 33.36A$$

จากค่ากระแสเอาต์พุตที่1 เลือกไดโอดเบอร์ ESAD83 (40V/30A)

$$I_{sec2,RMS} = \frac{I_M}{n_2} \sqrt{D'} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_M}{I_M} \right)^2} \quad (3.22)$$

$$= \frac{3.58}{0.2} \sqrt{0.6} \sqrt{1 + \left(\frac{0.1}{3} \right)^2} = 11.01A$$

จากค่ากระแสเอาต์พุตที่2 เลือกไดโอดเบอร์ ESAD83 (40V/30A)

คำนวณค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต

$$C_1 = I_{o1} \times \frac{DT_s}{2\Delta V_{c1}} \quad (3.23)$$

$$= 10 \times \frac{0.4 \times 10 \times 10^{-6}}{2 \times 0.5} = 40 \mu F$$

$$C_2 = I_{o2} \times \frac{DT_s}{2\Delta V_{c2}} \quad (3.24)$$

$$= 4.5 \times \frac{0.4 \times 10 \times 10^{-6}}{2 \times 1.2} = 7.5 \mu F$$

คำนวณค่ากระแสรวมทั้งหมดในหม้อแปลง

$$I_{tot} = I_{pri} + n_1 I_{sec1} + n_2 I_{sec2} \quad (3.25)$$

$$= 2.27 + (0.083 \times 11.66) + (0.2 \times 4.86) = 7.25 A$$

2) คำนวณค่าคงที่ของแกนเพื่อเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรท์

$$k_g \geq \frac{\rho L_M^2 I_{tot}^2 I_{M,max}^2 * 10^8}{B_{max}^2 P_{cu} k_u} \quad (3.26)$$

$$= \frac{1.724 \times 10^{-6} \times (0.5 \times 10^{-3})^2 \times 3.94^2 \times 10^{-8}}{0.25^2 \times 1.5 \times 0.2} = 1.26 cm^5$$

จากค่า k_g ที่ได้เลือกแกน ETD49 ซึ่งมีคุณสมบัติดังตาราง 3-2

ตาราง 3-2 คุณสมบัติแกนหม้อแปลงความถี่สูงเบอร์ ETD49

| ETD49 | |
|--------------------------------|-------------|
| Geometrical constant (k_g) | $1.42 cm^5$ |
| Cross-section area (A_c) | $2.11 cm^2$ |
| Bobin winding area (WA) | $2.71 cm^2$ |
| Mean length per turn (MLT) | $8.51 cm$ |
| Magnetic path length (l_m) | $11.4 cm$ |

3) คำนวณความกว้างช่องอากาศ และจำนวนรอบของการพันขดลวด

$$l_g \geq \frac{\mu_0 L_M I_{M,\max}^2}{B_{\max}^2 A_c} \times 10^4 \quad (3.27)$$

$$= \frac{4\pi \times 10^{-7} \times (0.5 \times 10^{-3}) \times 3.94^2 \times 10^4}{0.25^2 \times 2.11} = 0.74 \text{ mm}$$

4) คำนวณจำนวนรอบการพัน

$$n_{pri} = \frac{L_m I_{M,\max}}{B_{\max} A_c} \times 10^4 \quad (3.28)$$

$$= \frac{0.5 \times 10^{-3} \times 3.94^2 \times 10^4}{0.25 \times 2.11} = 37.54 \approx 38 \text{ รอบ}$$

$$n_{sec1} = n_1 \times n_{pri} \quad (3.29)$$

$$= 0.083 \times 38 = 3.04 \approx 3 \text{ รอบ}$$

$$n_{sec2} = n_2 \times n_{pri} \quad (3.30)$$

$$= 0.2 \times 38 = 7.6 \approx 8 \text{ รอบ}$$

5) คำนวณเปอร์เซ็นต์ของพื้นที่ในการพันขดลวด และเลือกขนาดลวดทองแดง

$$\alpha_1 = \frac{I_{pri}}{I_{tot}} \quad (3.31)$$

$$= \frac{2.27}{7.25} = 0.313$$

$$\alpha_2 = \frac{n_{sec1} I_{sec1}}{n_{pri} I_{tot}} \quad (3.32)$$

$$= \frac{3 \times 33.36}{38 \times 7.25} = 0.484$$

$$\alpha_3 = 1 - \alpha_1 - \alpha_2 \quad (3.33)$$

$$= 1 - 0.313 - 0.484 = 0.203$$

6) เลือกขนาดลวดทองแดง

$$A_{W1} \leq \frac{\alpha_1 k_u W_A^2}{n_{pri}} \quad (3.34)$$

$$= \frac{0.313 \times 0.2 \times 2.71}{38} = 6.69 \times 10^{-3} \text{ cm}$$

เลือกลวดเบอร์ AWG19

$$A_{W2} \leq \frac{\alpha_2 k_u W_A}{n_{sec1}} \quad (3.35)$$

$$= \frac{0.484 \times 0.2 \times 2.71}{3} = 98.37 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

เลือกลวดเบอร์ AWG21 20 เส้นพันเกลียว เพื่อลดความหนาแน่นกระแสต่อพื้นที่หน้าตัดลวด (Skin effect)

$$A_{W3} \leq \frac{\alpha_3 k_u W_A}{n_{sec2}} \quad (3.36)$$

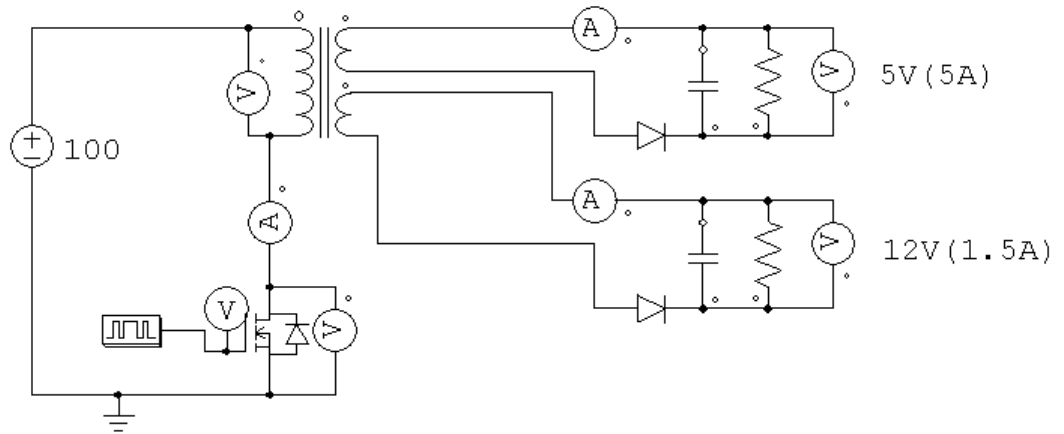
$$= \frac{0.32 \times 0.2 \times 2.71}{8} = 32.52 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

เลือกลวดเบอร์ AWG22 10 เส้นพันเกลียว เพื่อลดความหนาแน่นกระแสต่อพื้นที่หน้าตัดลวด (Skin effect)

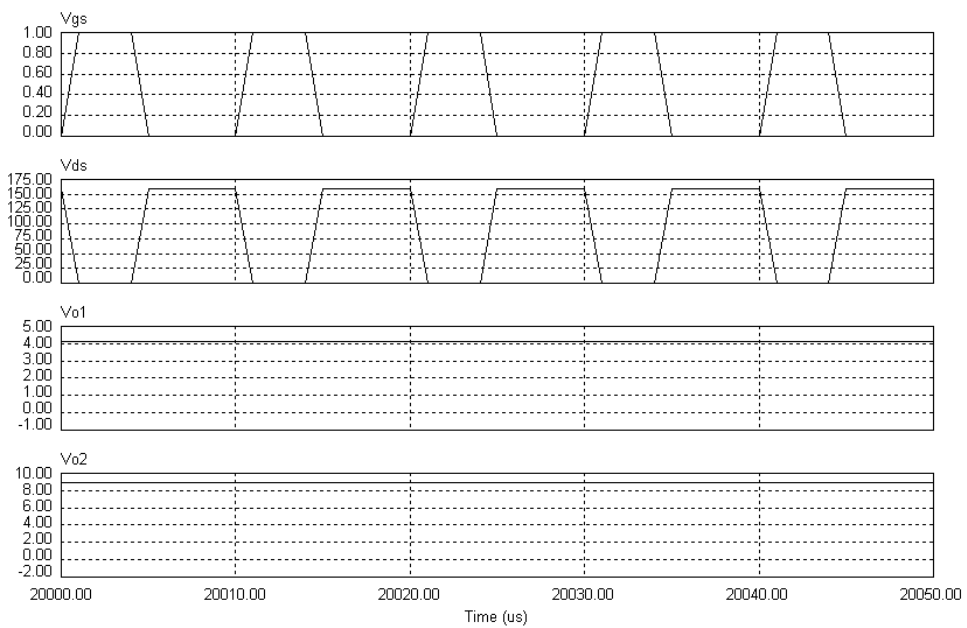
จากการออกแบบหม้อแปลงนำค่าที่ออกแบบได้มาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSIM ที่สภาวะโหลดต่างๆ ดังภาพประกอบ 3-7 ถึงภาพประกอบ 3-15



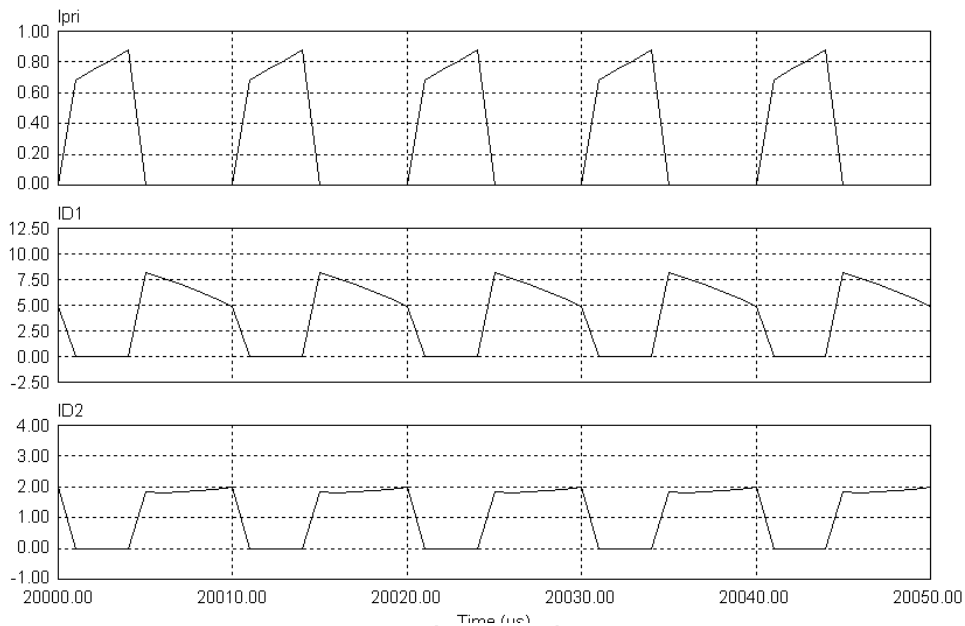
Flyback Converter



ภาพประกอบ 3-7 จำลองการทำงานของหม้อแปลงที่ $I_{o1}=5A$ และ $I_{o2}=1.5A$



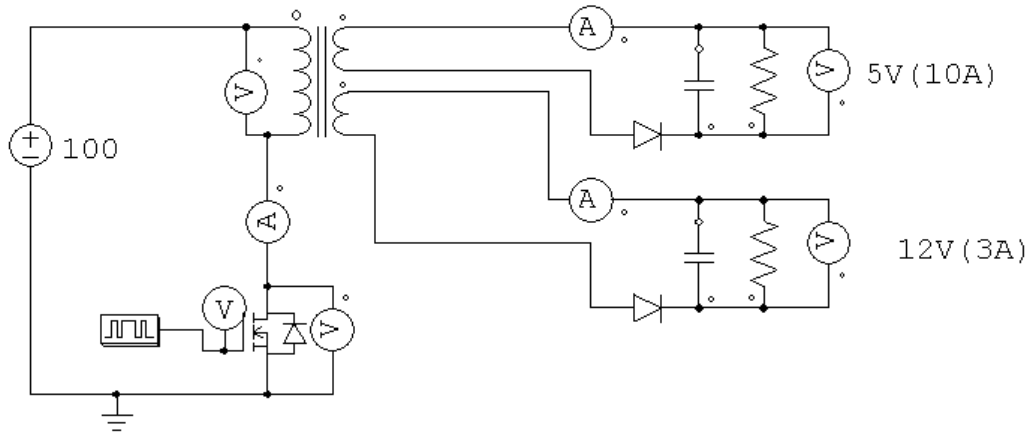
ภาพประกอบ 3-8 รูปคลื่นแรงดันที่ $I_{o1}=5A$ และ $I_{o2}=1.5A$



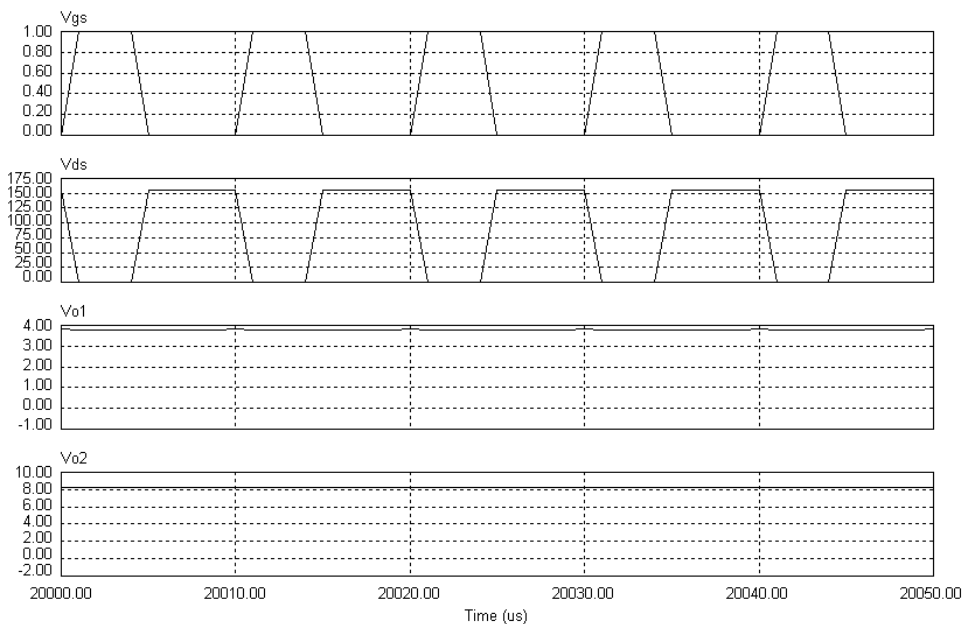
ภาพประกอบ 3-9 รูปคลื่นกระแสที่ $I_{o1}=5A$ และ $I_{o2}=1.5A$



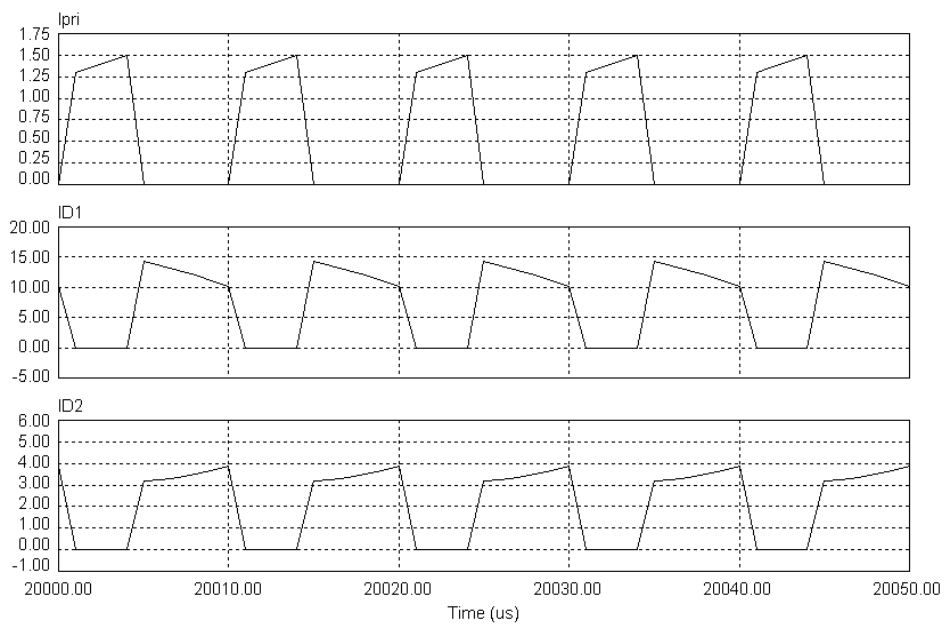
Flyback Converter



ภาพประกอบ 3-10 จำลองการทำงานของหม้อแปลงที่ $I_{o1}=10A$ และ $I_{o2}=3A$



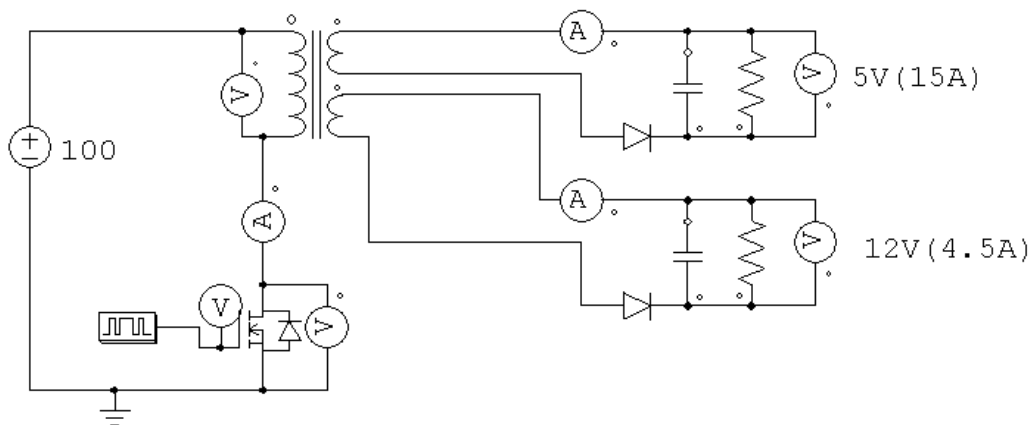
ภาพประกอบ 3-11 รูปคลื่นแรงดันที่ $I_{o1}=10A$ และ $I_{o2}=3A$



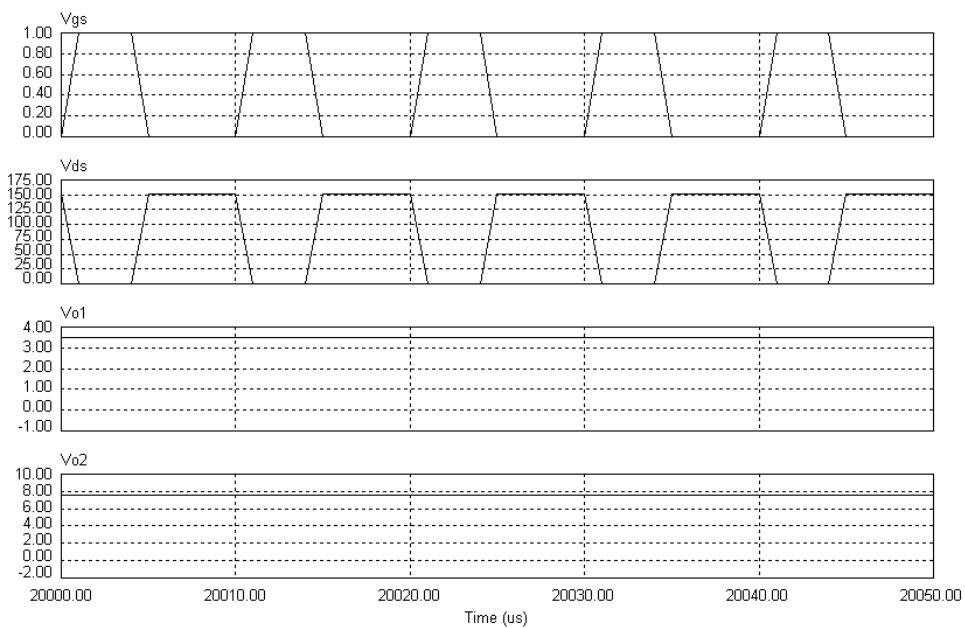
ภาพประกอบ 3-12 รูปคลื่นกระแสที่ $I_{o1}=10A$ และ $I_{o2}=3A$



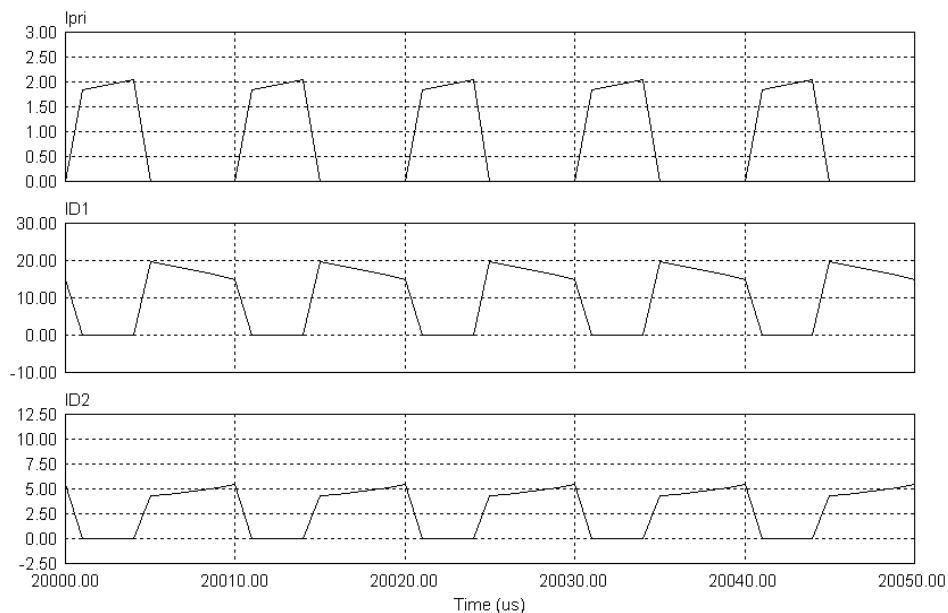
Flyback Converter



ภาพประกอบ 3-13 จำลองการทำงานของหม้อแปลงที่ $I_{o1}=15A$ และ $I_{o2}=4.5A$



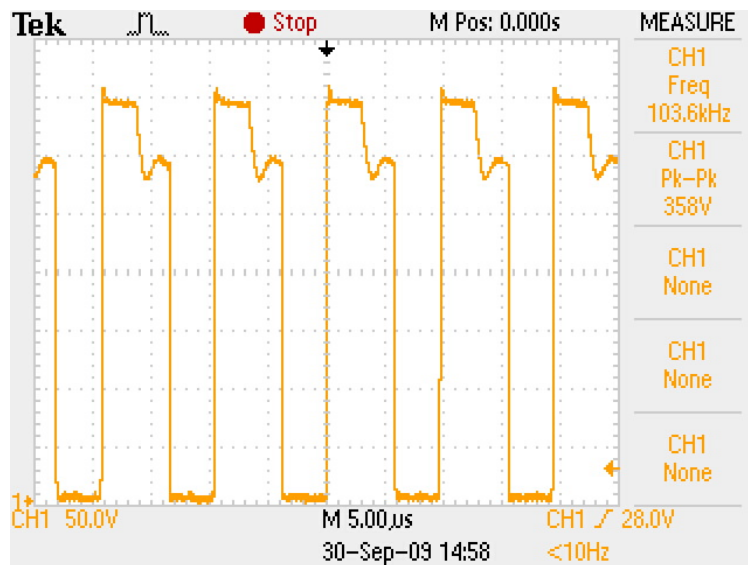
ภาพประกอบ 3-14 รูปคลื่นแรงดันที่ $I_{o1}=15A$ และ $I_{o2}=4.5A$



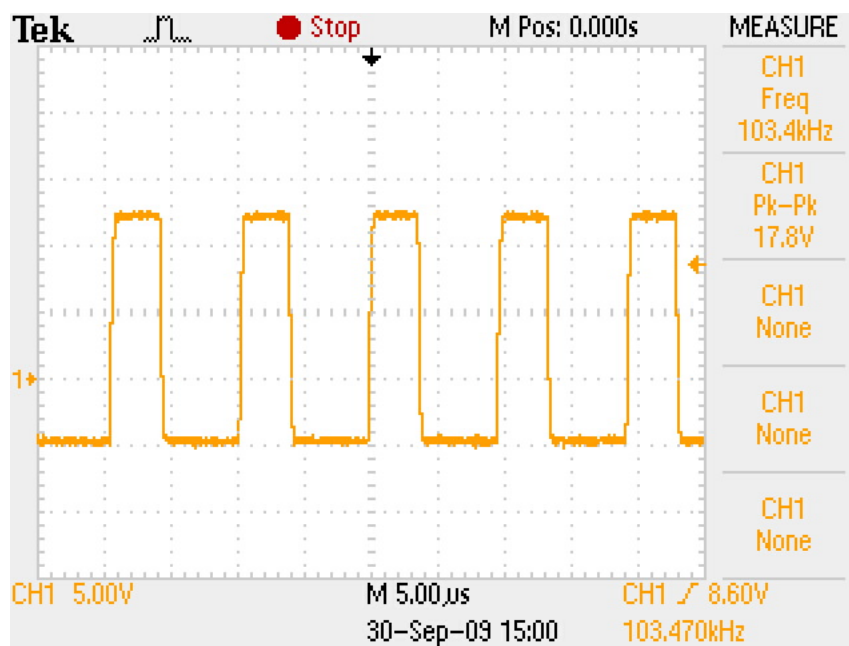
ภาพประกอบ 3-15 รูปคลื่นกระแสที่ $I_{o1}=15A$ และ $I_{o2}=4.5A$

3.2.4 ผลการวัดรูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรต้นแบบ

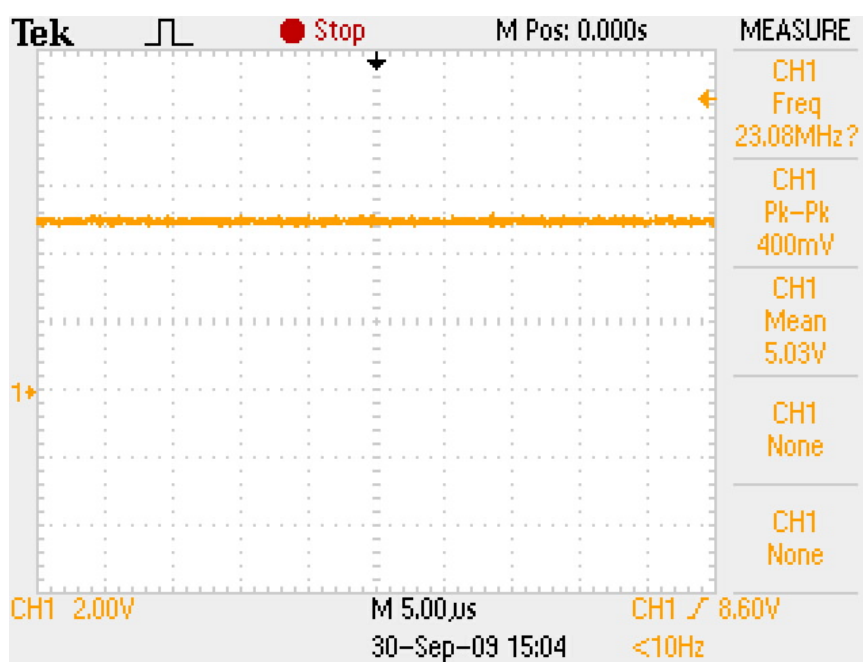
จากหัวข้อ 3.2.3 หลังจากการออกแบบและการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSIM นำค่าที่ออกแบบได้มาสร้างวงจรพลาซมแบบคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุตแล้วทำการวัดรูปคลื่นแรงดัน และกระแสเพื่อคู่มือการทำงานของวงจรดังภาพประกอบ 3-16 ถึง 3-28 สำหรับหม้อแปลงแบบ Stack และภาพประกอบ 3-29 ถึง 3-41 สำหรับหม้อแปลงแบบ Interleave โดยวัดรูปคลื่นสัญญาณขณะที่ไม่มีการป้อนกลับ



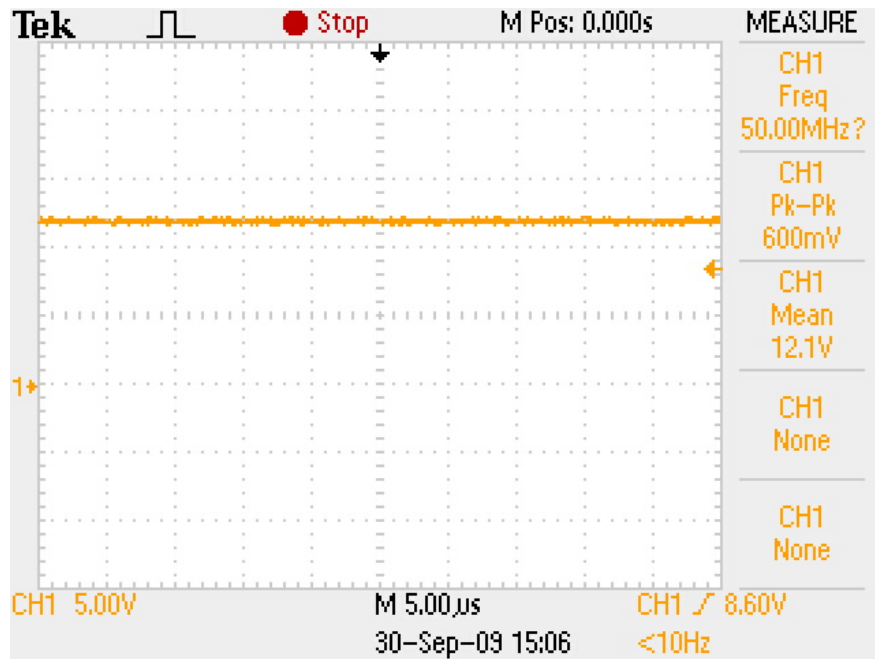
ภาพประกอบ 3-16 รูปคลื่นแรงดันเดรน-ซอส (V_{ds}) ของหม้อแปลงแบบ Stack



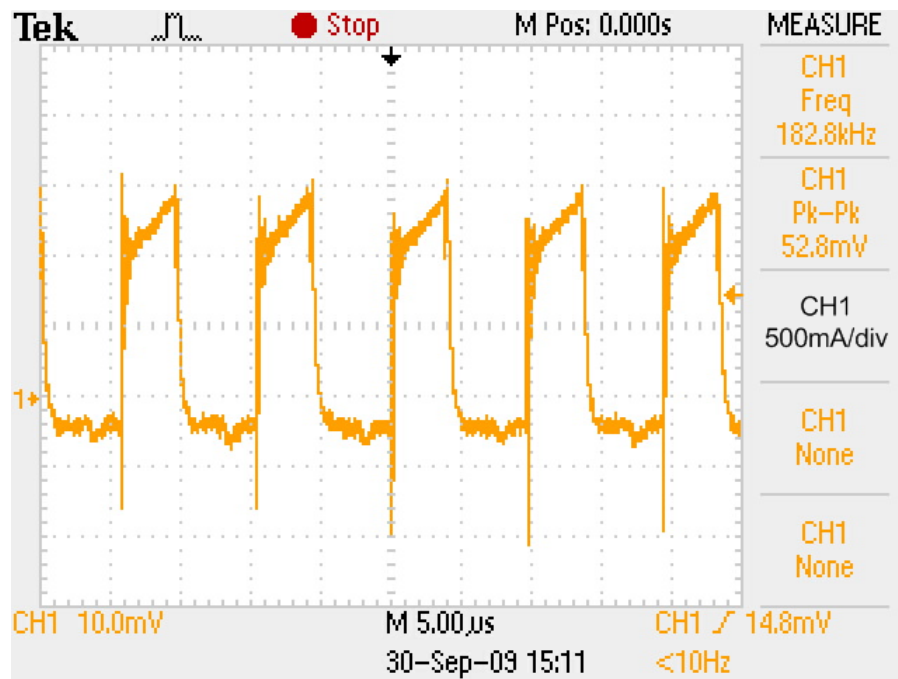
ภาพประกอบ 3-17 รูปคลื่นแรงดันเกต-ซอส (V_{gs}) ของหม้อแปลงแบบ Stack



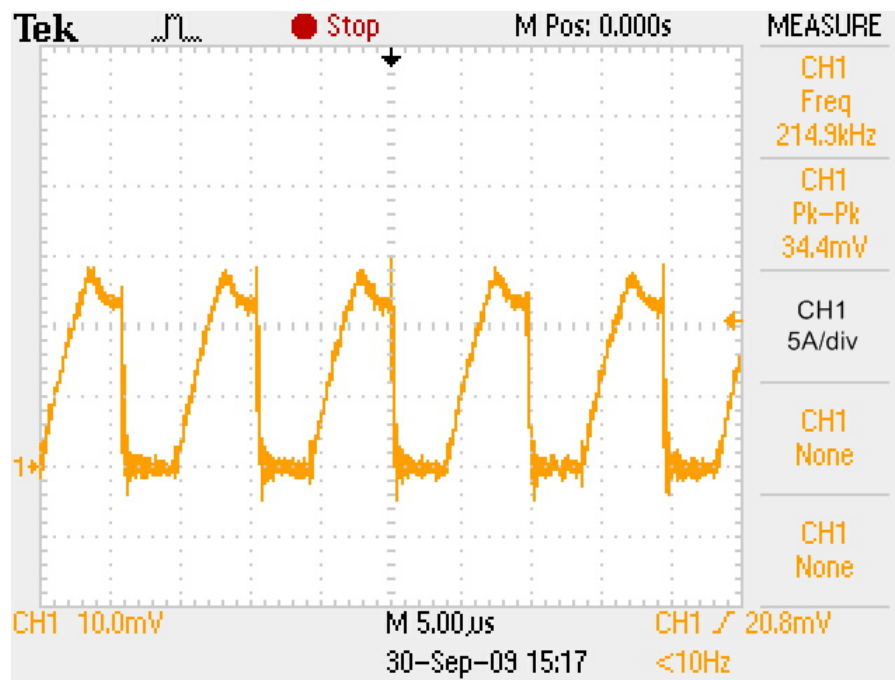
ภาพประกอบ 3-18 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต 5V (V_o) ของหม้อแปลงแบบ Stack



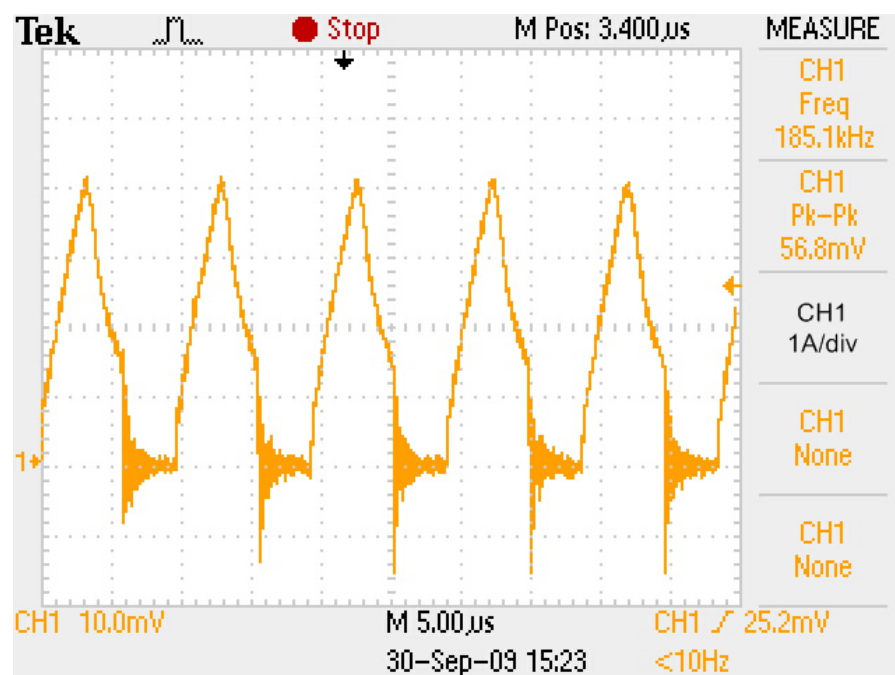
ภาพประกอบ 3-19 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต $12V (V_{o2})$ ของหม้อแปลงแบบ Stack



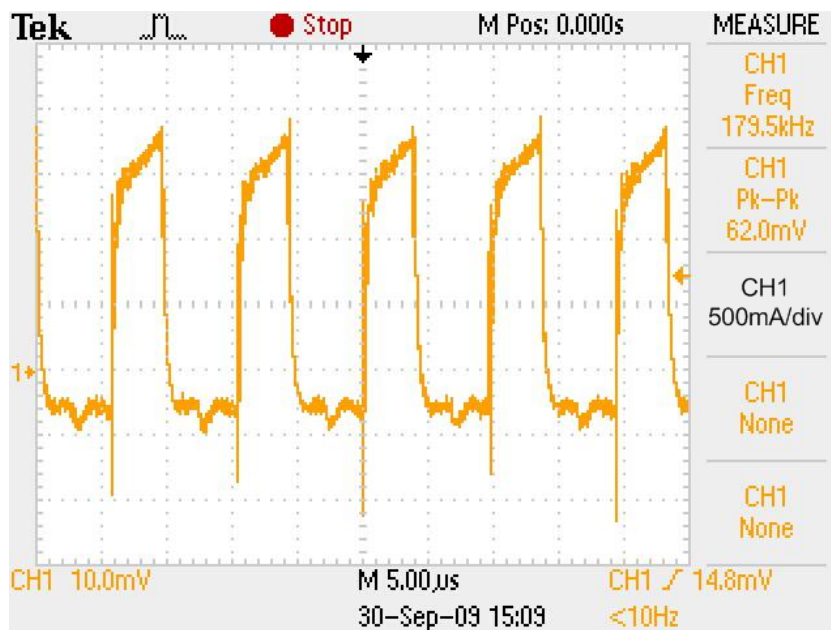
ภาพประกอบ 3-20 รูปคลื่นกระแสทางด้านปฐมภูมิเมื่อ $I_{o1}=5A, I_{o2}=1.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack



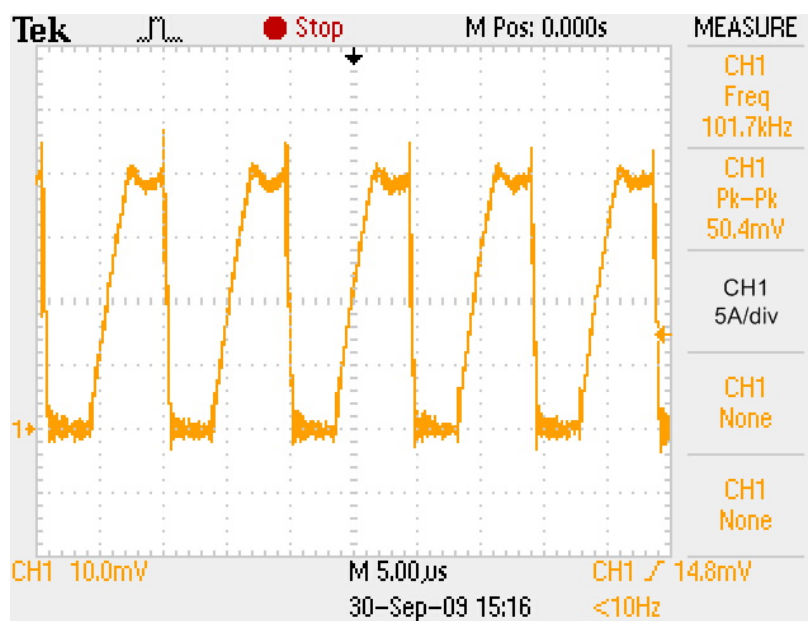
ภาพประกอบ 3-21 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 เมื่อ $I_{o1}=5A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack



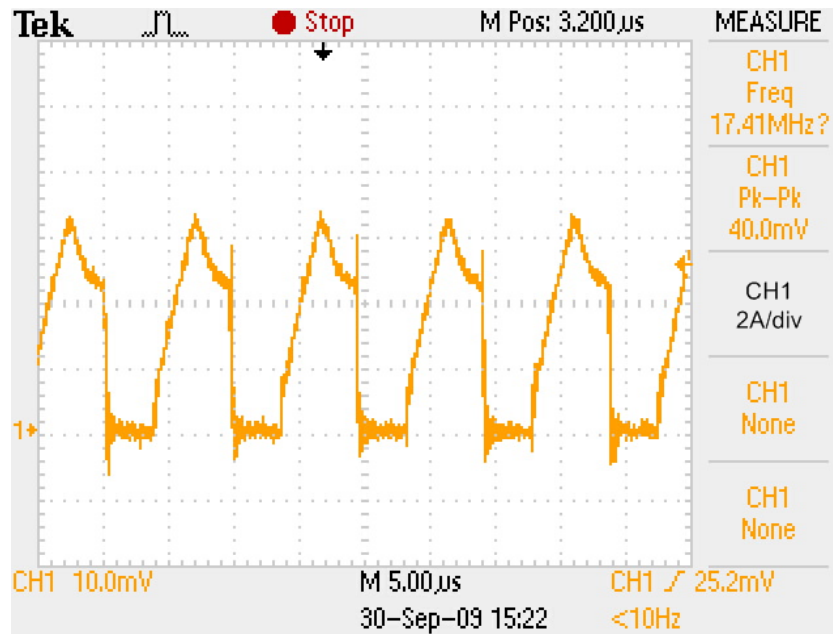
ภาพประกอบ 3-22 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_2 เมื่อ $I_{o2}=1.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack



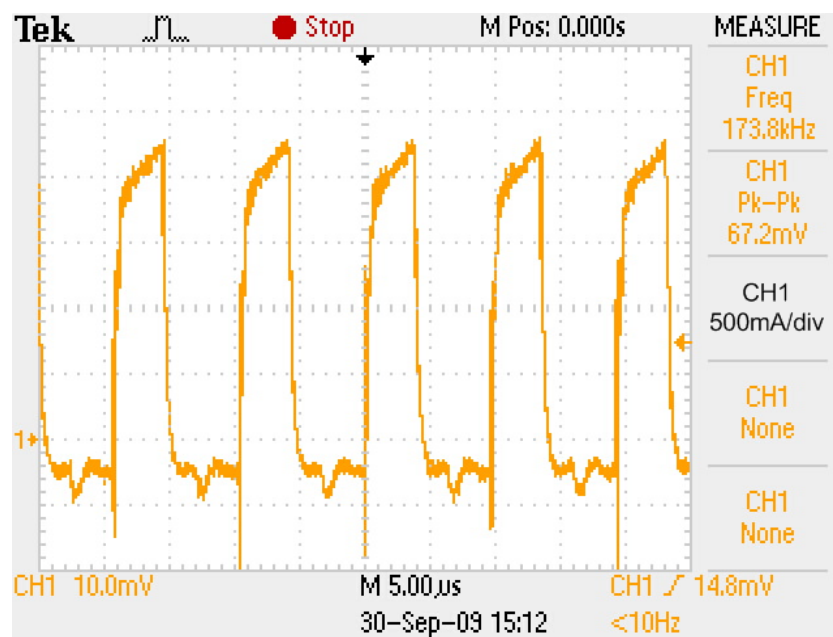
ภาพประกอบ 3-23 รูปคลื่นกระแสทางด้านปฐมภูมิเมื่อ $I_{o1}=10A$, $I_{o2}=3A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack



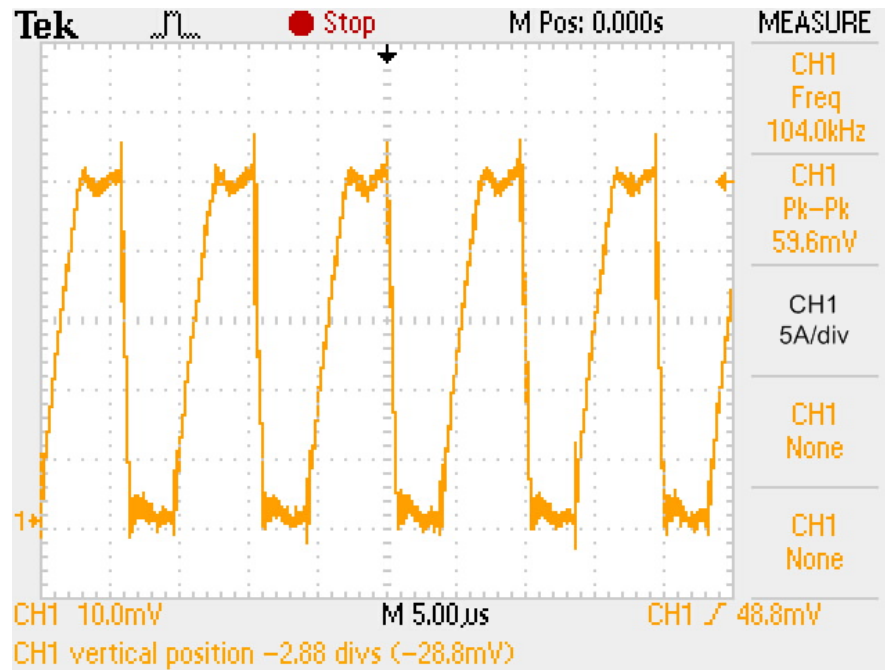
ภาพประกอบ 3-24 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 เมื่อ $I_{o1}=10A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack



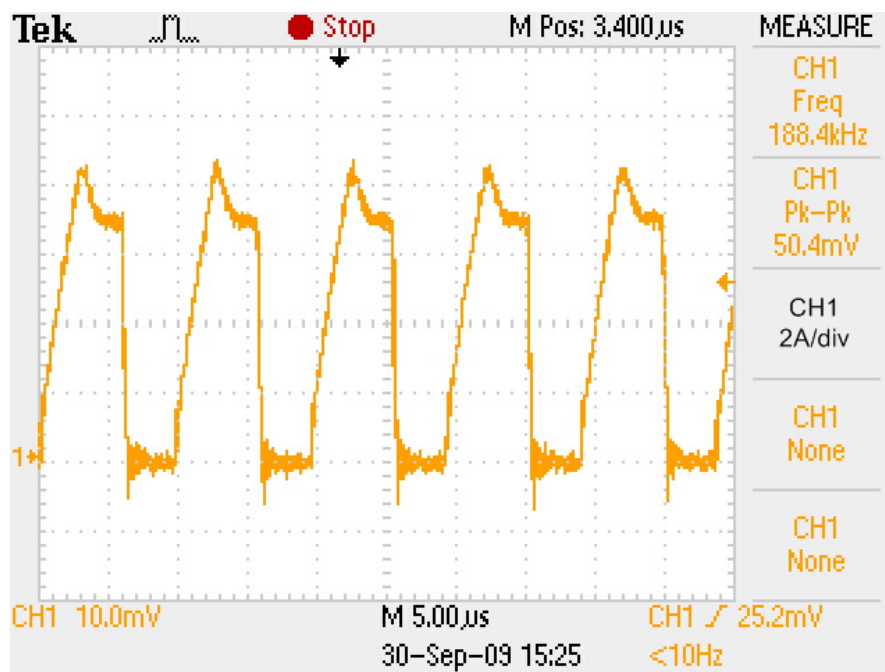
ภาพประกอบ 3-25 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_2 เมื่อ $I_{o2}=3A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack



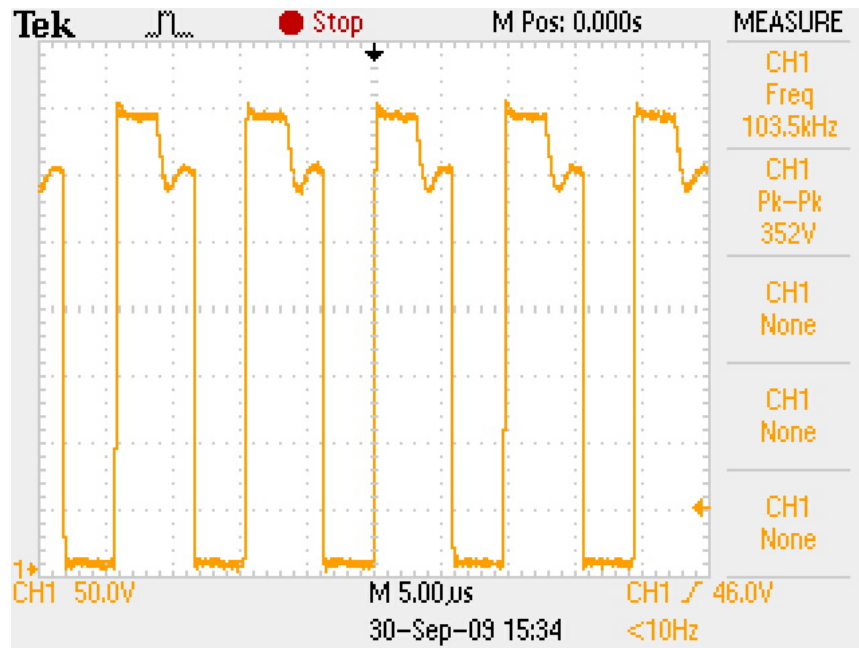
ภาพประกอบ 3-26 รูปคลื่นกระแสทางด้านปฐมภูมิเมื่อ $I_{o1}=15A$, $I_{o2}=4.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack



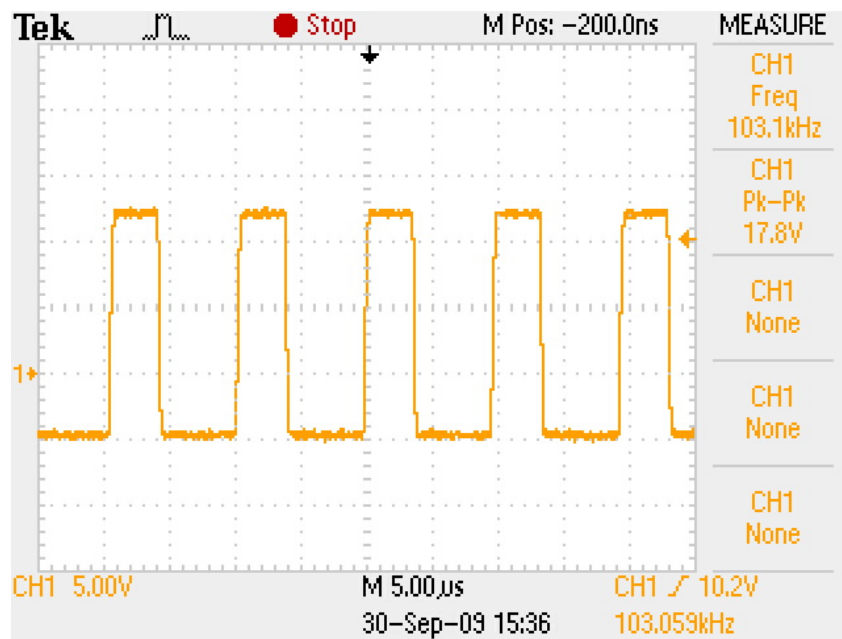
ภาพประกอบ 3-27 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 เมื่อ $I_{o1}=15A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack



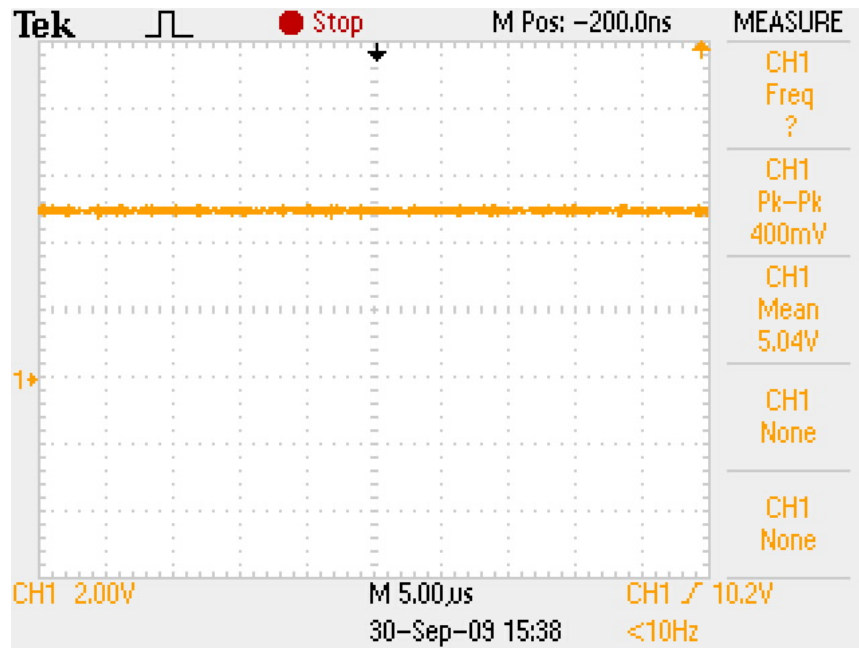
ภาพประกอบ 3-28 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_2 เมื่อ $I_{o2}=4.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Stack



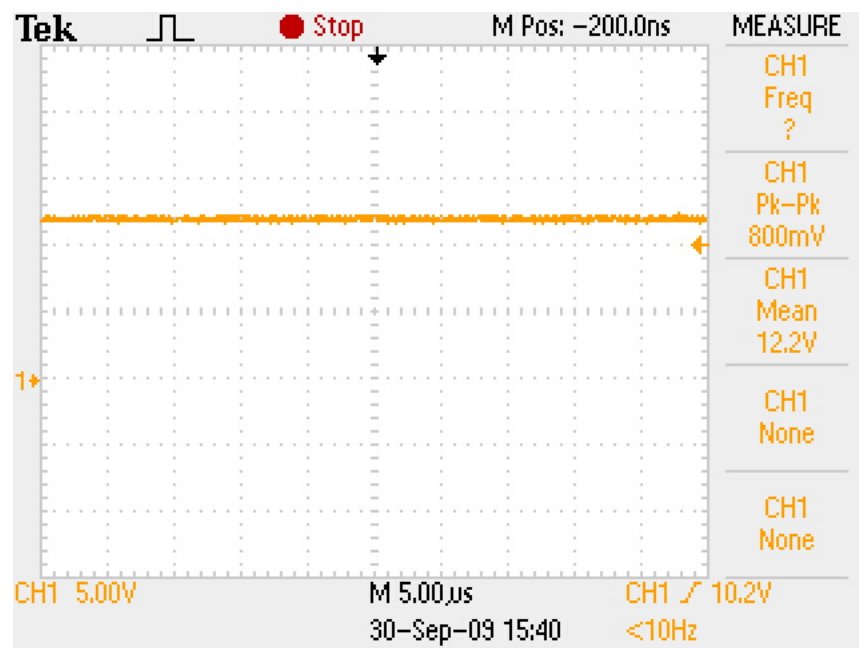
ภาพประกอบ 3-29 รูปคลื่นแรงดันแคดเรน-ซอส (V_{ds}) ของหม้อแปลงแบบ Interleave



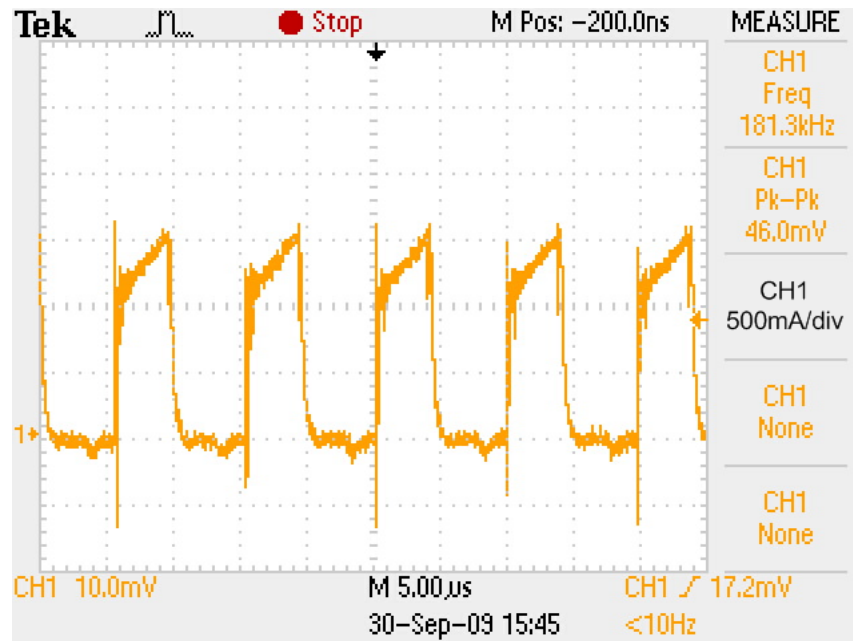
ภาพประกอบ 3-30 รูปคลื่นแรงดันเกต-ซอส (V_{gs}) ของหม้อแปลงแบบ Interleave



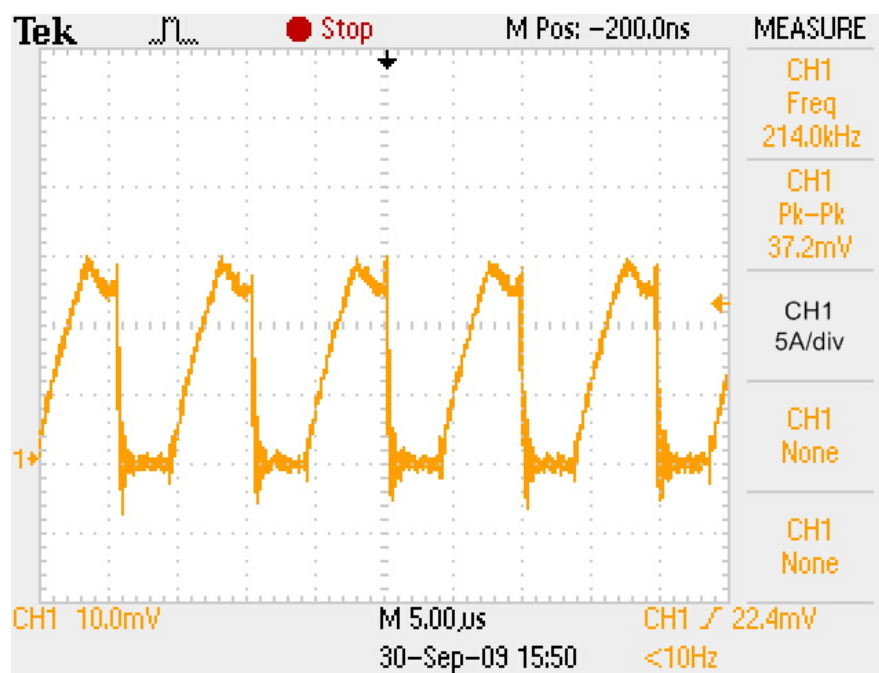
ภาพประกอบ 3-31 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต 5V (V_{o1}) ของหม้อแปลงแบบ Interleave



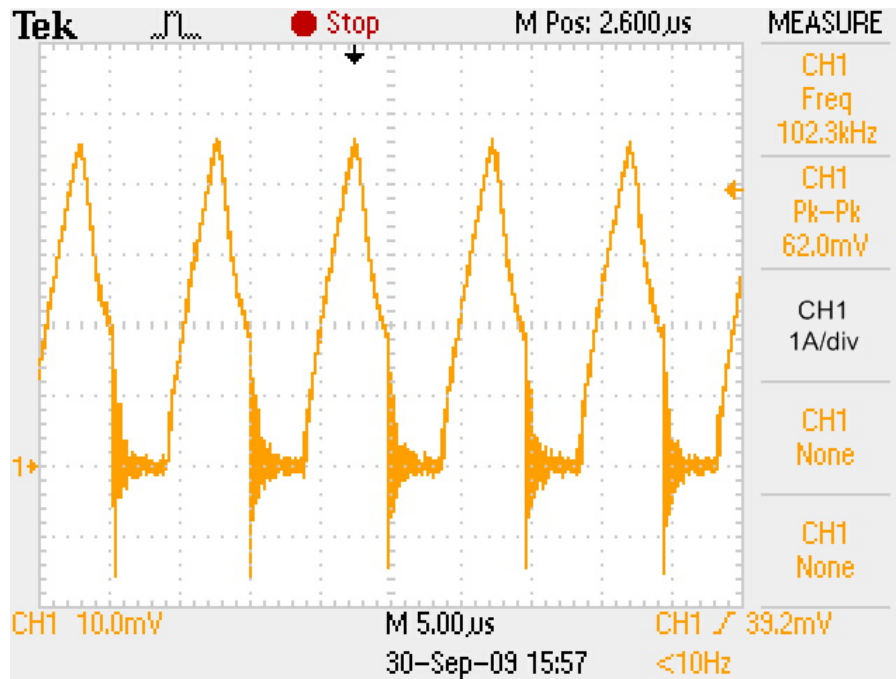
ภาพประกอบ 3-32 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต 12V (V_{o2}) ของหม้อแปลงแบบ Interleave



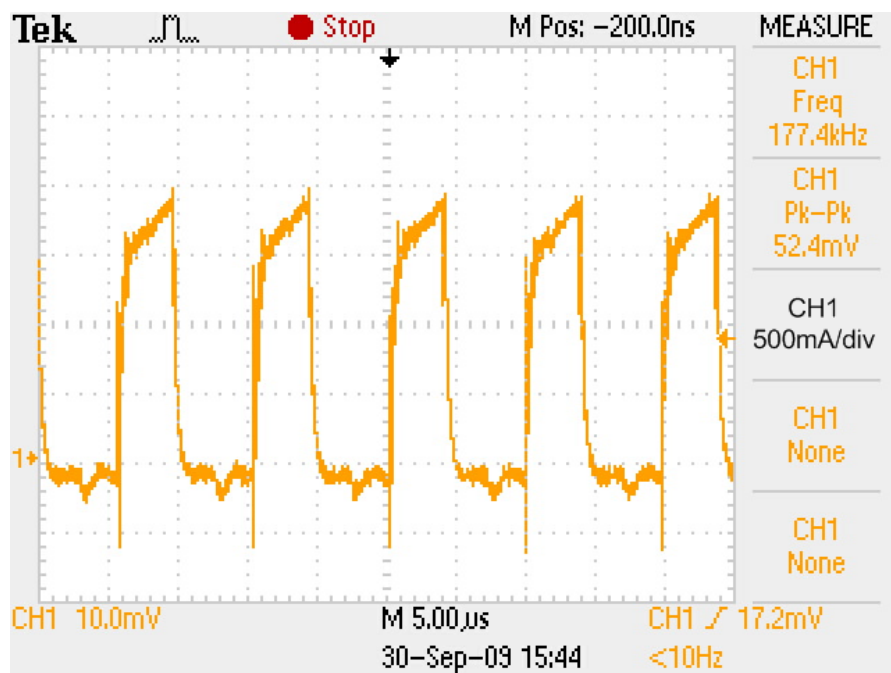
ภาพประกอบ 3-33 รูปคลื่นกระแสทางด้านปฐมภูมิเมื่อ $I_{o1}=5A$, $I_{o2}=1.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave



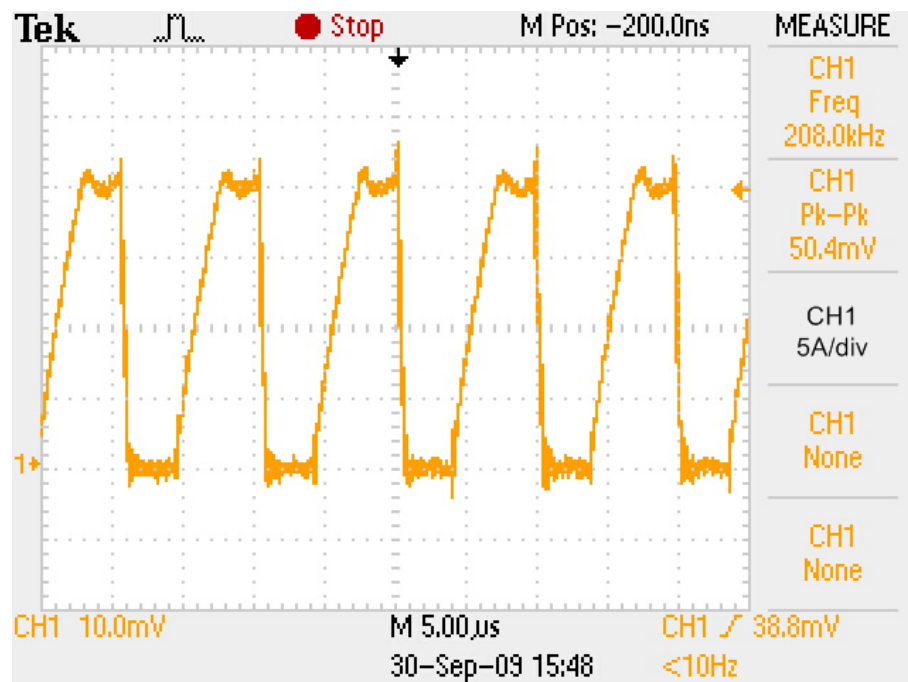
ภาพประกอบ 3-34 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 เมื่อ $I_{o1}=5A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave



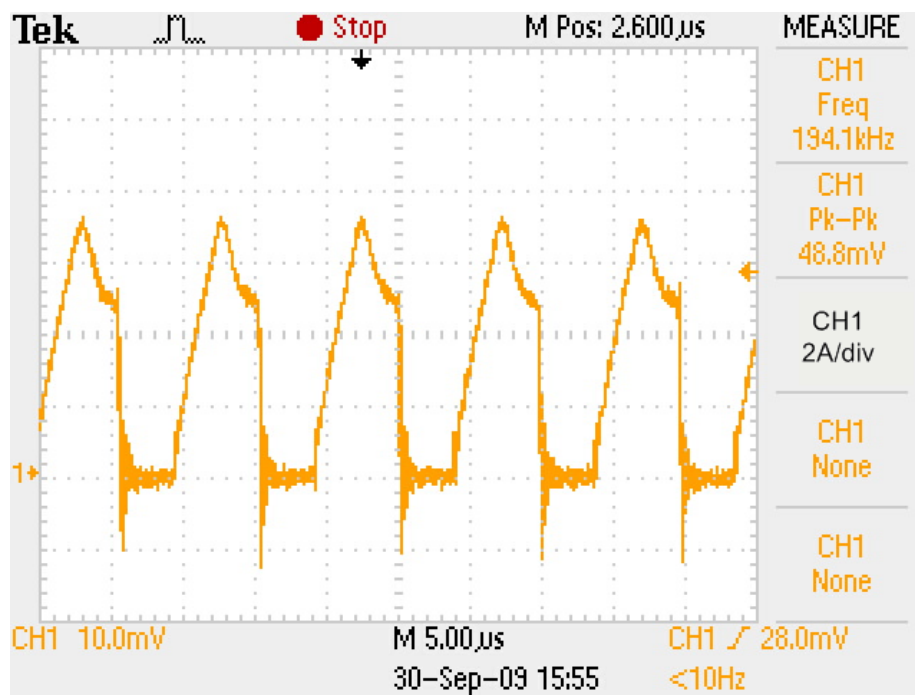
ภาพประกอบ 3-35 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_2 เมื่อ $I_{o2}=1.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave



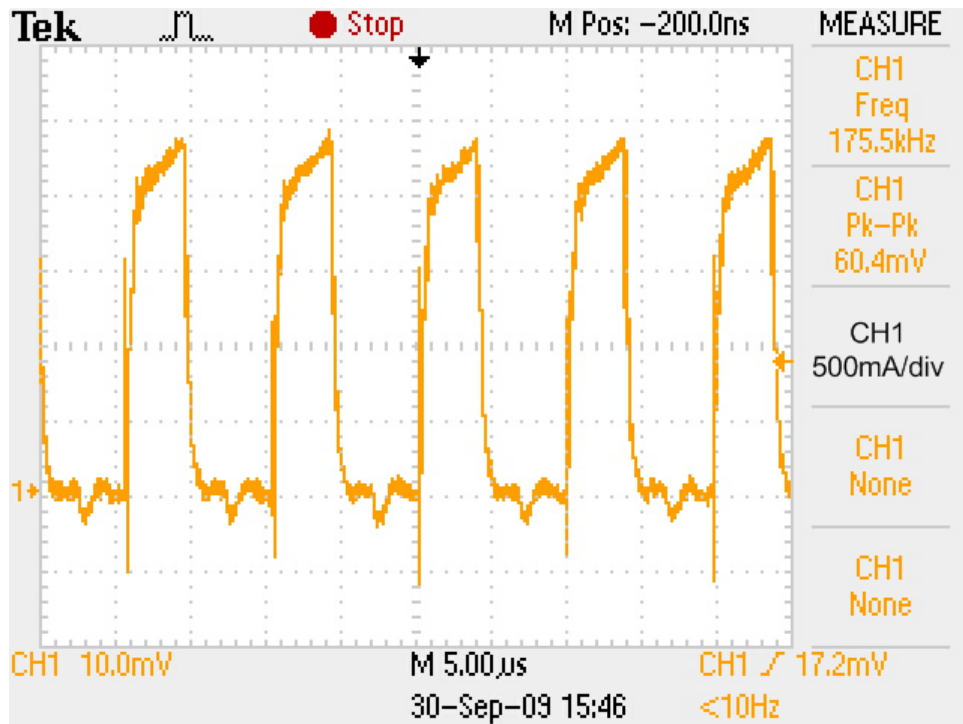
ภาพประกอบ 3-36 รูปคลื่นกระแสทางด้านปฐมภูมิเมื่อ $I_{o1}=10A, I_{o2}=3A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave



ภาพประกอบ 3-37 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 เมื่อ $I_{o1}=10A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave

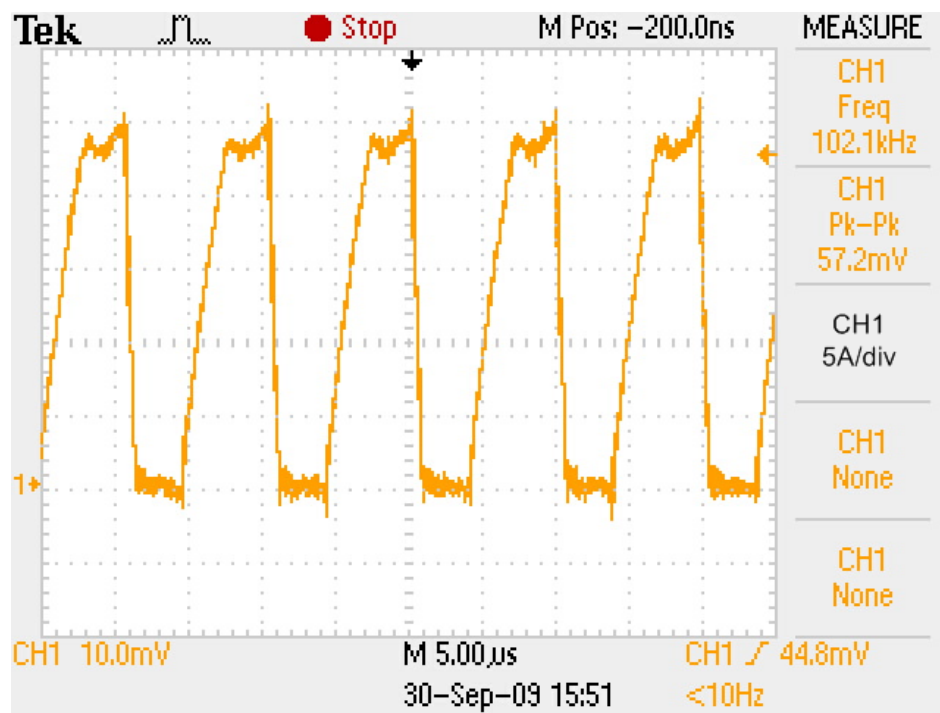


ภาพประกอบ 3-38 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_2 เมื่อ $I_{o2}=3A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave

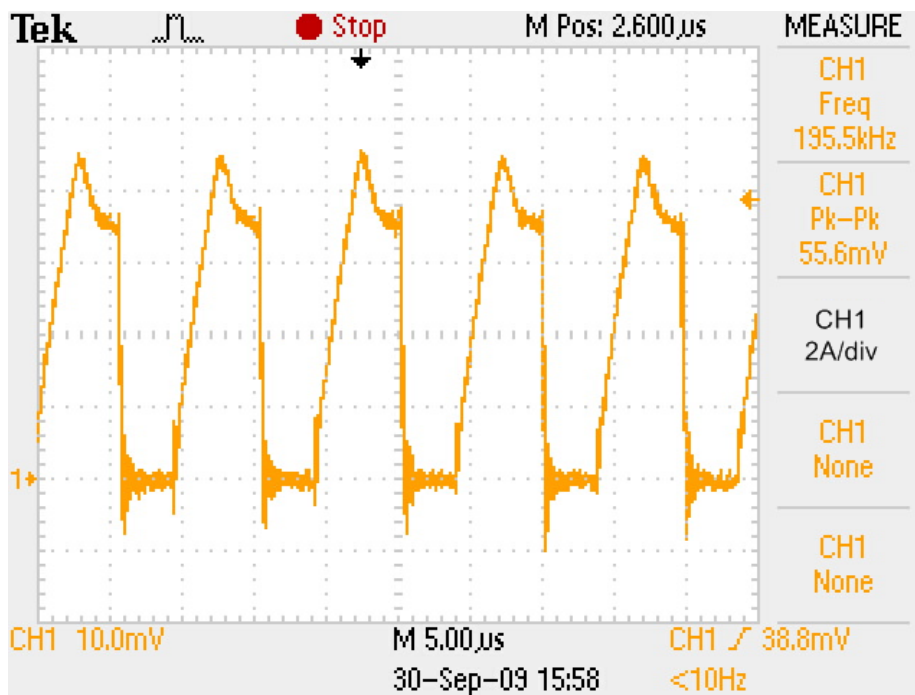


ภาพประกอบ 3-39 รูปคลื่นกระแสทางด้านปฐมภูมิเมื่อ $I_{o1}=15A$, $I_{o2}=4.5A$ ของหม้อแปลงแบบ

Interleave



ภาพประกอบ 3-40 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 เมื่อ $I_{o1}=15A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave

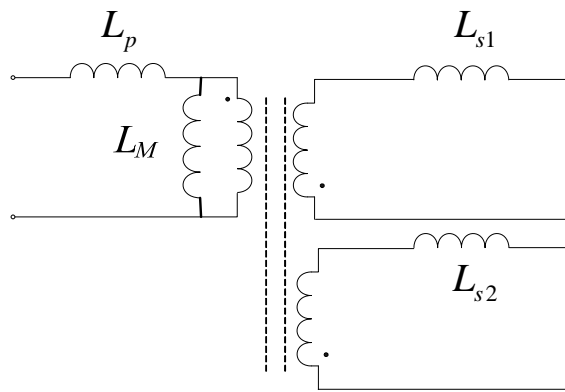


ภาพประกอบ 3-41 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_2 เมื่อ $I_{o2}=4.5A$ ของหม้อแปลงแบบ Interleave

จากรูปคลื่นกระแสทางด้านปฐมภูมิเมื่อกระแสโหลดมีค่า $I_{o1}=5A$ และ $I_{o2}=1.5A$ ดังภาพประกอบ 3-20 และ 3-33 พบว่ารูปคลื่นกระแสไม่มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นวงจรที่ออกแบบจึงทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous current mode, CCM) เพื่อใช้ในการสร้างแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก

3.3 การวัดค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุต

ตัวเหนี่ยวนำรั่วของหม้อแปลงจะส่งผลให้มีแรงดันพุ่งเกิน (Voltage overshoot) ส่งผลให้ต้องเพิ่มพิกัดของอุปกรณ์ และลดทอนการคงค่าแรงดันในแหล่งจ่ายไฟแบบหลายเอาต์พุต ค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วสามารถหาทำการวัดได้โดยป้อนแรงดันรูปซายน์แล้ววัดกระแสโดยที่แรงดันมีมุมเฟสหน้ากระแส 90° จากนั้นนำค่าที่วัดได้มาคำนวณด้วยสมการเพื่อแปลงค่าที่วัดได้ให้เป็นค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วตามที่ต้องการ ค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วที่คำนวณได้นี้จะถูกนำไปสร้างวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เพื่อคำนวณฟังก์ชันถ่ายโอน และคำนวณขอบเขตของค่าถ่วงน้ำหนักในบตถัดไป



ภาพประกอบ 3-42 แบบจำลองหม้อแปลงแบบ Reduced-order

การวัดค่าความเหนี่ยวนำทำได้ดังนี้

- 1) ป้อนแรงดันรูปไซน์ที่ขดลวดปฐมภูมิและวัดแรงดันทางด้านทุติยภูมิ จะได้อัตราส่วนระหว่างปฐมภูมิกับทุติยภูมิ

$$A = \frac{V_{s1}}{V_p} \quad (3.37)$$

$$B = \frac{V_{s2}}{V_p} \quad (3.38)$$

- 2) วัดค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิ ค่าที่ได้คือตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กถูกต้องอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำรั่วของขดลวดปฐมภูมิ

$$L_1 = L_p + L_M \quad (3.39)$$

- 3) วัดค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิโดยลัดวงจรเอาท์พุทย่อย ค่าที่ได้คือตัวเหนี่ยวนำรั่วทางด้านปฐมภูมิต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กและตัวเหนี่ยวนำรั่วของเอาท์พุทย่อยขนานกัน

$$L_2 = L_p + \frac{L_M \times \frac{L_{s2}}{B^2}}{L_M + \frac{L_{s2}}{B^2}} \quad (3.40)$$

4) วัดค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิโดยลัดวงจรเอาต์พุตหลัก ค่าที่ได้คือตัวเหนี่ยวนำรั่วทางด้านปฐมภูมิต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กและตัวเหนี่ยวนำรั่วของเอาต์พุตหลักขนานกัน

$$L_3 = L_p + \frac{L_M \times \frac{L_{s1}}{A^2}}{L_M + \frac{L_{s1}}{A^2}} \quad (3.41)$$

5) วัดค่าตัวเหนี่ยวนำของเอาต์พุตหลักโดยลัดวงจรเอาต์พุตย่อย และเปิดวงจรทางด้านปฐมภูมิ ค่าที่ได้คือตัวเหนี่ยวนำรั่วของเอาต์พุตหลักต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำรั่วของเอาต์พุตย่อย

$$L_4 = L_{s1} + A^2 \left[\frac{L_M \times \frac{L_{s2}}{B^2}}{L_M + \frac{L_{s2}}{B^2}} \right] \quad (3.42)$$

นำค่าตัวเหนี่ยวนำ L_1 ถึง L_4 ที่วัดได้มาแทนในสมการที่ (3.43) ถึง (3.46) เพื่อคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำรั่ว และตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก

$$L_p = L_1 - \sqrt{L_3 L_2 - L_3 L_1 - L_1 L_2 + L_1^2 + \frac{L_4 L_1 - L_4 L_3}{A^2}} \quad (3.43)$$

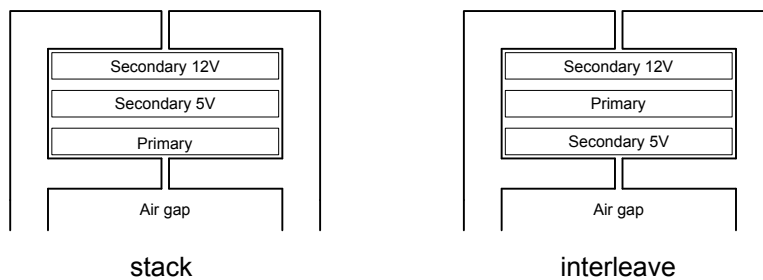
$$L_{s1} = \frac{A^2 (L_p - L_1)(L_3 - L_p)}{L_3 - L_1} \quad (3.44)$$

$$L_{s2} = \frac{B^2 (L_p - L_1)(L_2 - L_p)}{L_2 - L_1} \quad (3.45)$$

$$L_M = L_1 - L_p \quad (3.46)$$

3.4 ผลการวัดค่าตัวเหนี่ยวนำรั่ว

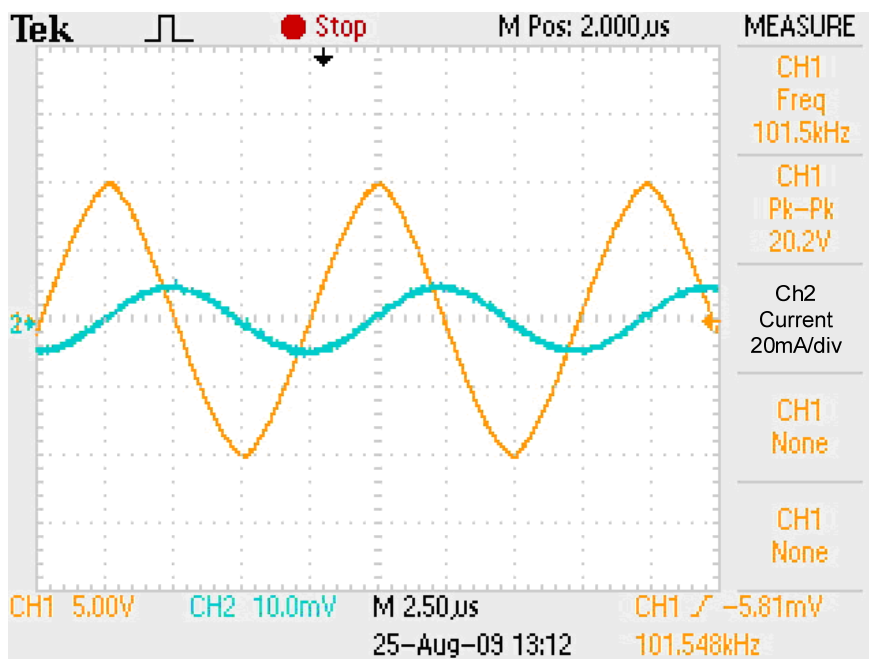
งานวิจัยนี้จะทำการสร้างหม้อแปลง 2 ตัวที่มีการพันต่างวิธีกันดังภาพประกอบ 3-17 เพื่อใช้ทดลองเปรียบเทียบในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุตต่อไป โดยหม้อแปลงตัวที่ 1 มีการพันแบบ Stack และหม้อแปลงตัวที่ 2 มีการพันแบบ Interleave



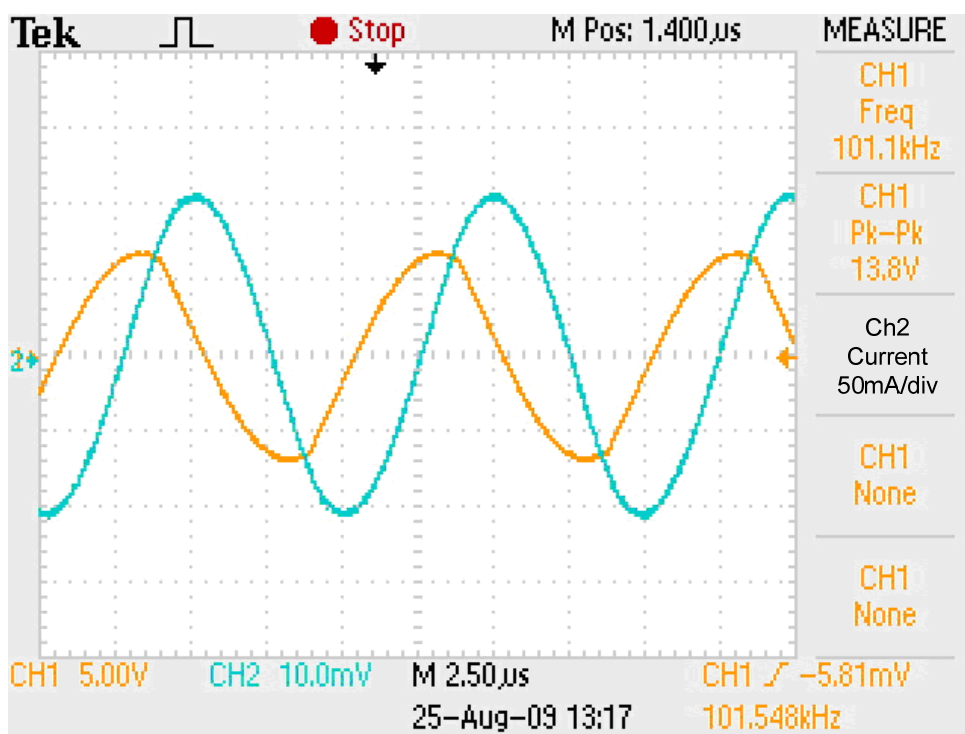
ภาพประกอบ 3-43 เปรียบเทียบตำแหน่งการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

3.4.1 ผลการวัดค่าความเหนี่ยวนำรั่วของหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack

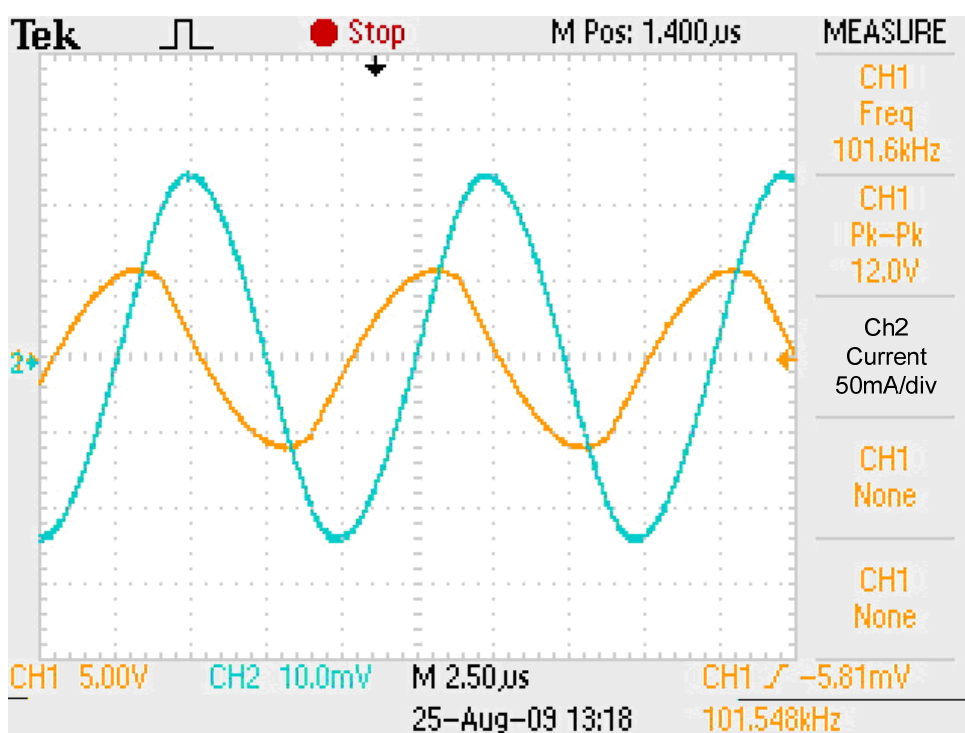
การวัดค่าความเหนี่ยวนำรั่วทำได้ด้วยการป้อนแรงดันรูปคลื่นไซน์ขนาด $20 V_{p-p}$ ความถี่ 100kHz และทำการวัดรูปคลื่นกระแส โดยที่มุมเฟสของแรงดันต้องนำหน้ามุมเฟสของกระแส 90° รูปคลื่นแรงดันและกระแสเป็นดังภาพประกอบ 3-18 ถึง 3-21



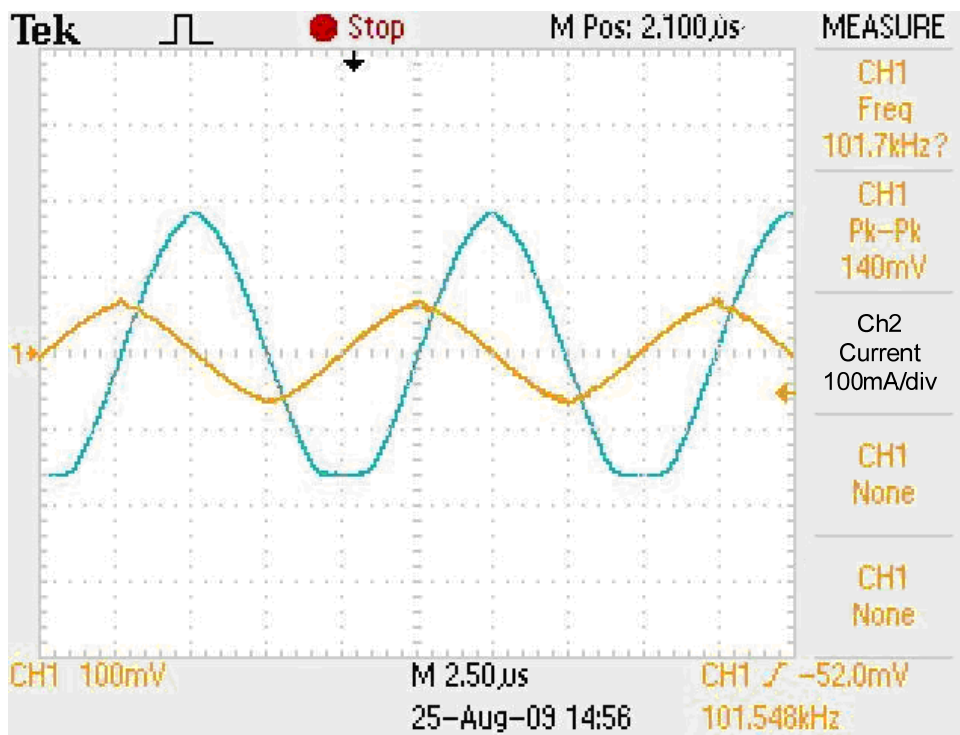
ภาพประกอบ 3-44 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_r ของหม้อแปลงแบบ Stack



ภาพประกอบ 3-45 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_2 ของหม้อแปลงแบบ Stack



ภาพประกอบ 3-46 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_2 ของหม้อแปลงแบบ Stack



ภาพประกอบ 3-47 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_4 ของหม้อแปลงแบบ Stack

ตาราง 3-3 ค่าอัตราส่วนรอบและค่าตัวเหนี่ยวนำที่ได้จากการวัดของหม้อแปลงแบบ Stack

| | |
|------|--------|
| A | 0.0713 |
| B | 0.1370 |
| $L1$ | 1.51mH |
| $L2$ | 114uH |
| $L3$ | 92.2uH |
| $L4$ | 0.18uH |

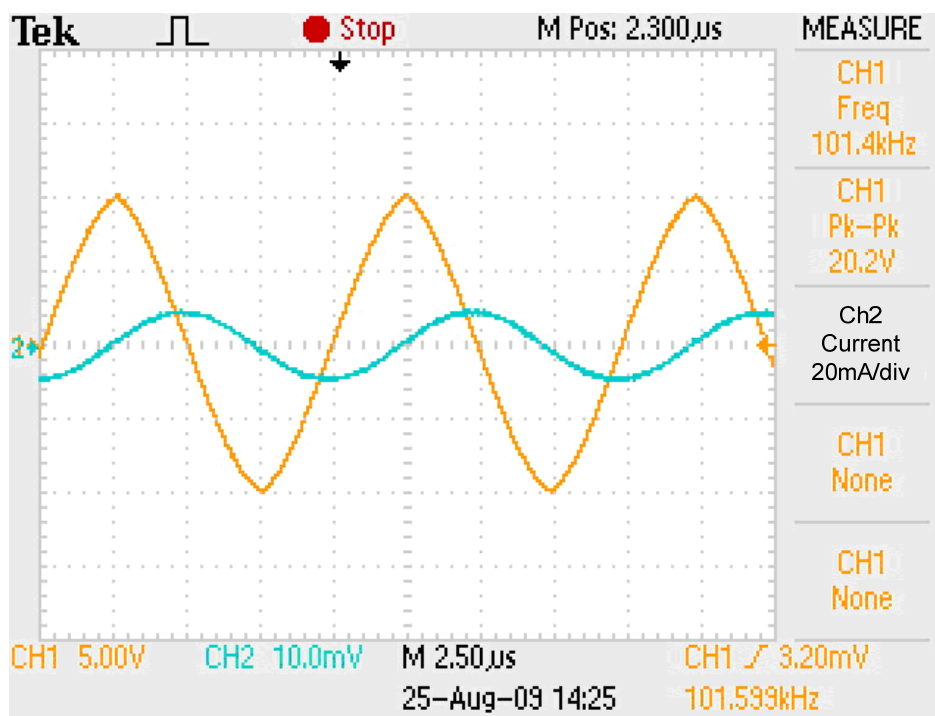
นำค่าพารามิเตอร์จากตาราง 3-3 แทนในสมการที่ (2.56) ถึง (2.59) จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำรั้ว และตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กดังตาราง 3-4

ตาราง 3-4 ค่าตัวเหนี่ยวนำรั้วของหม้อแปลงแบบ Stack

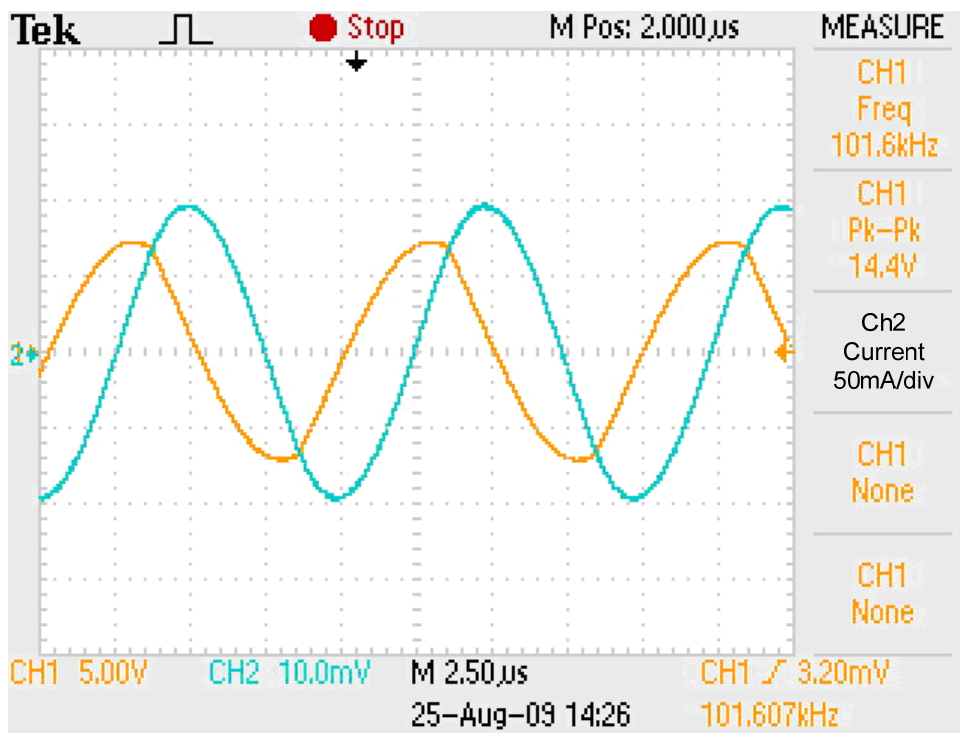
| | |
|----------|--------------|
| L_p | 87.1 μ H |
| L_{s1} | 28.59nH |
| L_{s2} | 0.67 μ H |
| L_m | 1.423mH |

3.4.2 ผลการวัดค่าความเหนี่ยวนำรั้วของหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Interleave

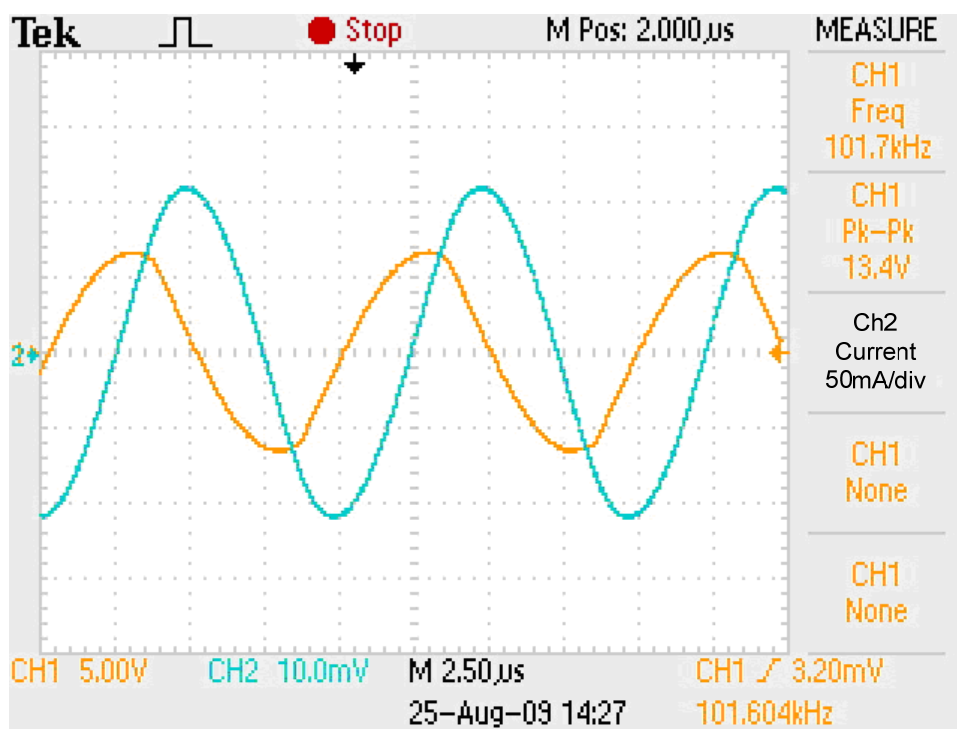
การวัดค่าความเหนี่ยวนำรั้วทำได้ด้วยการป้อนแรงดันรูปคลื่นไซน์ขนาด $20 V_{p-p}$ ความถี่ 100kHz และทำการวัดรูปคลื่นกระแส โดยที่มุมเฟสของแรงดันต้องนำหน้ามุมเฟสของกระแส 90° รูปคลื่นแรงดันและกระแสเป็นดังภาพประกอบ 3-22 ถึง 3-25 ค่าตัวเหนี่ยวนำที่วัดได้ดังแสดงในตาราง 3-4



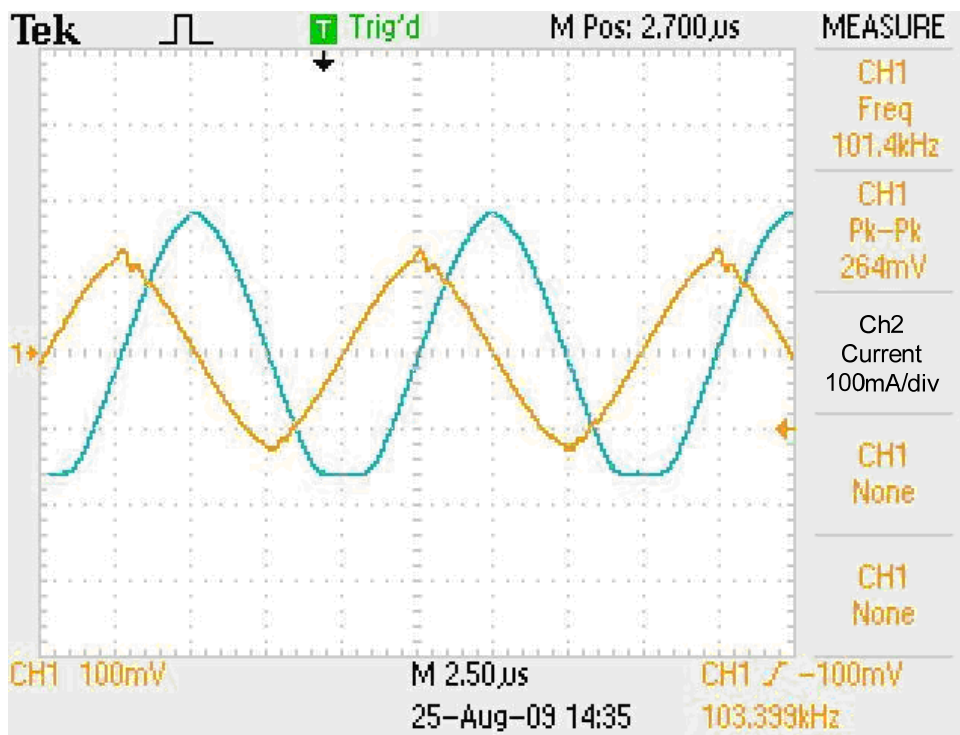
ภาพประกอบ 3-48 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_r ของหม้อแปลงแบบ Interleave



ภาพประกอบ 3-49 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_2
ของหม้อแปลงแบบ Interleave



ภาพประกอบ 3-50 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_3
ของหม้อแปลงแบบ Interleave



ภาพประกอบ 3-51 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากการวัดค่าความเหนี่ยวนำ L_4 ของหม้อแปลงแบบ Interleave

ตาราง 3-5 ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการวัดของหม้อแปลงแบบ Interleave

| | |
|-------|--------|
| A | 0.0693 |
| B | 0.1188 |
| L_1 | 1.48mH |
| L_2 | 104µH |
| L_3 | 77.1µH |
| L_4 | 0.16µH |

นำค่าพารามิเตอร์จากตาราง 3-5 แทนในสมการที่ (3.43) ถึง (3.46) จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำรั้ว และค่าตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กดังตาราง 3-6

ตาราง 3-6 ค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วของหม้อแปลงแบบ Interleave

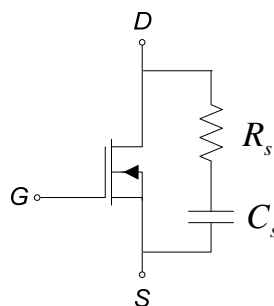
| | |
|----------|---------|
| L_p | 76.46uH |
| L_{s1} | 3.78nH |
| L_{s2} | 0.68uH |
| L_m | 1.404mH |

3.5 การออกแบบวงจรสับเบอร์

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่มีราคาถูก และประหยัดเนื้อที่สำหรับแหล่งจ่ายกำลังแบบหลายเอาต์พุต การทำงานของวงจรฟลายแบคจะเก็บสะสมพลังงานแล้วถ่ายโอนพลังงานไปยังเอาต์พุตผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งเป็นเหตุให้เกิดแรงดันชั่วขณะสูงระหว่างการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์จากช่วงนำกระแสเป็นหยุดนำกระแส แรงดันชั่วขณะนี้เป็นฟังก์ชันของตัวเหนี่ยวนำรั่วในหม้อแปลงซึ่งสามารถกำจัดได้โดยใช้วงจรสับเบอร์เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดความเสียหายกับสวิตช์ ซึ่งสามารถออกแบบได้ดังนี้

3.5.1 การออกแบบวงจร RC สับเบอร์

วงจร RC สับเบอร์ประกอบด้วยตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุซึ่งภาพประกอบ 3-26 มีหน้าที่ลดยอดแรงดัน และลดการแกว่งของแรงดันขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส โดยจะถูกต่อคร่อมขาเดรนและขาซอสของมอสเฟต การกำหนดค่าตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุเป็นดังสมการที่ (3.47) และ (3.48)



ภาพประกอบ 3-26 วงจร RC สับเบอร์

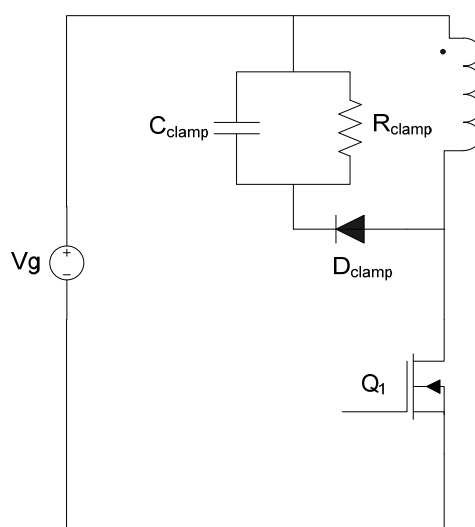
$$\begin{aligned}
 R_s &= \frac{V_{in}}{I_{pri}} \\
 &= \frac{200V}{1.7A} = 117\Omega
 \end{aligned}
 \tag{3.47}$$

$$C_s = 2C_{oss} \quad (3.48)$$

$$= 2 \times 870 \text{ pF} = 1.74 \text{ nF}$$

3.5.2 การออกแบบวงจร RCD Clamp สลับเบอร์

วงจร RCD Clamp สลับเบอร์ประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และไดโอด ดังภาพประกอบ 3-27 ทำหน้าที่ตัดยอดแรงดันในช่วงขณะขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส โดยจะถูกต่อคร่อมกับหม้อแปลง การกำหนดค่าตัวต้านทานและตัวเก็บประจุเป็นดังสมการที่ (3.49) และ (3.50)



ภาพประกอบ 3-53 วงจร RCD Clamp สลับเบอร์

$$R_{clamp} = \frac{2 \times V_{clamp} \times \left(V_{clamp} - \frac{V_{out}}{N} \right)}{L_p \times I_p^2 \times f} \quad (3.49)$$

$$= \frac{2 \times 200 \times \left(200 - \frac{5 \times 6}{87} \right)}{87.1 \times 10^{-6} \times 3.94^2 \times 100 \times 10^3} = 590.65 \Omega$$

$$C_{clamp} = \frac{V_{clamp}}{V_{ripple} \times R_{clamp} \times f} \quad (3.50)$$

$$= \frac{200}{590.65 \times 100 \times 10^3} = 3.39 \mu\text{F}$$

บทที่ 4

ผลการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนัก

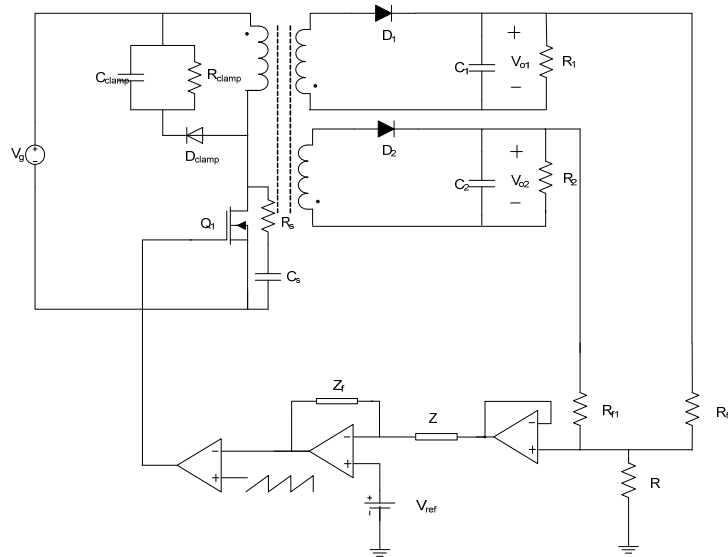
การป้อนกลับเพื่อคงค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรต้นแบบด้วยแรงดันถ่วงน้ำหนัก ดังภาพประกอบ 4-1 เป็นการเฉลี่ยค่าความผิดพลาดไปยังทุกเอาต์พุตโดยจะมีทำการป้อนกลับของ เอาต์พุตทุกตัวผ่านค่าถ่วงน้ำหนักเพื่อไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงแล้วป้อนให้กับวงจรมอดูเลต ความกว้างพัลส์ เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์ ในบทนี้จะศึกษาการปรับปรุงพื้นที่ปิดของค่าถ่วง น้ำหนัก ซึ่งชุดของค่าถ่วงน้ำหนักเลือกได้จากการคำนวณหาพื้นที่ปิดของอสมการแรงดันเอาต์พุตที่ กำหนด สมการขอบเขตของค่าถ่วงน้ำหนักที่เป็นฟังก์ชันของพารามิเตอร์ของหม้อแปลงที่มีวิธีการ พันหม้อแปลงต่างกัน โดยค่าพารามิเตอร์ที่วัดของหม้อแปลงทั้งสองแบบได้แสดงในตาราง 4-1

ตาราง 4-1 เปรียบเทียบค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วของหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack และแบบ Interleave

| | Stack | Interleave |
|----------|--------------|---------------|
| L_p | 87.1 μ H | 76.46 μ H |
| L_{s1} | 28.59nH | 3.78nH |
| L_{s2} | 0.67 μ H | 0.68 μ H |
| L_m | 1.423mH | 1.404mH |

4.1 ขั้นตอนการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนัก

วงจรป้อนกลับแบบถ่วงน้ำหนักเป็นวงจรออปแอมป์ดังภาพประกอบ 4-1 ซึ่งค่า ถ่วงน้ำหนักเป็นฟังก์ชันของตัวต้านทานซึ่งหาความสัมพันธ์ได้ดังนี้



ภาพประกอบ 4-1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุตที่มีการควบคุมด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก

การหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าถ่วงน้ำหนักกับตัวต้านทานจำนวนได้ด้วยวิธี KCL ที่ขาบวกของออปแอมป์ ที่มีการป้อนกลับ จะได้

$$\frac{V_{o1} - V_f}{R_{f1}} + \frac{V_{o2} - V_f}{R_{f2}} - \frac{V_f}{R} = 0 \quad (4.1)$$

$$\frac{V_{o1}}{R_{f1}} + \frac{V_{o2}}{R_{f2}} - \left(\frac{1}{R_{f1}} + \frac{1}{R_{f2}} + \frac{1}{R} \right) V_f = 0 \quad (4.2)$$

$$\frac{V_{o1}}{R_{f1}} + \frac{V_{o2}}{R_{f2}} = \left(\frac{RR_{f1} + RR_{f2} + R_{f1}R_{f2}}{R_{f1}R_{f2}R} \right) V_f \quad (4.3)$$

$$V_f = \left(\frac{R_{f2}R}{RR_{f1} + RR_{f2} + R_{f1}R_{f2}} \right) V_{o1} + \left(\frac{R_{f1}R}{RR_{f1} + RR_{f2} + R_{f1}R_{f2}} \right) V_{o2} \quad (4.4)$$

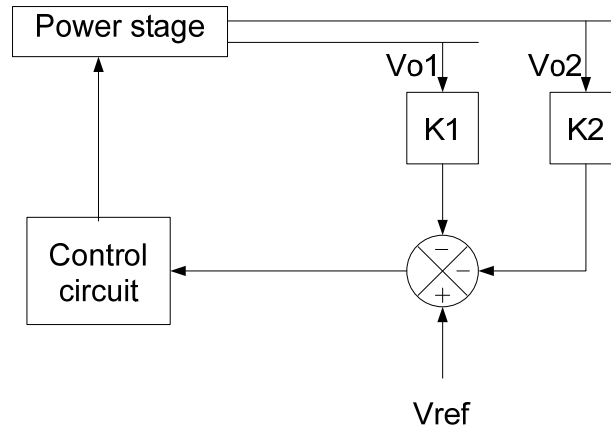
$$V_f = K_1 V_{o1} + K_2 V_{o2} \quad (4.5)$$

จากสมการที่ (4.4) และ (4.5) เทียบสัมประสิทธิ์ และจัดรูปสมการใหม่ได้ดังสมการ (4.6) และ (4.7) ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างค่าถ่วงน้ำหนัก (K) กับตัวต้านทานป้อนกลับ

$$R_{f1} = \frac{(1 - (K_1 + K_2)) R}{K_1} \quad (4.6)$$

$$R_{f2} = \frac{(1 - (K_1 + K_2)) R}{K_2} \quad (4.7)$$

จากนั้นจะทำการหาขอบเขตของค่าถ่วงน้ำหนักโดยสมมติให้ไม่มีความผิดพลาดเกิดขึ้นกับแรงดันเอาต์พุต ทำให้ผลรวมของแรงดันเอาต์พุตที่มีการป้อนกลับผ่านค่าถ่วงน้ำหนักมีค่าเท่ากับแรงดันอ้างอิง จะได้ดังสมการที่ (4.8)



ภาพประกอบ 4-2 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมค่าถ่วงน้ำหนัก

$$V_{ref} = K_1 V_{o1} + K_2 V_{o2} \quad (4.8)$$

แทนอัตราส่วนการแปรผัน(Conversation ratio) ลงในสมการ (4.8) แล้วจัดรูปจะได้

$$V_{o1} = n_1 \left(\frac{V_{ref}}{K_1 n_1 + K_2 n_2} \right) \quad (4.9)$$

$$V_{o2} = n_2 \left(\frac{V_{ref}}{K_1 n_1 + K_2 n_2} \right) \quad (4.10)$$

สมการที่ (4.9) และ (4.10) มีความสัมพันธ์กับกระแสเอาต์พุตที่ 1 และกระแสเอาต์พุตที่ 2 ถ้าค่าแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจะส่งผลให้ค่า K_1 และ K_2 เปลี่ยนแปลงด้วย จึงสามารถเขียนฟังก์ชันได้เป็น

$$V_{o1}^{\min} = f_1(I_{o1}^{\max}, I_{o2}^{\min}, K_1, K_2) \quad (4.11)$$

$$V_{o1}^{\max} = f_1(I_{o1}^{\min}, I_{o2}^{\max}, K_1, K_2) \quad (4.12)$$

$$V_{o2}^{\min} = f_2(I_{o1}^{\min}, I_{o2}^{\max}, K_1, K_2) \quad (4.13)$$

$$V_{o2}^{\max} = f_2(I_{o1}^{\max}, I_{o2}^{\min}, K_1, K_2) \quad (4.14)$$

แทนเงื่อนไขทั้ง 4 ลงในสมการที่ (4.9) และ (4.10) จะได้สมการที่ (4.11) ถึง (4.14) และสามารถวาดกราฟได้ดังภาพประกอบ 4-3 และค่าถ่วงน้ำหนักสามารถเลือกได้ทุกจุดในพื้นที่แรงเงา

$$n_1 V_{ref} - n_1 K_1 V_{o1min} + n_1 K_2 V_{d2min} - n_2 K_2 V_{d1max} - n_2 K_2 V_{o1min} \geq 0 \quad (4.11)$$

$$n_1 V_{ref} - n_1 K_1 V_{o1max} + n_1 K_2 V_{d2max} - n_2 K_2 V_{d1min} - n_2 K_2 V_{o1max} \leq 0 \quad (4.12)$$

$$n_2 V_{ref} - n_1 K_1 V_{o2min} + n_2 K_1 V_{d1min} - n_1 K_1 V_{d2max} - n_2 K_2 V_{o2min} \geq 0 \quad (4.13)$$

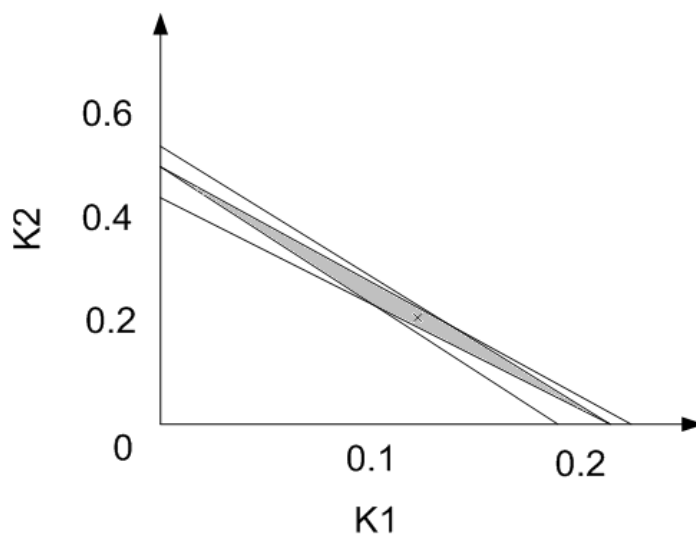
$$n_2 V_{ref} - n_1 K_1 V_{o2min} + n_2 K_1 V_{d1min} - n_1 K_1 V_{d2max} - n_2 K_2 V_{o2max} \leq 0 \quad (4.14)$$

กำหนดให้ $V_d = V_f + I\sqrt{(\omega L_l)^2 + R_s^2}$

เมื่อ V_d คือ แรงดันคร่อมไดโอด

L_{li} คือ ความเหนี่ยวนำรั่วทางด้านทุติยภูมิ

R_s คือ ความต้านทานขดลวดทางด้านทุติยภูมิ



ภาพประกอบ 4-3 ขอบเขตพื้นที่ปิดของค่าถ่วงน้ำหนัก

จากสมการที่ (4.11) ถึง (4.14) พบว่าตัวแปรในสมการมีค่าขึ้นกับค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วทางด้านทุติยภูมิ จึงนำไปสู่สมมติฐานว่าหากมีการลดค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วในหม้อแปลงได้ก็จะสามารถปรับปรุงพื้นที่ค่าถ่วงน้ำหนักได้

4.2 ผลการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักของหม้อแปลงแบบ Stack

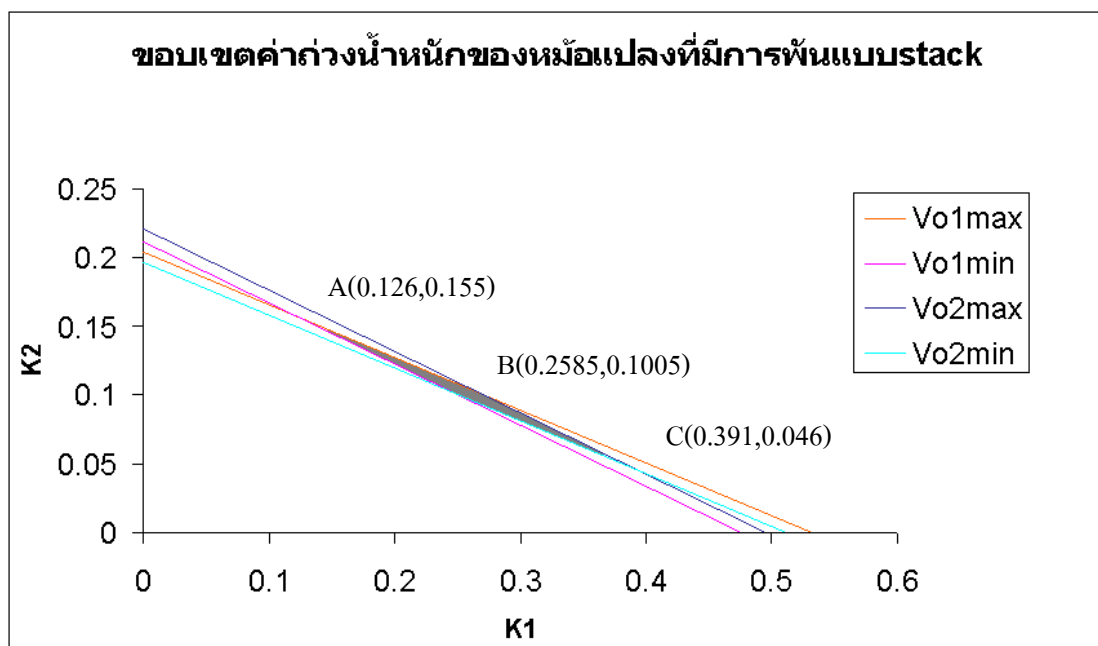
เมื่อนำค่าตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack ที่ได้จากตาราง 4-1 ไปแทนในสมการที่ (4.11) ถึง (4.14) เพื่อทำการหาพื้นที่ปิดของค่าถ่วงน้ำหนักสำหรับหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack ได้ดังสมการ(4.15) ถึง (4.18) จากนั้นทำการวาดกราฟจะได้ดังภาพประกอบ 4-4

$$0.324K_1 + 0.845K_2 \leq 0.172 \quad (4.15)$$

$$0.362K_1 + 0.814K_2 \geq 0.172 \quad (4.16)$$

$$0.856K_1 + 1.916K_2 \leq 0.424 \quad (4.17)$$

$$0.828K_1 + 2.154K_2 \geq 0.424 \quad (4.18)$$

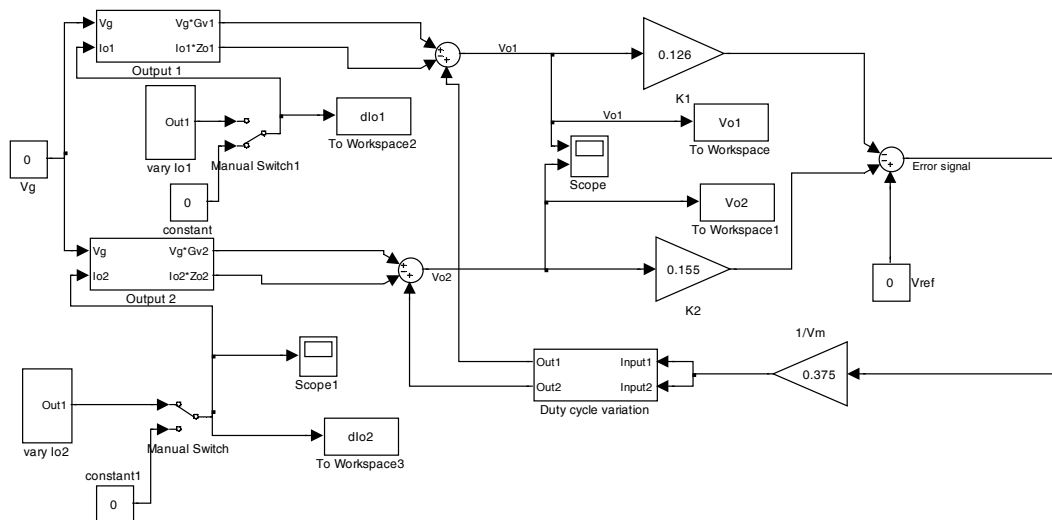


ภาพประกอบ 4-4 ขอบเขตค่าถ่วงน้ำหนักของหม้อแปลงแบบ Stack

พื้นที่บริเวณที่แรเงาคือพื้นที่ปิดที่สามารถเลือกค่าถ่วงน้ำหนักได้ ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าพื้นที่ปิดนี้จะมีขนาดเล็ก ค่าถ่วงน้ำหนักชุด A ($K_1 = 0.126$ $K_2 = 0.155$) เป็นค่าที่อยู่ด้านบนสุดของพื้นที่ปิด ค่าถ่วงน้ำหนักชุด B ($K_1 = 0.2585$ $K_2 = 0.1005$) เป็นค่าที่อยู่ด้านตรงกลางของพื้นที่ปิด และค่าถ่วงน้ำหนักชุด C ($K_1 = 0.391$ $K_2 = 0.046$) เป็นค่าที่อยู่ด้านล่างสุดของพื้นที่ปิด โดยในส่วนต่อไปเราจะเลือกค่าถ่วงน้ำหนักที่เป็นไปได้ทั้งสามชุดนี้มาใช้และทำการจำลองการค่างแรงดันของวงจรต้นแบบเพื่อทำการเปรียบเทียบ

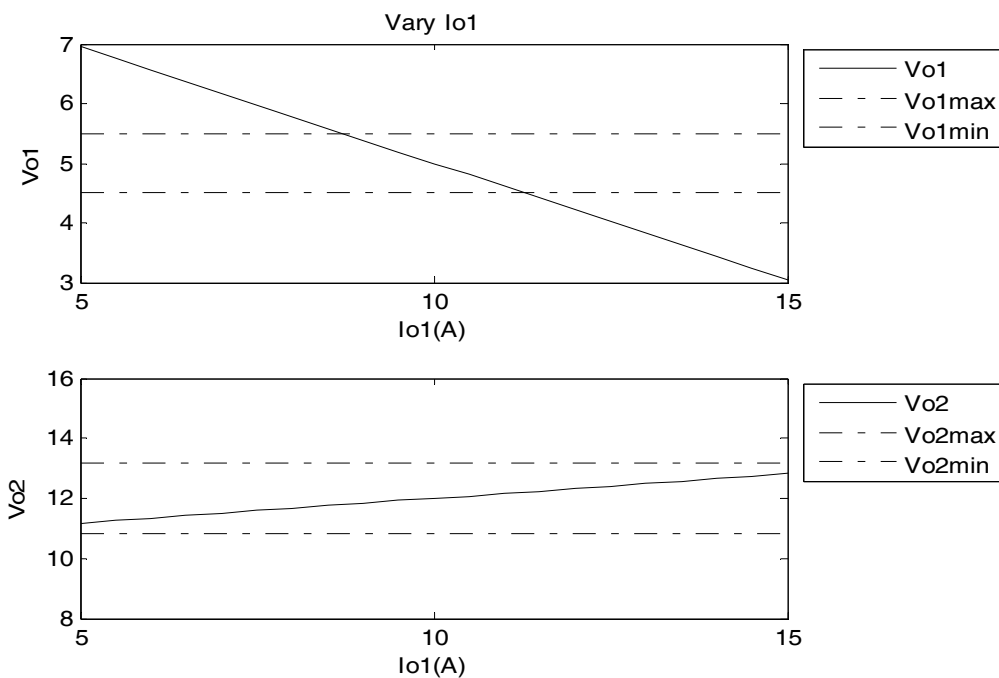
4.3 ผลการจำลองโปรแกรมการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักทั้งสามชุดของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่มีการผันหม้อแปลงแบบ Stack

การจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB Simulink เพื่อศึกษาผลของค่าถ่วงน้ำหนักที่มีต่อแรงดันเอาต์พุต โดยนำค่าพารามิเตอร์ที่ทำการวัดและค่าถ่วงน้ำหนักที่เลือกจากพื้นที่ปิดข้างต้น แทนลงในสมการของฟังก์ชันถ่ายโอนเพื่อทำการวิเคราะห์ผลของค่าถ่วงน้ำหนักแต่ละชุดต่อแรงดันเอาต์พุตทั้งสอง เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกระแสไหลคในแต่ละเอาต์พุต สำหรับหม้อแปลงที่มีการผันแบบ Stack

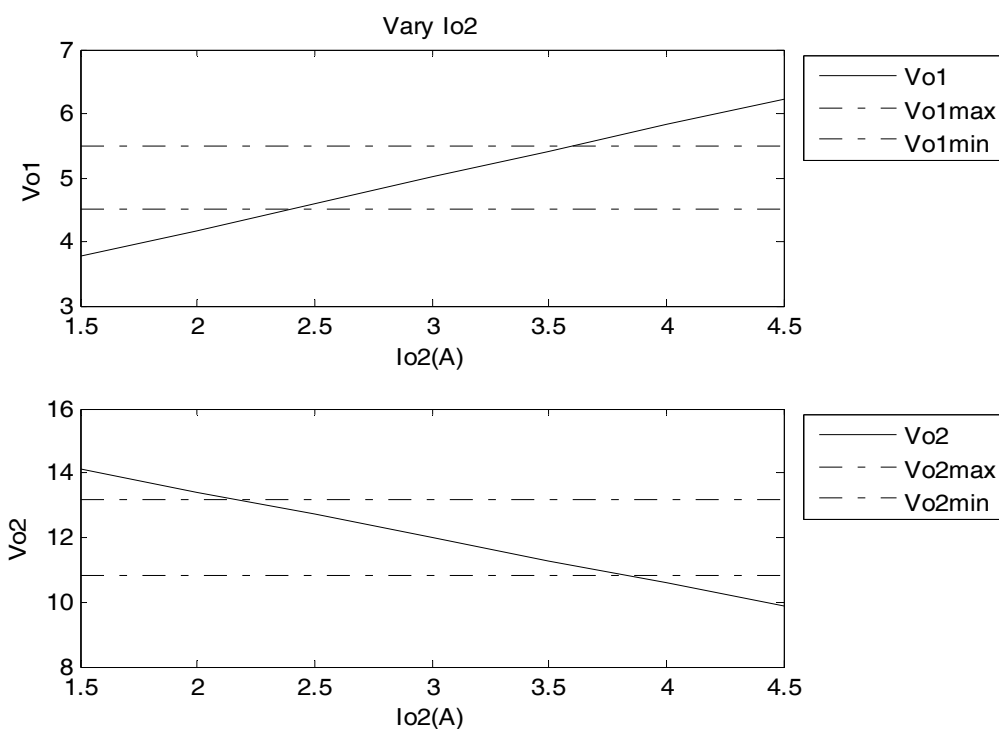


ภาพประกอบ 4-5 การจำลองด้วยโปรแกรมของหม้อแปลงแบบ Stack ที่ค่าถ่วงน้ำหนักชุด

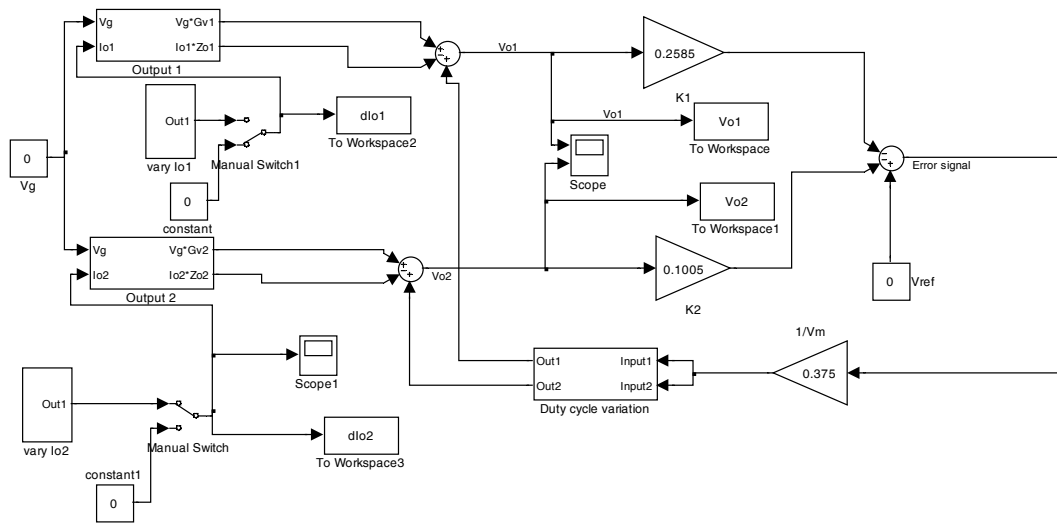
A (0.126, 0.155)



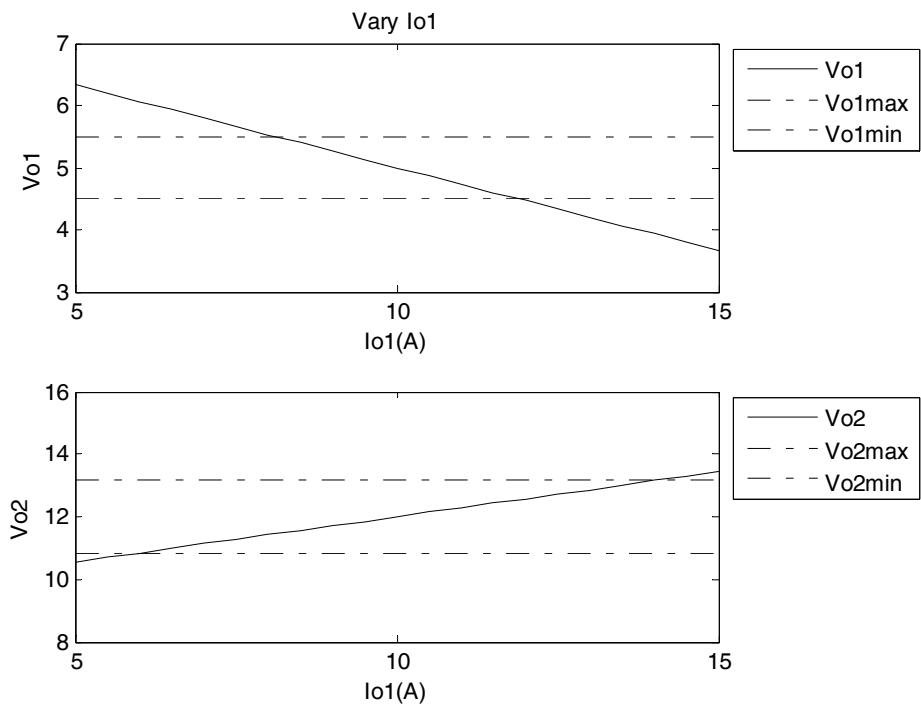
ภาพประกอบ 4-6 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126,0.155) ของหม้อแปลงแบบ Stack เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลง



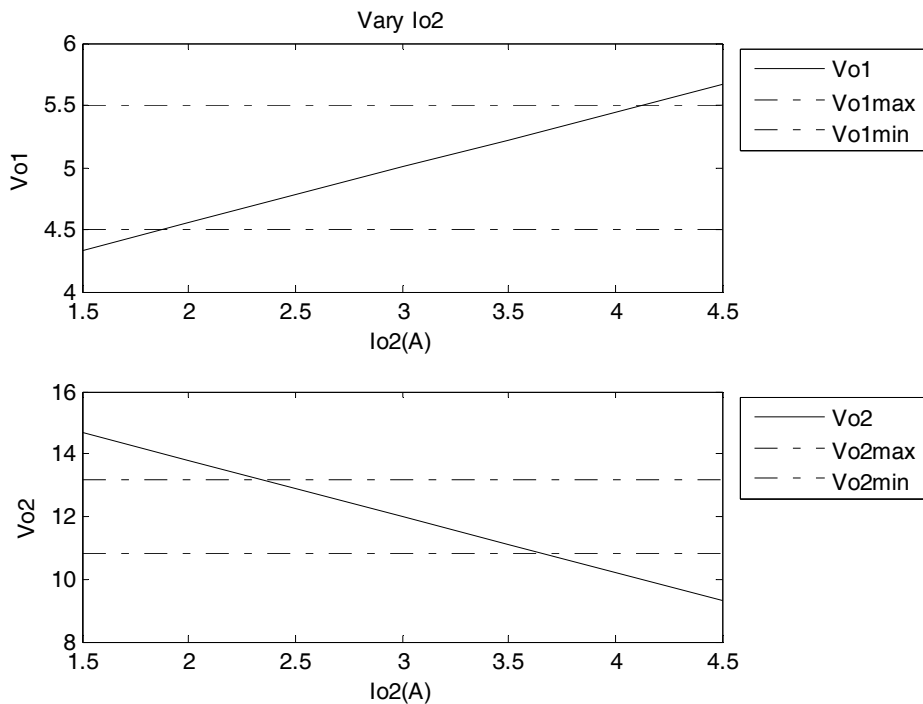
ภาพประกอบ 4-7 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126,0.155) ของหม้อแปลงแบบ Stack เมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลง



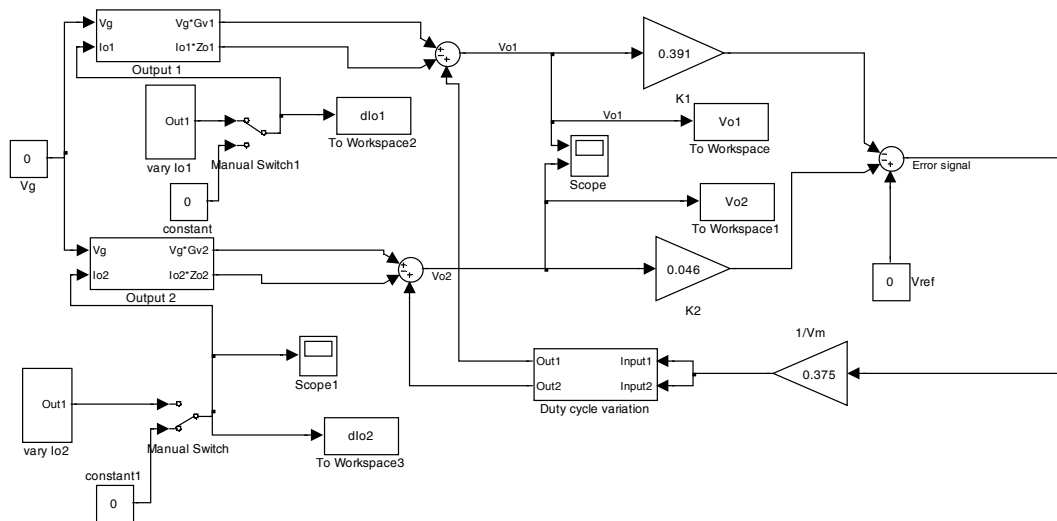
ภาพประกอบ 4-8 การจำลองด้วยโปรแกรมของหม้อแปลงแบบ Stack ที่ค่าถ่วงน้ำหนักชุด B (0.2585, 0.1005)



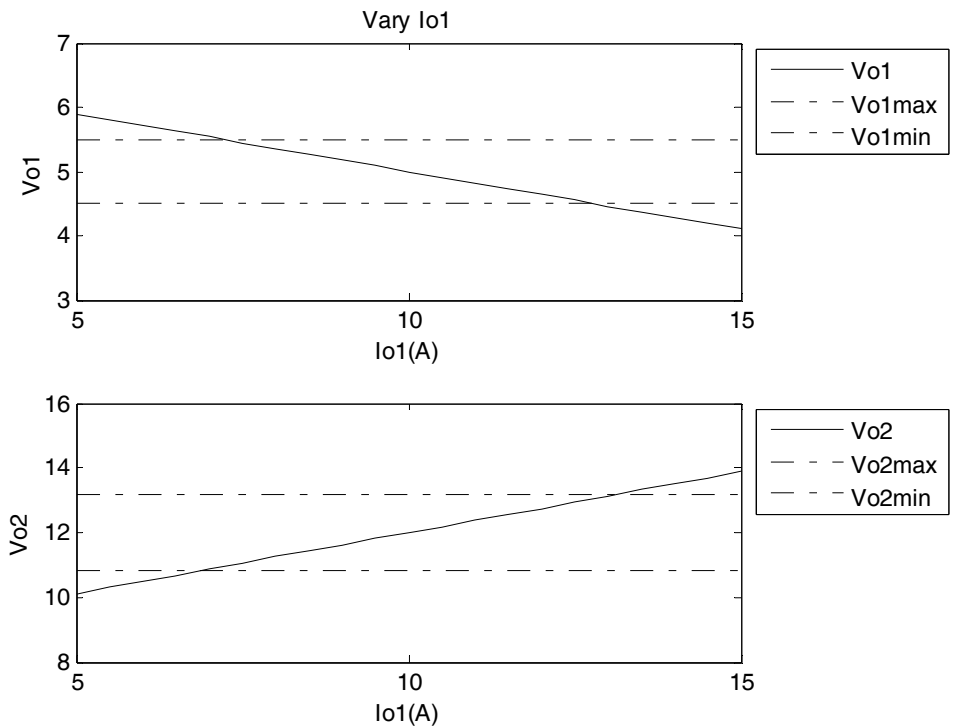
ภาพประกอบ 4-9 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด B(0.2585, 0.1005) ของหม้อแปลงแบบ Stack เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลง



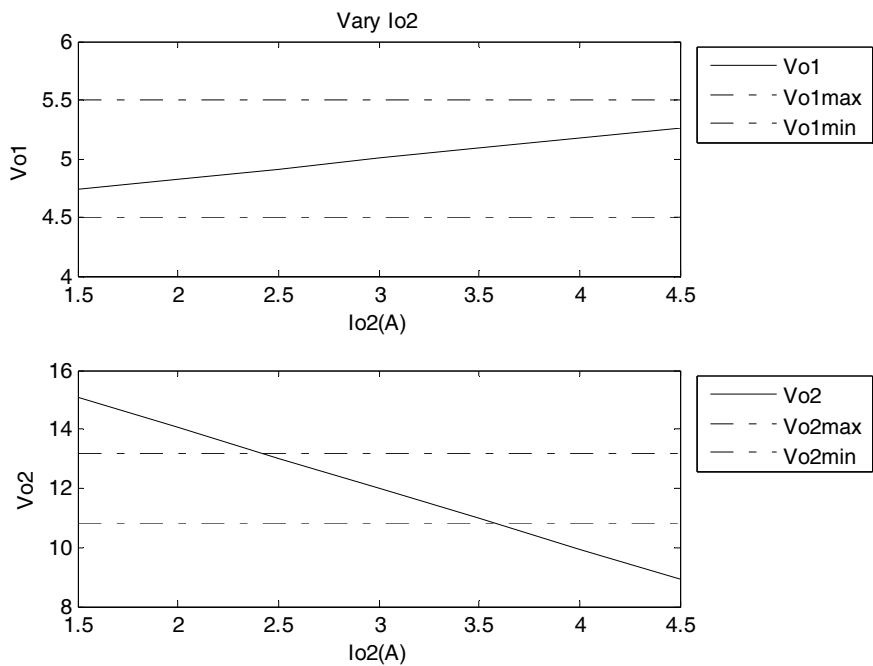
ภาพประกอบ 4-10 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุต โดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด B(0.2585, 0.1005)ของหม้อแปลงแบบ Stack เมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลง



ภาพประกอบ 4-11 การจำลองด้วยโปรแกรมของหม้อแปลงแบบ Stack ที่ค่าถ่วงน้ำหนักชุด C (0.391, 0.046)



ภาพประกอบ 4-12 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด C(0.391, 0.046) ของหม้อแปลงแบบ Stack เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลง



ภาพประกอบ 4-13 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด C(0.391, 0.046) ของหม้อแปลงแบบ Stack เมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลง

4.4 ผลการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักของหม้อแปลงแบบ Interleave

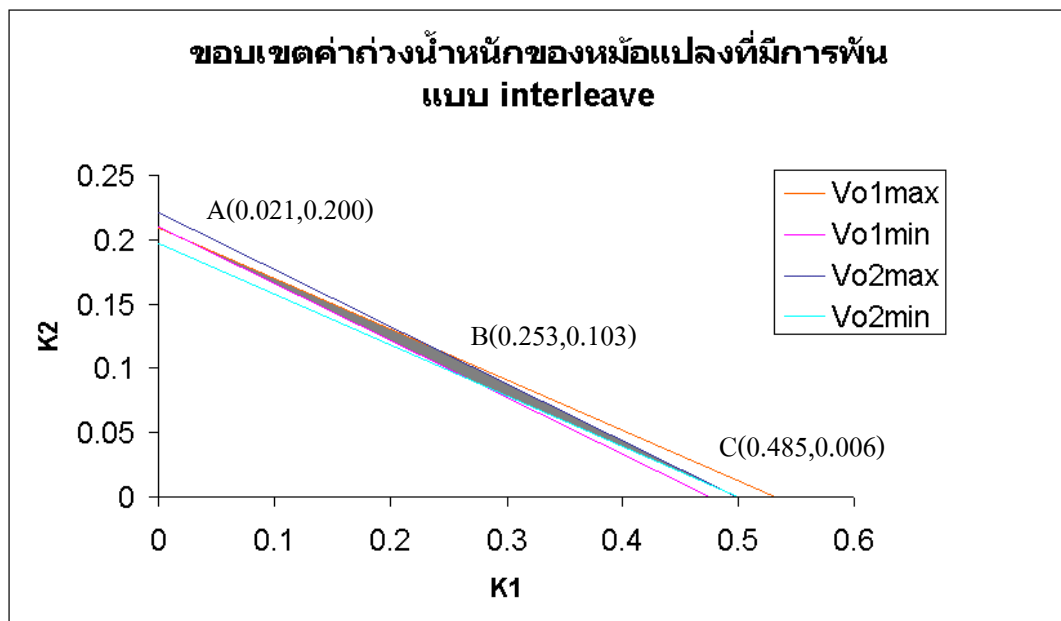
นำค่าตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Interleave ที่ได้จากตาราง 4-1 ไปแทนในสมการที่ (4.11) ถึง (4.14) เพื่อทำการหาพื้นที่ปิดของค่าถ่วงน้ำหนักสำหรับหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Interleave ได้ดังสมการที่ (4.19) ถึง (4.22) จากนั้นทำการวาดกราฟจะได้ดังภาพประกอบ 4-14

$$0.324K_1 + 0.845K_2 \leq 0.172 \quad (4.19)$$

$$0.362K_1 + 0.820K_2 \geq 0.172 \quad (4.20)$$

$$0.869K_1 + 1.959K_2 \leq 0.433 \quad (4.21)$$

$$0.866K_1 + 2.201K_2 \geq 0.433 \quad (4.22)$$



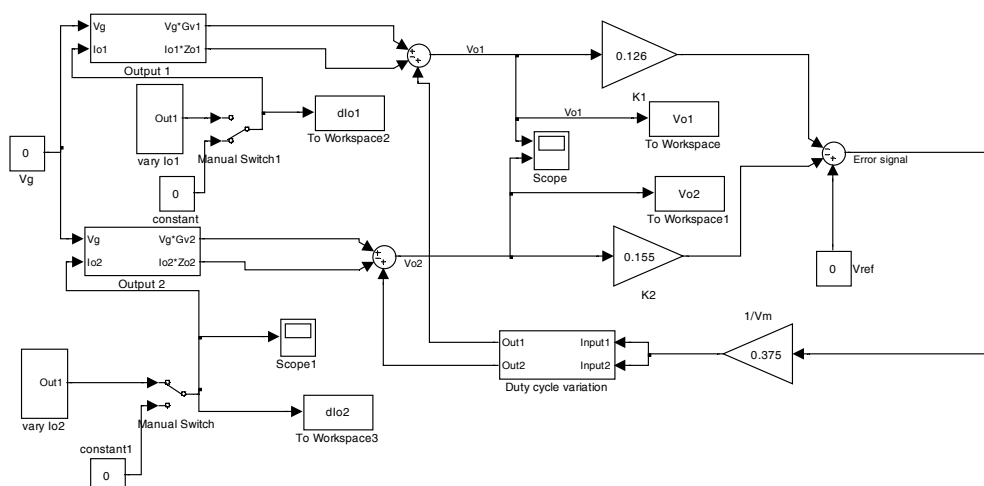
ภาพประกอบ 4-14 ขอบเขตค่าถ่วงน้ำหนักของหม้อแปลงแบบ Interleave

จากรูปจะเห็นได้ว่าพื้นที่ปิดของหม้อแปลงแบบ Interleave มีขนาดกว้างกว่าพื้นที่ปิดของหม้อแปลงแบบ Stack ทำให้เราสามารถเลือกค่าถ่วงน้ำหนักได้มากขึ้น โดยเราจะใช้ค่าถ่วงน้ำหนักจุด A จุด B และจุด C ทำการจำลองการค่าคงแรงดันของวงจรต้นแบบเพื่อทำการเปรียบเทียบต่อไป

4.5 ผลการจำลองโปรแกรมการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักของแปลงฟลายแบคที่มีการพัน

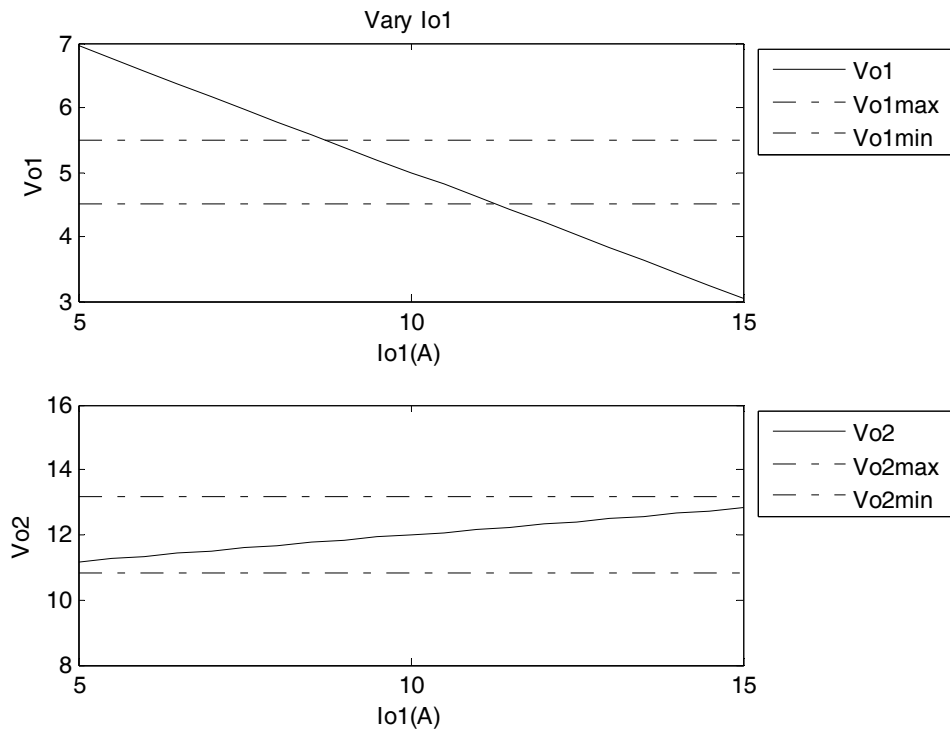
แบบ Interleave

การจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB Simulink เพื่อศึกษาผลของค่าถ่วงน้ำหนักที่มีต่อแรงดันเอาต์พุต โดยนำค่าพารามิเตอร์ที่ทำการวัดและค่าถ่วงน้ำหนักที่เลือกจากพื้นที่ปิดข้างต้น แทนลงในสมการของฟังก์ชันถ่ายโอนเพื่อทำการวิเคราะห์ผลของค่าถ่วงน้ำหนักแต่ละชุดต่อแรงดันเอาต์พุตทั้งสอง เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดในแต่ละเอาต์พุต สำหรับหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Interleave

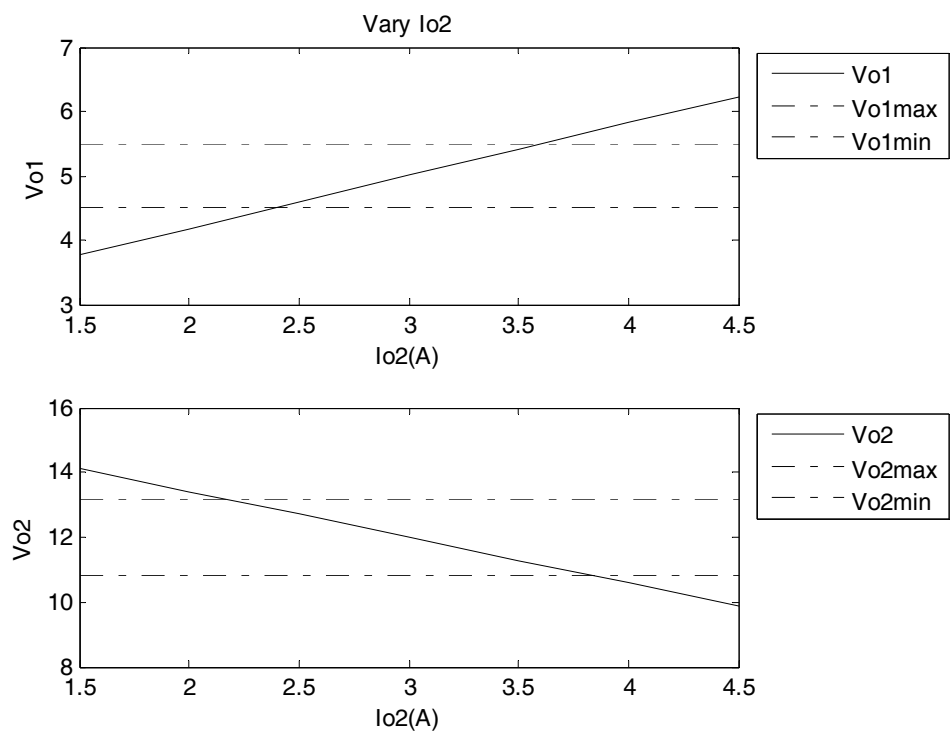


ภาพประกอบ 4-15 การจำลองด้วยโปรแกรมของหม้อแปลงแบบ Interleave ที่ค่าถ่วงน้ำหนักจุด

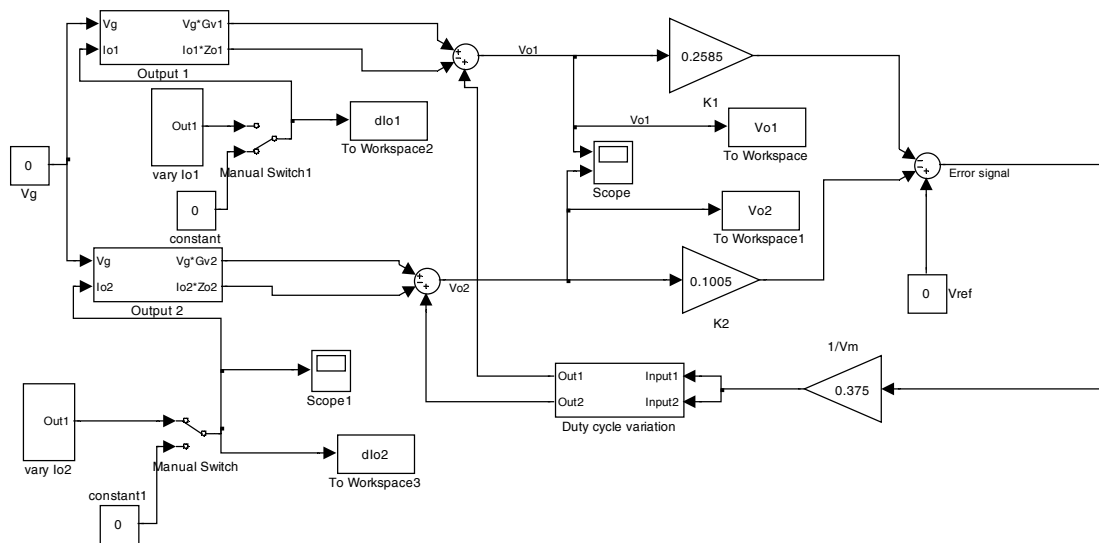
A(0.126, 0.155)



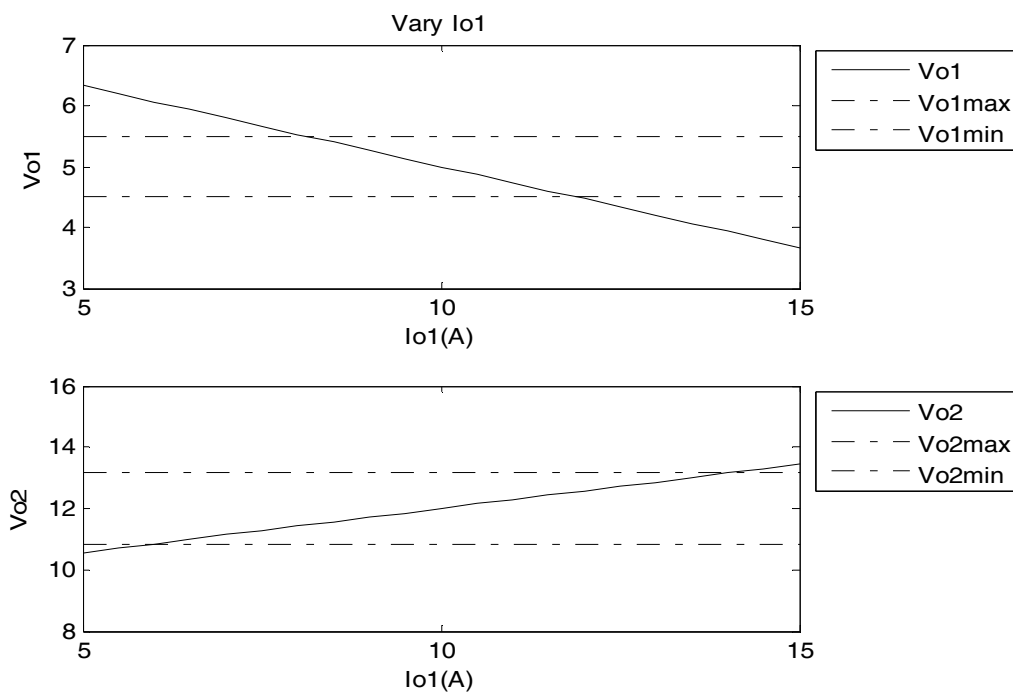
ภาพประกอบ 4-16 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุต โดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126, 0.155) ของหม้อแปลงแบบ Interleave เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลง



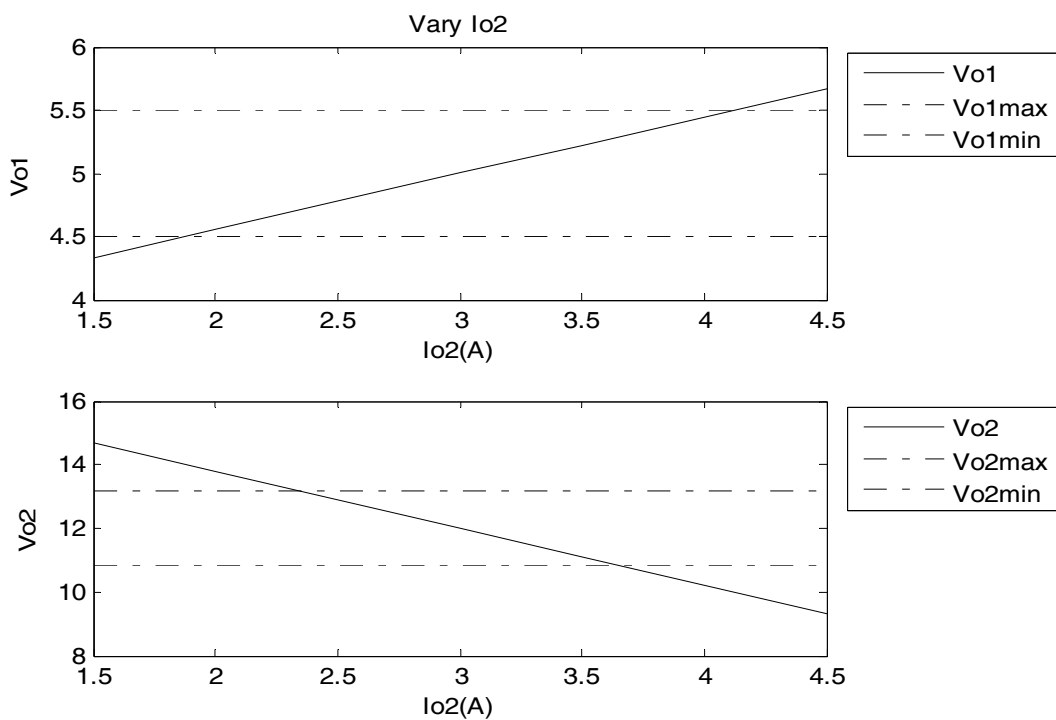
ภาพประกอบ 4-17 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุต โดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126, 0.155) ของหม้อแปลงแบบ Interleave เมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลง



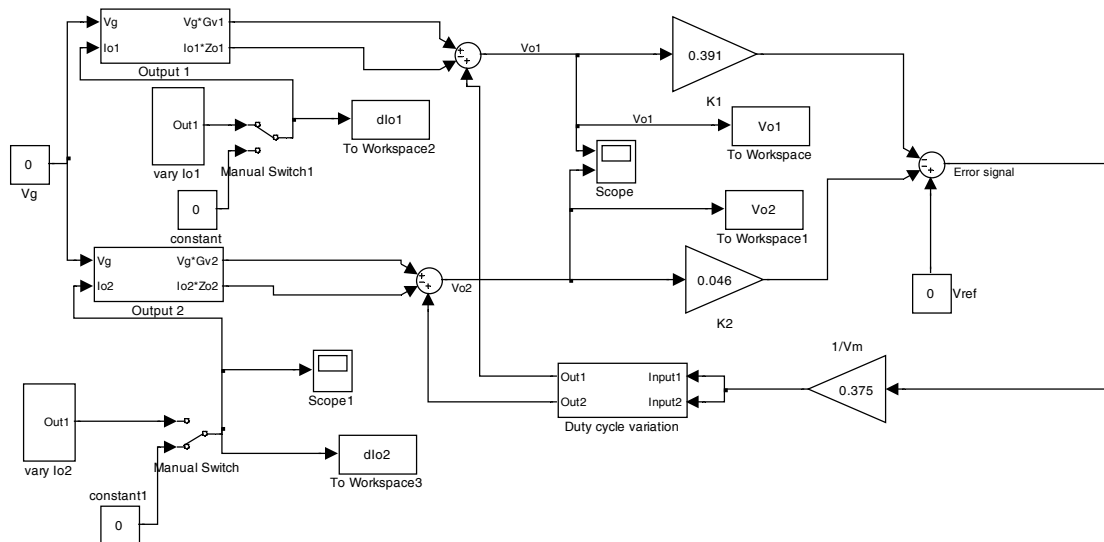
ภาพประกอบ 4-18 การจำลองด้วยโปรแกรมของหม้อแปลงแบบ Interleave ที่ค่าถ่วงน้ำหนักจุด B(0.2585,0.1005) ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักจุด A (0.126, 0.155) ของหม้อแปลงแบบ Interleave เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลง



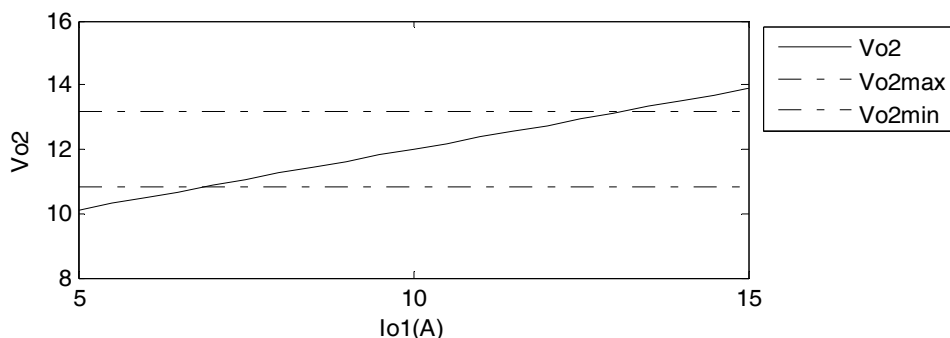
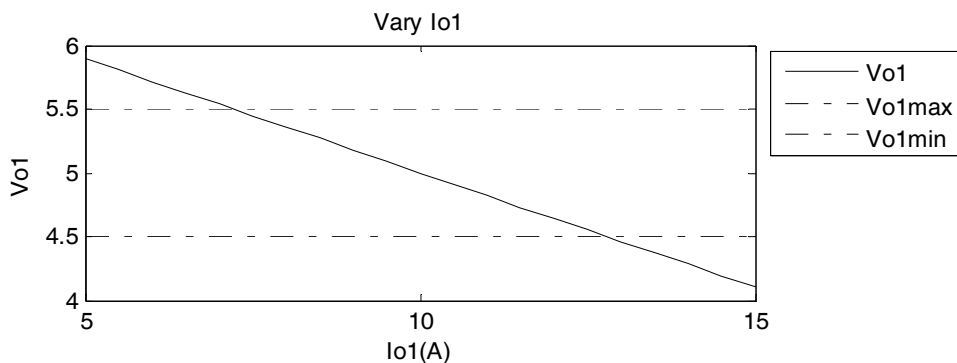
ภาพประกอบ 4-19 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักจุด B(0.2585, 0.1005) ของหม้อแปลงแบบ Interleave เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลง



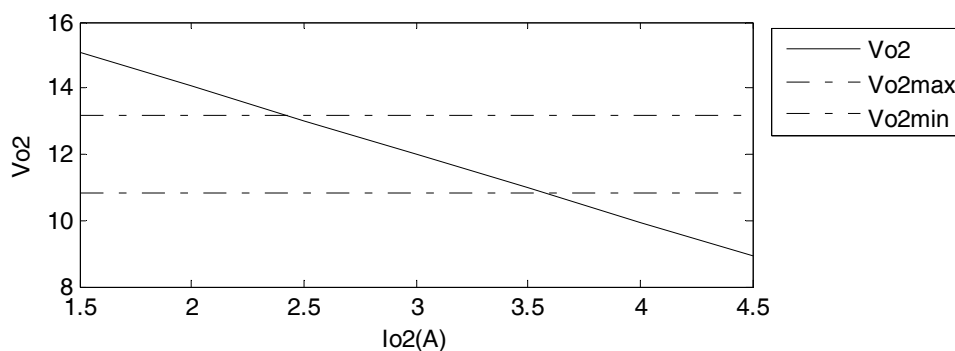
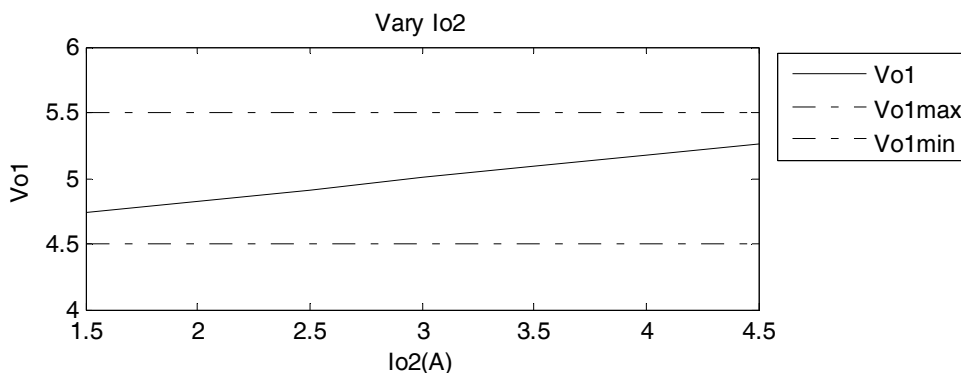
ภาพประกอบ 4-20 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักจุด B(0.2585, 0.1005) ของหม้อแปลงแบบ Interleave เมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลง



ภาพประกอบ 4-21 การจำลองด้วยโปรแกรมของหม้อแปลงแบบ Interleave ที่ค่าถ่วงน้ำหนักจุด C(0.391,0.046)



ภาพประกอบ 4-22 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด C (0.391, 0.046) ของหม้อแปลงแบบ Interleave เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลง



ภาพประกอบ 4-23 ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักชุด C (0.391, 0.046) ของหม้อแปลงแบบ Interleave เมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลง

จากผลการคำนวณพื้นที่ปิดของค่าถ่วงน้ำหนักดังภาพประกอบที่ 4-4 และ 4-14 พบว่าการเปลี่ยนวิธีการพันหม้อแปลงทำให้พื้นที่ปิดของค่าถ่วงน้ำหนักขยายออกได้ เนื่องจากตัวเหนียวรั้วทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Interleave มีค่าน้อยกว่าแบบ Stack ซึ่งหมายถึงการเกิดครอสเรกกูเลชันในหม้อแปลงแบบ Interleave มีค่าน้อยกว่าแบบ Stack และผลการจำลองด้วยโปรแกรมของหม้อแปลงทั้งสองพบว่า การถ่วงน้ำหนักเอาต์พุทใดเอาต์พุทหนึ่งมากกว่า จะมีผลทำให้เอาต์พุทที่มีการถ่วงน้ำหนักมากมีค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุทน้อย ในขณะที่เอาต์พุทที่มีการถ่วงน้ำหนักน้อยจะมีค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุทมาก เพราะค่าความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุทไม่ได้ถูกกำจัด แต่เป็นการแบ่งไปยังเอาต์พุทที่มีค่าถ่วงน้ำหนักน้อย ดังนั้นหากต้องการลดความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุททั้งสองพร้อมกันสามารถทำได้โดยใช้เทคนิคการพันหม้อแปลงร่วมกับการเลือกค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสม

บทที่ 5

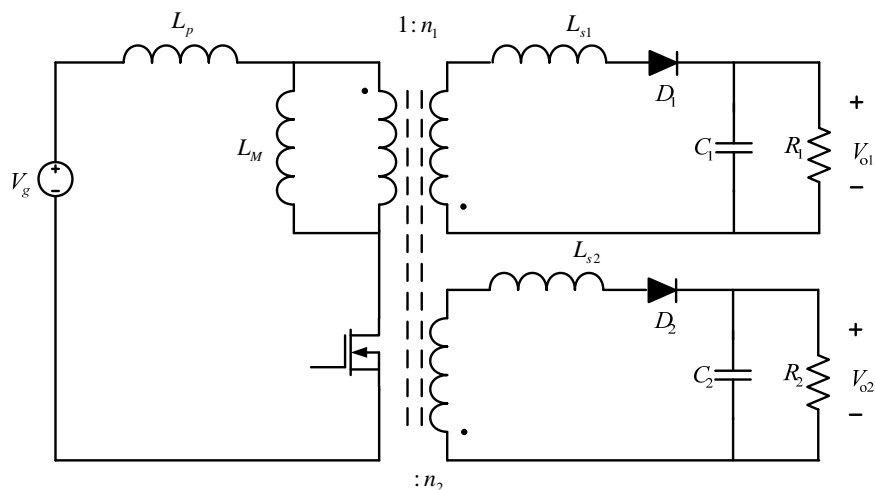
การออกแบบระบบควบคุมแบบป้อนกลับของวงจรคอนเวอร์เตอร์

5.1 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาท์พุท (Small-signal model)

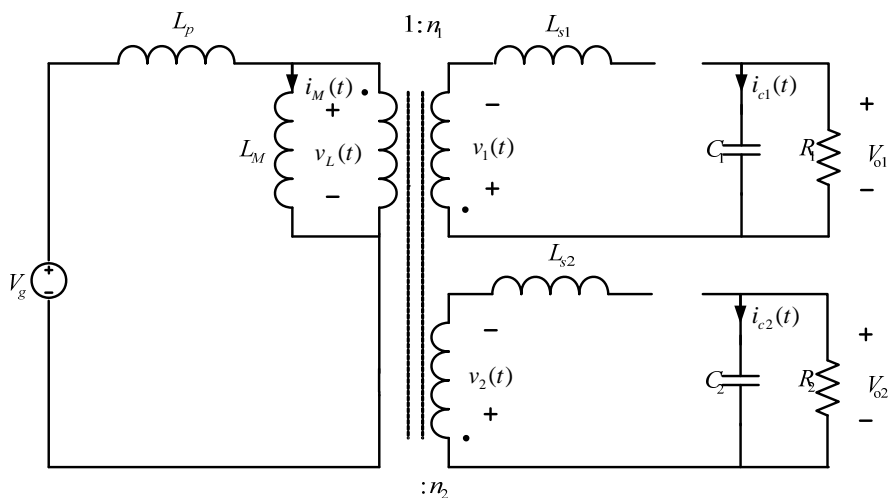
ในการศึกษาระบบควบคุมป้อนกลับที่มีวงจรแปลงผันกำลังจะเป็นต้องรู้ฟังก์ชันถ่ายโอนต่างๆของระบบ แต่วงจรแปลงผันกำลังประกอบด้วยสวิตซ์ซึ่งทำงานแบบไม่เชิงเส้น การศึกษาวงจรไม่เชิงเส้นมีความยุ่งยาก จึงต้องสร้างแบบจำลองเชิงเส้นขึ้นมาเพื่อให้สามารถแทนวงจรแปลงผันกำลังได้โดยใกล้เคียง

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของคอนเวอร์เตอร์ ถูกนำไปใช้ในการคำนวณหาฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนเวอร์เตอร์ และนำไปวิเคราะห์ หรือทำนายพฤติกรรมของคอนเวอร์เตอร์ รวมถึงการนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพ และการออกแบบวงจรชดเชย โดยการสร้างแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้โดยใช้เทคนิคการเขียนวงจรเฉลี่ย และการทำให้เป็นเชิงเส้นโดยอาศัยวงจรสมมูลควบคู่กับการทำให้เป็นเชิงเส้น

การสร้างแบบจำลองวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กเริ่มการคำนวณจากสมมูลแรงดัน และกระแสที่ผ่านขดลวด และตัวเก็บประจุดังภาพประกอบ 5-2 และ 5-3



ภาพประกอบ 5-1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีความเหนี่ยวนำรั่ว



ภาพประกอบ 5-2 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์ชันชนิด 2 เอาท์พุทในช่วงที่ 1 มอสเฟต Q_1 นำกระแส

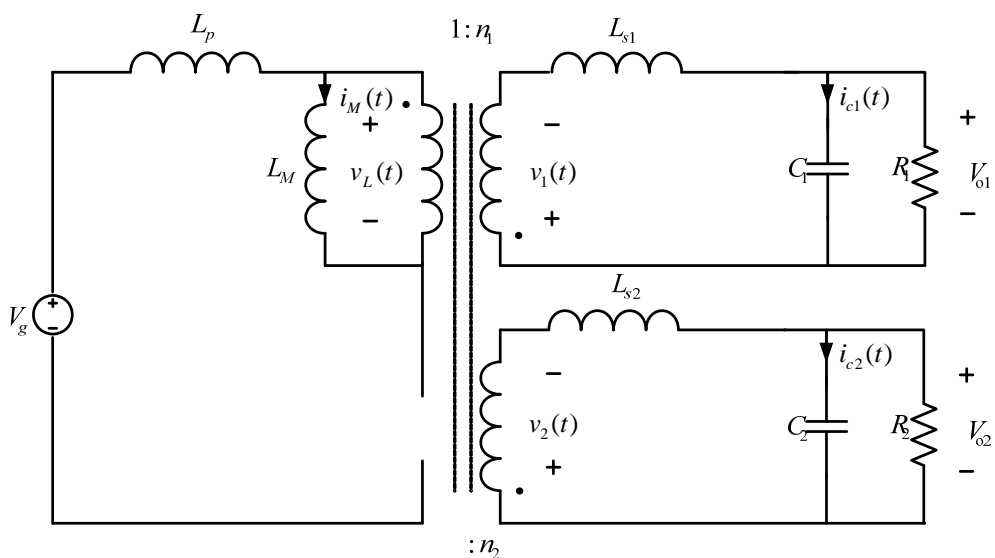
จากภาพประกอบ 5-2 สามารถเขียนสมการแรงดันและกระแสได้เป็น

$$v_L(t) = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{Lp}(t) \rangle_{T_s} \tag{5.1}$$

$$i_{c1}(t) = -\frac{\langle v_{o1}(t) \rangle_{T_s}}{R_1} \tag{5.2}$$

$$i_{c2}(t) = -\frac{\langle v_{o2}(t) \rangle_{T_s}}{R_2} \tag{5.3}$$

$$i_g(t) = \langle i_M(t) \rangle_{T_s} \tag{5.4}$$



ภาพประกอบ 5-3 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์ชันในช่วงที่ 2 ไดโอด D_1 และไดโอด D_2 นำกระแส

จากภาพประกอบ 5-3 สามารถเขียนสมการแรงดันและกระแสได้เป็น

$$v_L(t) = -\frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}}{n_1} = -\frac{\langle v_2(t) \rangle_{T_s}}{n_2} \quad (5.5)$$

$$v_1(t) = v_{Ls1}(t) + v_{o1}(t) \quad (5.6)$$

$$v_2(t) = v_{Ls2}(t) + v_{o2}(t) \quad (5.7)$$

$$i_{c1}(t) = \frac{\langle i_M(t) \rangle_{T_s}}{n_1} - \frac{\langle v_{o1}(t) \rangle_{T_s}}{R_1} \quad (5.8)$$

$$i_{c2}(t) = \frac{\langle i_M(t) \rangle_{T_s}}{n_2} - \frac{\langle v_{o2}(t) \rangle_{T_s}}{R_2} \quad (5.9)$$

$$i_g(t) = 0 \quad (5.10)$$

ใช้หลักการ Inductor voltage-second balance และ Capacitor charge-balance จะได้สมการที่ (5.11) ถึง (5.14)

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = d(t) \left(\langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{Lp}(t) \rangle_{T_s} \right) + d'(t) \left(-\frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}}{n_1} \right) \quad (5.11)$$

$$\langle i_{c1}(t) \rangle_{T_s} = d(t) \left(-\frac{\langle v_{o1}(t) \rangle_{T_s}}{R_1} \right) + d'(t) \left(\frac{\langle i_M(t) \rangle_{T_s}}{n_1} - \frac{\langle v_{o1}(t) \rangle_{T_s}}{R_1} \right) \quad (5.12)$$

$$\langle i_{c2}(t) \rangle_{T_s} = d(t) \left(-\frac{\langle v_{o2}(t) \rangle_{T_s}}{R_2} \right) + d'(t) \left(\frac{\langle i_M(t) \rangle_{T_s}}{n_2} - \frac{\langle v_{o2}(t) \rangle_{T_s}}{R_2} \right) \quad (5.13)$$

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = d(t) \langle i_M(t) \rangle_{T_s} + d'(t)(0) \quad (5.14)$$

จากสมการที่ (5.11) และ (5.14) นำมาเฉลี่ยใน 1 คาบสวิตช์ได้ดังสมการที่ (5.15) ถึง (5.18)

$$L \frac{d \langle i_M(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d(t) \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - d(t) \langle v_{Lp}(t) \rangle_{T_s} + d'(t) \left(-\frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}}{n_1} \right) \quad (5.15)$$

$$C_1 \frac{d \langle v_{c1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d'(t) \left(\frac{\langle i_M(t) \rangle_{T_s}}{n_1} \right) - \frac{\langle v_{o1}(t) \rangle_{T_s}}{R_1} \quad (5.16)$$

$$C_2 \frac{d \langle v_{c2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d'(t) \left(\frac{\langle i_M(t) \rangle_{T_s}}{n_2} \right) - \frac{\langle v_{o2}(t) \rangle_{T_s}}{R_2} \quad (5.17)$$

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = d(t) \langle i(t) \rangle_{T_s} \quad (5.18)$$

จากนั้นคำนวณค่าโดยการเขียนอนุกรมเทย์เลอร์แล้วจัดเทอมจะได้ดังสมการที่ (5.19) ถึง (5.22)

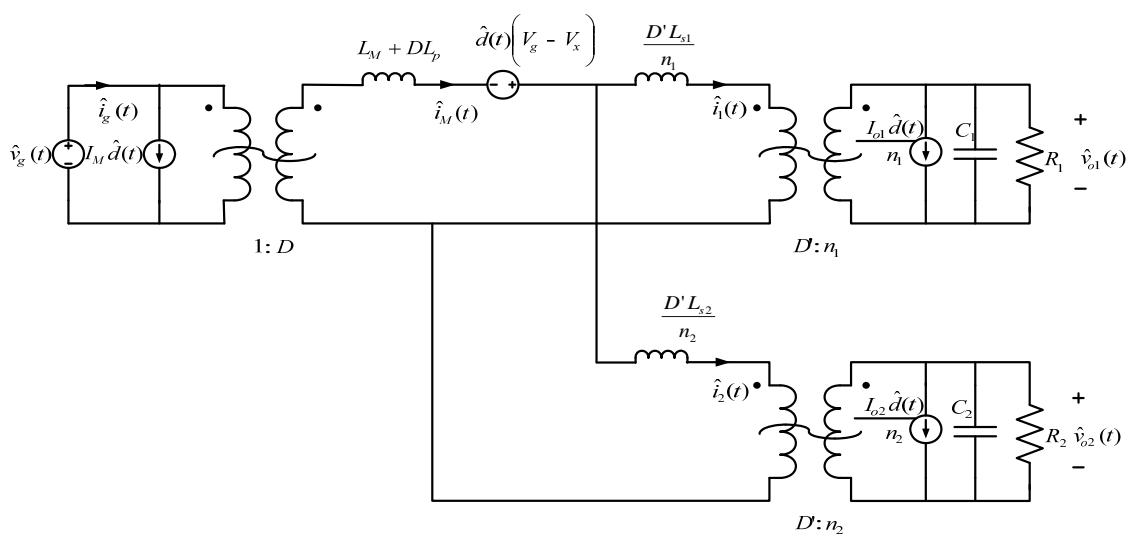
$$L \left(\frac{dI}{dt} + \frac{d\hat{i}(t)}{dt} \right) = \left(D(V_g - V_{L_p}) - D' \frac{V_{L_{s1}} + V_{o1}}{n_1} \right) + D(\hat{v}_g(t) - \hat{v}_{L_p}(t)) - D' \left(\frac{\hat{v}_{L_{s1}}(t) + \hat{v}_{o1}(t)}{n_1} \right) \\ + \left(V_g - V_{L_p} + \frac{V_{L_{s1}} + V_{o1}}{n_1} \right) \hat{d}(t) + \left(\hat{v}_g(t) - \hat{v}_{L_p}(t) + \frac{\hat{v}_{L_{s1}}(t) + \hat{v}_{o1}(t)}{n_1} \right) \hat{d}(t) \quad (5.19)$$

$$C_1 \left(\frac{dV_{c1}}{dt} + \frac{d\hat{v}_{c1}(t)}{dt} \right) = \left(\frac{D'I_M}{n_1} - \frac{V_{o1}}{R_1} \right) + \left(\frac{D'\hat{i}_M(t)}{n_1} - \frac{\hat{v}_{o1}(t)}{R_1} - \frac{\hat{d}(t)I_M}{n_1} \right) - \frac{\hat{d}(t)\hat{i}_M(t)}{n_1} \quad (5.20)$$

$$C_2 \left(\frac{dV_{c2}}{dt} + \frac{d\hat{v}_{c2}(t)}{dt} \right) = \left(\frac{D'I_M}{n_2} - \frac{V_{o2}}{R_2} \right) + \left(\frac{D'\hat{i}_M(t)}{n_2} - \frac{\hat{v}_{o2}(t)}{R_2} - \frac{\hat{d}(t)I_M}{n_2} \right) - \frac{\hat{d}(t)\hat{i}_M(t)}{n_2} \quad (5.21)$$

$$I_g + \hat{i}_g(t) = (DI_M) + (D\hat{i}_M(t) + I_M\hat{d}(t)) + \hat{d}(t)\hat{i}_M(t) \quad (5.22)$$

จากสมการที่(5.19) ถึง (5.22) นำพจน์ของอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง (1st order ac term) มาเขียนเป็นแบบจำลองสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุตได้ดังภาพประกอบ 5-4



ภาพประกอบ 5-4 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุตที่มีตัวเหนี่ยวนำรั่ว

5.2 การหาฟังก์ชันถ่ายโอนโดยใช้แบบจำลองหม้อแปลงที่มีตัวเหนี่ยวนำรั่ว

การหาฟังก์ชันถ่ายโอนด้วยแบบจำลองหม้อแปลงที่มีตัวเหนี่ยวนำรั่วด้วยวิธีเฉลี่ยสามารถหาได้จากแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็kdังภาพประกอบ 5-4 โดยการใช่วิธีซ้อนทับ (Superposition) จะได้ดังสมการที่ (5.23) ถึง (5.25)

$$G_{vg} = \frac{\hat{v}_{oi}}{\hat{v}_g} = \frac{n_i D}{D'} \frac{1}{s^2 L_i C_i + s \frac{L_i}{R_i} + 1} \quad (5.23)$$

$$G_{vd} = \frac{\hat{v}_{oi}}{\hat{d}} = \frac{n_i / D' (V_g - V_x) + s L_i I_{oi}}{s^2 L_i C_i + s \frac{L_i}{R_i} + 1} \quad (5.24)$$

$$\hat{z}_{oi} = \frac{\hat{v}_{oi}}{\hat{i}_{oi}} = \frac{s L_{si}}{s^2 L_{si} C_i + s \frac{L_{si}}{R_i} + 1} \quad (5.25)$$

เมื่อ $i=1,2$

$$V_x = V_{Lp} - \frac{V_{Lsi} + V_{oi}}{n_i}$$

$$L_i = \left(\frac{n_i}{D'} \right)^2 \left(L_M + D L_p + \frac{D'}{n_i} L_{si} \right)$$

เมื่อได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนแล้วนำค่าพารามิเตอร์ที่วัดได้ในบทที่ 3 แทนในสมการที่ (5.23) ถึง (5.25) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (5.26) ถึง (5.31) สำหรับหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack และสมการที่ (5.32) ถึง (5.37) สำหรับหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Interleave

ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack

$$G_{vd1} = \frac{1.961 \times 10^{-4} s + 3.161}{5.882 \times 10^{-8} s^2 + 3.921 \times 10^{-5} s + 1} \quad (5.26)$$

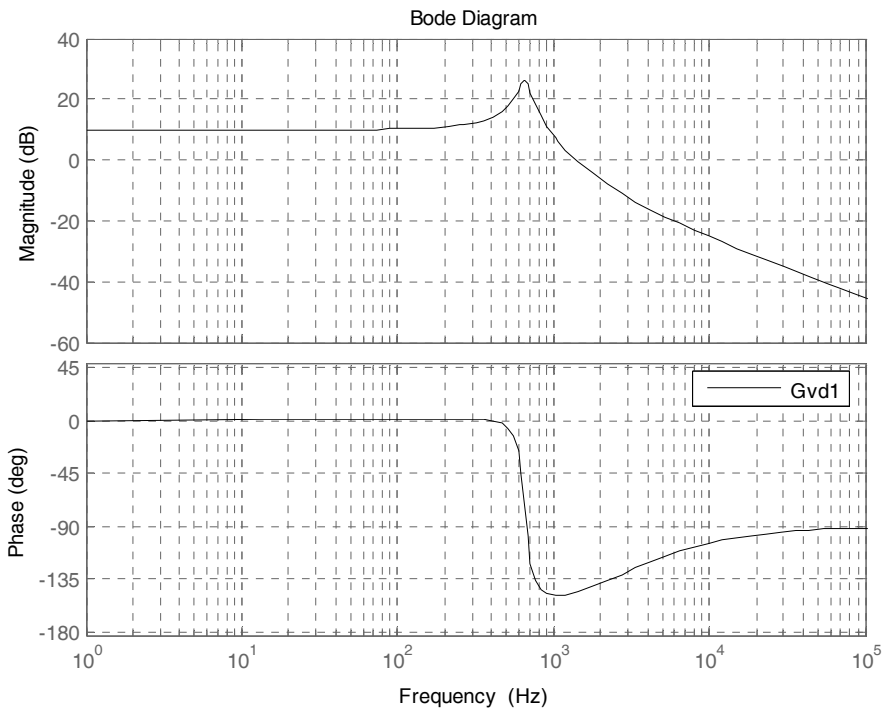
$$G_{vd2} = \frac{2.768 \times 10^{-4} s + 6.849}{2.768 \times 10^{-7} s^2 + 2.306 \times 10^{-5} s + 1} \quad (5.27)$$

$$G_{vg1} = \frac{4.598 \times 10^{-2}}{5.882 \times 10^{-8} s^2 + 3.921 \times 10^{-5} s + 1} \quad (5.28)$$

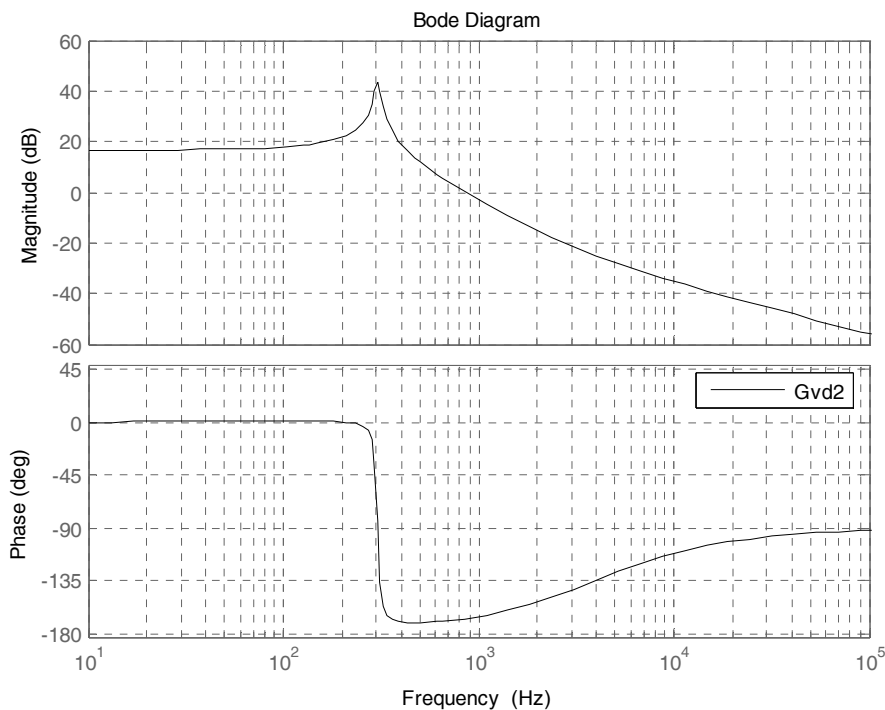
$$G_{vg2} = \frac{9.962 \times 10^{-2}}{2.768 \times 10^{-7} s^2 + 2.306 \times 10^{-5} s + 1} \quad (5.29)$$

$$z_{o1} = \frac{2.305 \times 10^{-7} s}{6.915 \times 10^{-10} s^2 + 4.61 \times 10^{-7} s + 1} \quad (5.30)$$

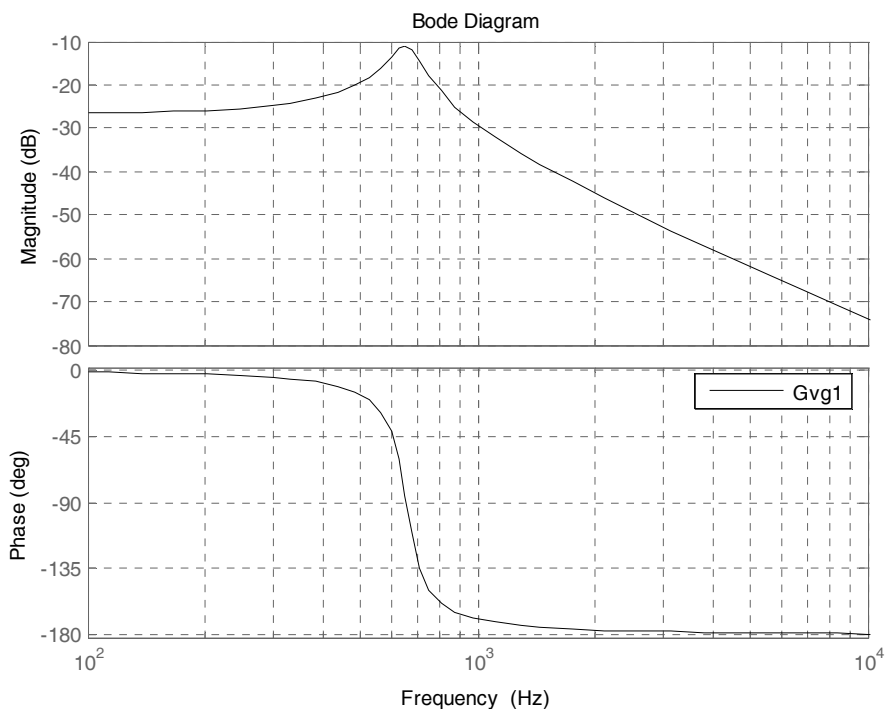
$$z_{o2} = \frac{1.388 \times 10^{-6} s}{4.164 \times 10^{-9} s^2 + 3.47 \times 10^{-7} s + 1} \quad (5.31)$$



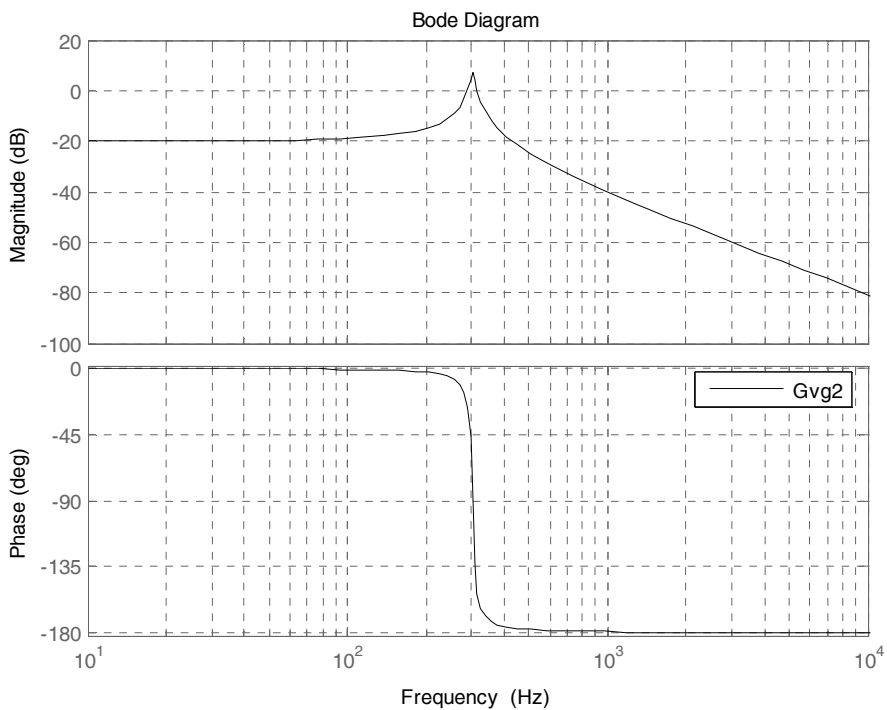
ภาพประกอบ 5-5 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vd1} ของหม้อแปลงแบบ Stack



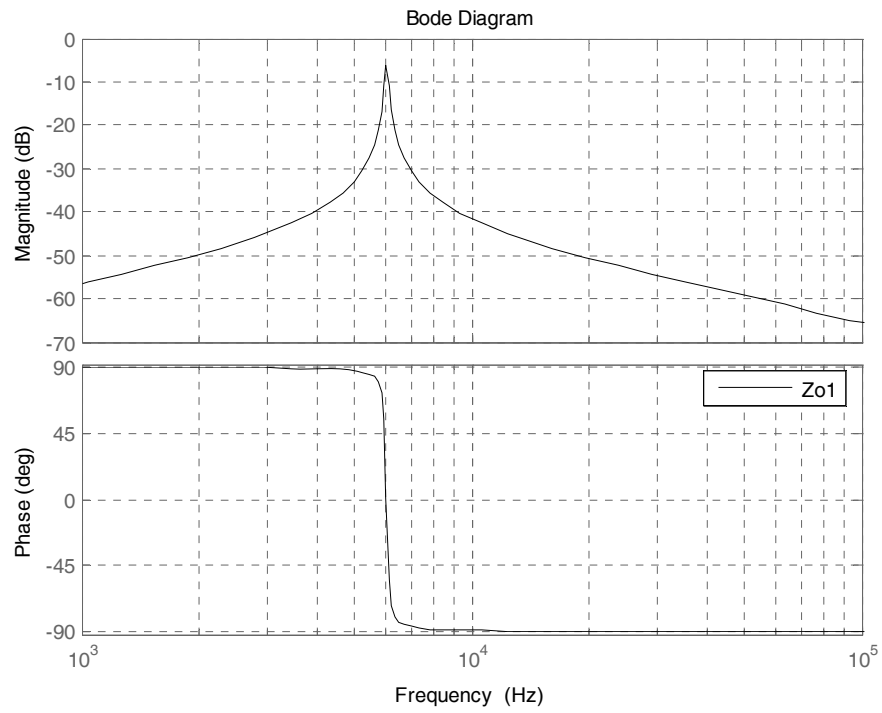
ภาพประกอบ 5-6 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vd2} ของหม้อแปลงแบบ Stack



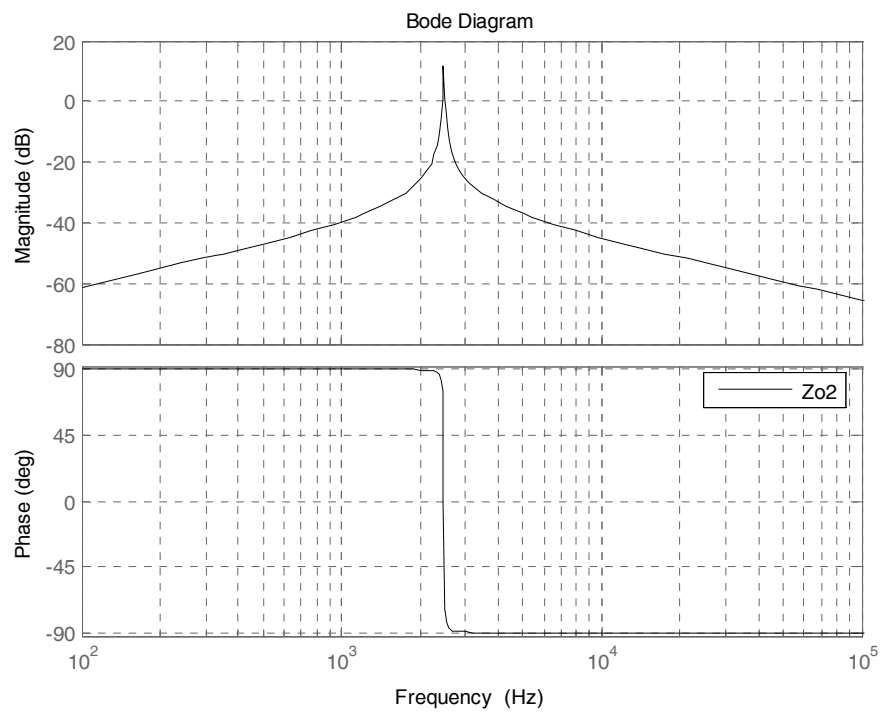
ภาพประกอบ 5-7 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vg1} ของหม้อแปลงแบบ Stack



ภาพประกอบ 5-8 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vg2} ของหม้อแปลงแบบ Stack



ภาพประกอบ 5-9 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน Z_{o1} ของหม้อแปลงแบบ Stack



ภาพประกอบ 5-10 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน Z_{o2} ของหม้อแปลงแบบ Stack

ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Interleave

$$G_{vd1} = \frac{2.014 \times 10^{-4} s + 3.161}{6.041 \times 10^{-8} s^2 + 4.027 \times 10^{-5} s + 1} \quad (5.32)$$

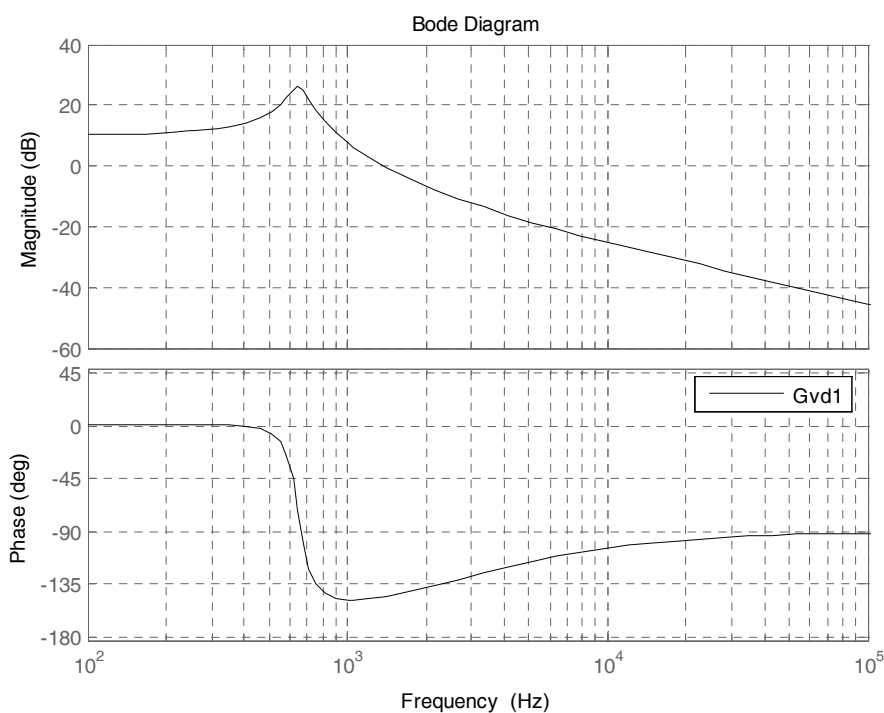
$$G_{vd2} = \frac{2.840 \times 10^{-4} s + 6.849}{2.84 \times 10^{-7} s^2 + 2.367 \times 10^{-5} s + 1} \quad (5.33)$$

$$G_{vg1} = \frac{4.598 \times 10^{-2}}{6.041 \times 10^{-8} s^2 + 4.027 \times 10^{-5} s + 1} \quad (5.34)$$

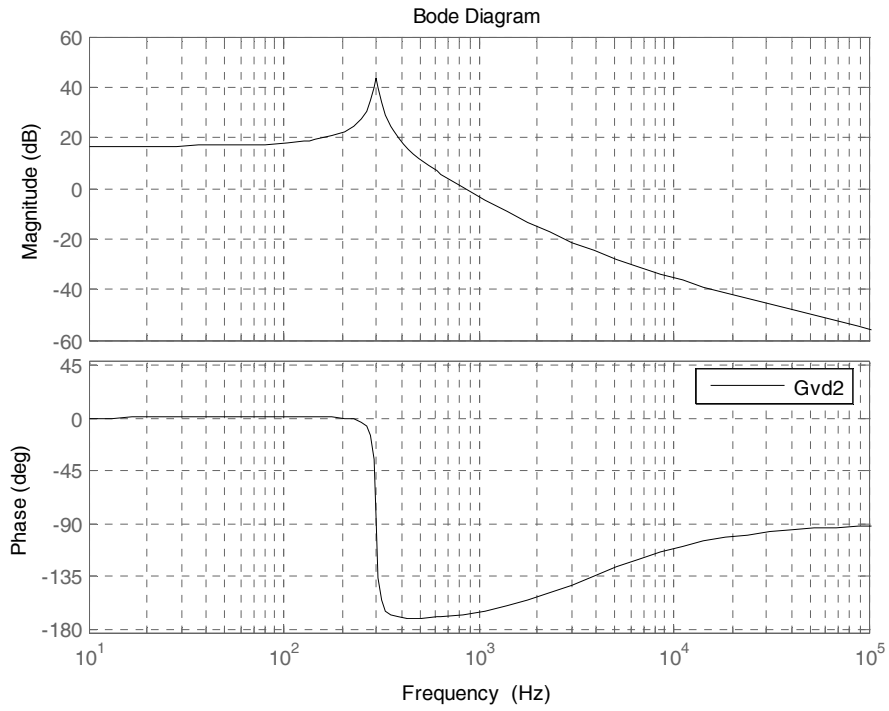
$$G_{vg2} = \frac{9.962 \times 10^{-2}}{2.84 \times 10^{-7} s^2 + 2.367 \times 10^{-5} s + 1} \quad (5.35)$$

$$z_{o1} = \frac{2.99 \times 10^{-7} s}{8.97 \times 10^{-10} s^2 + 5.98 \times 10^{-7} s + 1} \quad (5.36)$$

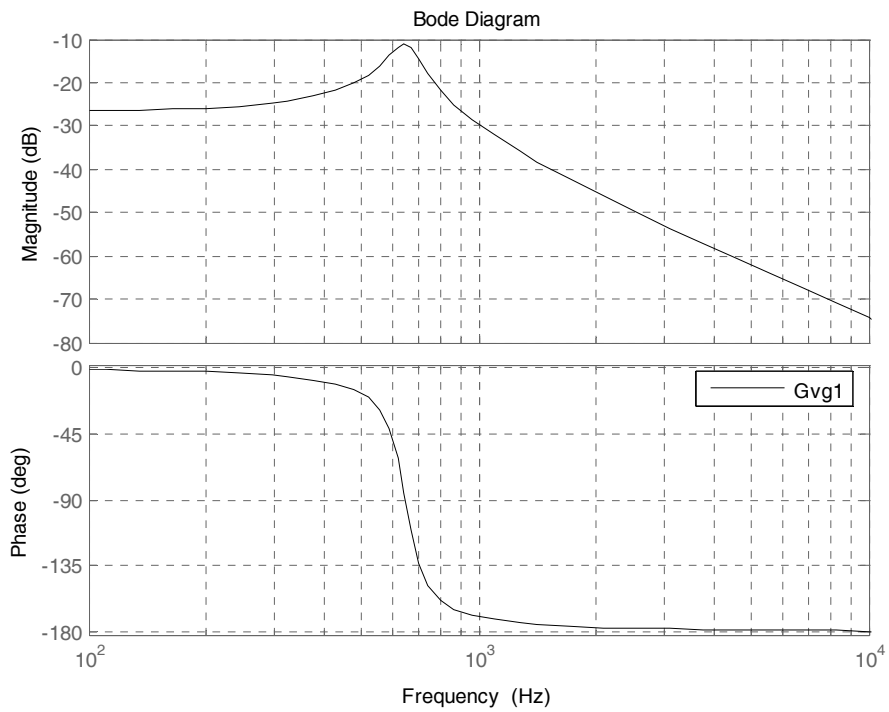
$$z_{o2} = \frac{1.266 \times 10^{-6} s}{3.798 \times 10^{-9} s^2 + 3.165 \times 10^{-7} s + 1} \quad (5.37)$$



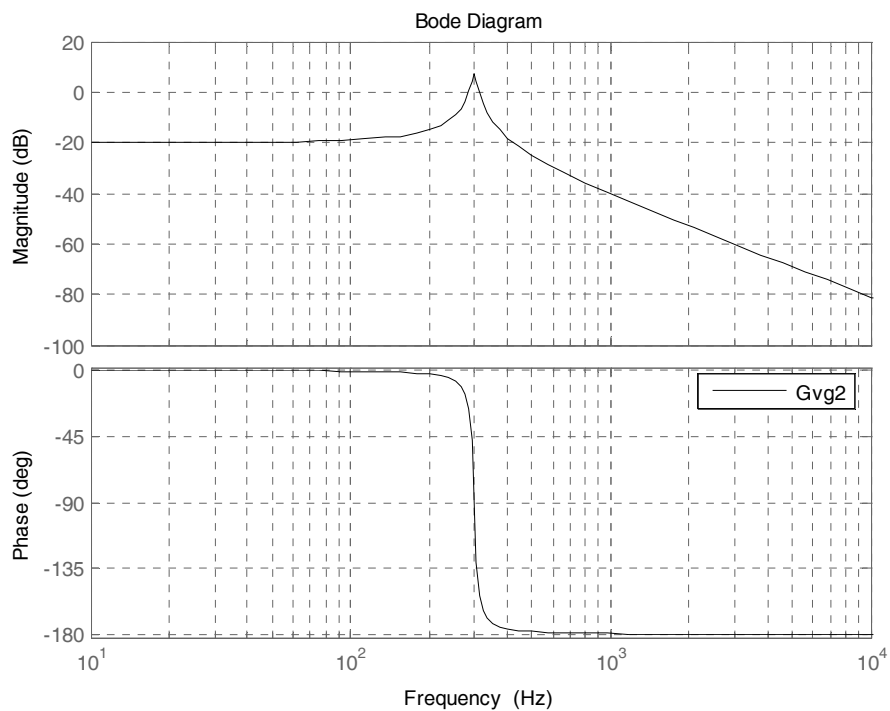
ภาพประกอบ 5-11 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vd1} ของหม้อแปลงแบบ Interleave



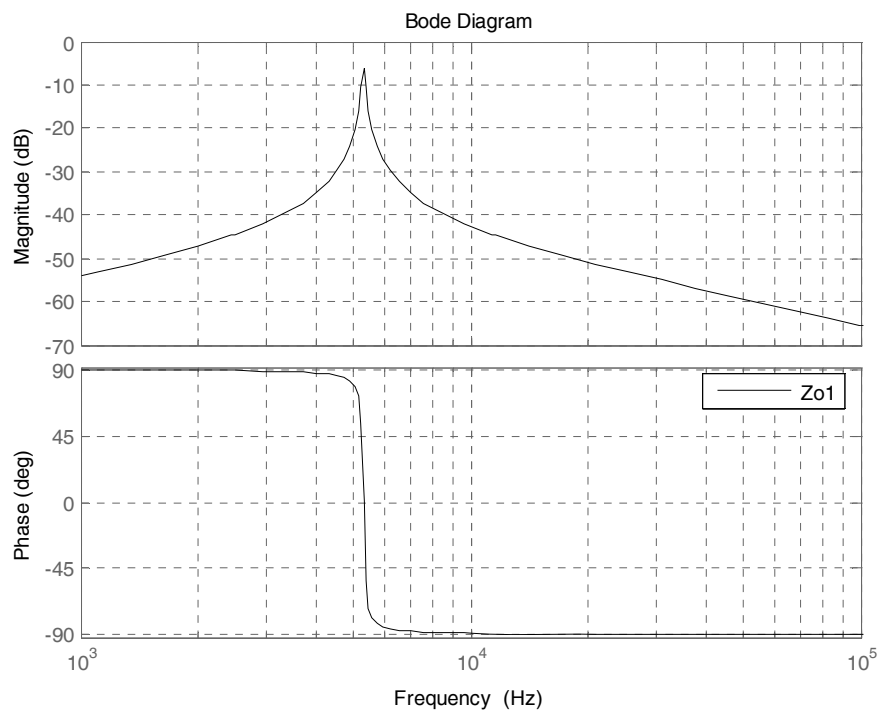
ภาพประกอบ 5-12 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vd2} ของหม้อแปลงแบบ Interleave



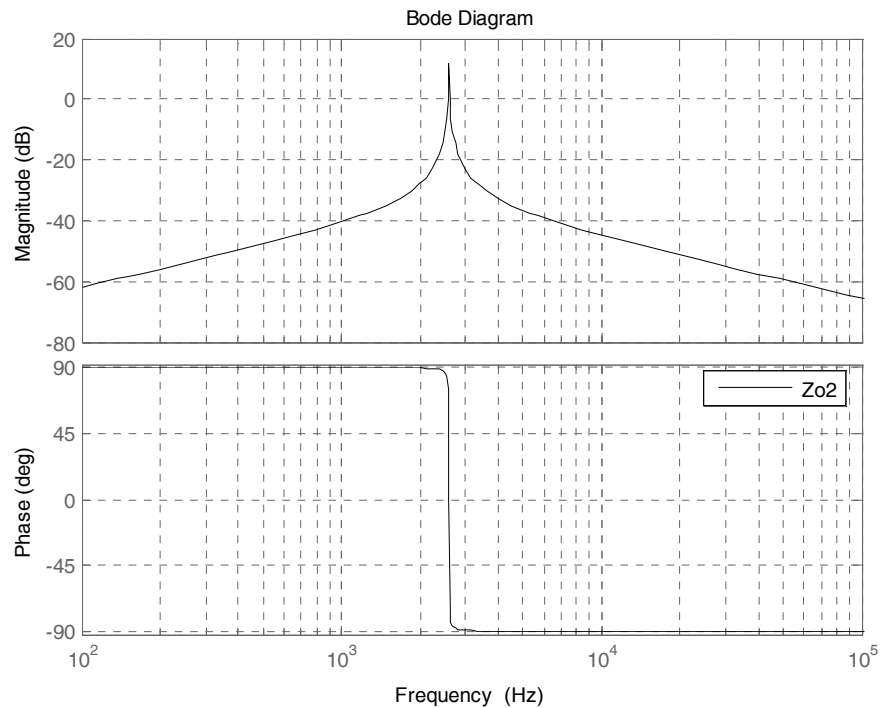
ภาพประกอบ 5-13 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vg1} ของหม้อแปลงแบบ Interleave



ภาพประกอบ 5-14 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน G_{vg2} ของหม้อแปลงแบบ Interleave



ภาพประกอบ 5-15 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน Z_{o1} ของหม้อแปลงแบบ Interleave



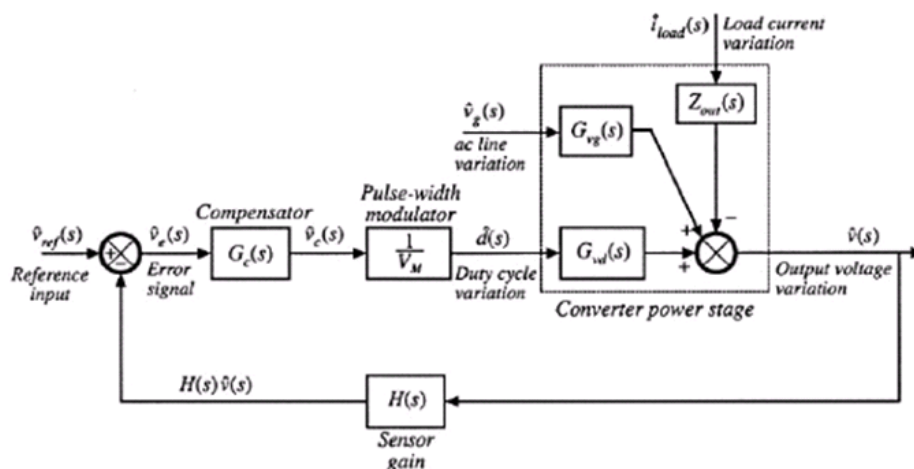
ภาพประกอบ 5-16 แผนภาพโบเดฟังก์ชันถ่ายโอน Z_{o2} ของหม้อแปลงแบบ Interleave

5.3 วงจรชดเชย

แรงดันเอาต์พุตของวงจรสวิตซิงคอนเวอร์เตอร์เป็นฟังก์ชันของแรงดันอินพุต วัฏจักรงาน (Duty cycle) กระแสโหลด และค่าพารามิเตอร์ของวงจร ดังนั้นวงจรสวิตซิงจึงต้องการแรงดันเอาต์พุตคงที่แม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุต กระแสโหลด และการเปลี่ยนแปลงค่าขององค์ประกอบในวงจรก็ตาม และการออกแบบวงจรชดเชยจะใช้อัตราขยายรูปในการพิจารณา

5.3.1 ผลกระทบของการป้อนกลับ

ผลกระทบของการป้อนกลับของคอนเวอร์เตอร์สามารถอธิบายได้จากบล็อกไดอะแกรม และฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนเวอร์เตอร์ ในที่นี้จะอธิบายด้วยบล็อกไดอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์ 1 เอาต์พุตดังภาพประกอบ 5-6



ภาพประกอบ 5-17 บล็อกไคอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์ 1 เอาต์พุต

จากบล็อกไคอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์ 1 เอาต์พุตในภาพประกอบ 5-6 สามารถเขียนสมการวงเปิดของแรงดันเอาต์พุต (Open loop) ของคอนเวอร์เตอร์ได้ตั้งสมการที่ (5.38)

$$\hat{v} = G_{vd}(s)\hat{d}(s) + G_{vg}(s)\hat{v}_g(s) - Z_{out}(s)\hat{i}_{load}(s) \quad (5.38)$$

เมื่อ $G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ \hat{i}_{load}=0}}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนของวัฏจักรงานกับแรงดันเอาต์พุต (Control-to-output transfer function)

$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{d}=0 \\ \hat{i}_{load}=0}}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนของแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุต (Input-to-output transfer function)

$Z_{out}(s) = -\left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}(s)} \right|_{\substack{\hat{d}=0 \\ \hat{v}_g=0}}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (Output impedance transfer function)

จากภาพประกอบ 5-6 สามารถเขียนสมการวงปิดของแรงดันเอาต์พุต (Close loop) ของคอนเวอร์เตอร์ได้ตั้งสมการที่ (5.39)

$$\hat{v} = \hat{v}_{ref} \frac{G_c G_{vd} / V_M}{1 + H G_c G_{vd} / V_M} + \hat{v}_g \frac{G_{vg}}{1 + H G_c G_{vd} / V_M} - \hat{i}_{load} \frac{Z_{out}}{1 + H G_c G_{vd} / V_M} \quad (5.39)$$

จากสมการที่ (5.39) จัดรูปสมการใหม่ได้ดังสมการที่ (5.40)

$$\hat{v} = \hat{v}_{ref} \frac{1}{H} \frac{T}{1+T} + \hat{v}_g \frac{G_{vg}}{1+T} - \hat{i}_{load} \frac{Z_{out}}{1+T} \quad (5.40)$$

เมื่อ $T = H(s)G_c(s)G_{vd}(s)/V_M$ คือ อัตราขยายลูป (Loop gain)

สมการที่ (5.40) เป็นสมการวงปิดของบล็อกไดอะแกรมในภาพประกอบ 5-6 เมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละสมการแล้วสรุปได้ว่าขนาดของอัตราขยายลูปควรมีค่ามากเพื่อส่งผลให้การเปลี่ยนแปลงของอินพุตส่งผลกระทบต่อเอาต์พุตน้อย ดังสมการที่ (5.41) และ (5.42) แต่จะทำให้ผลของการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายป้อนกลับของเซนเซอร์ (H) มีความไวขึ้นดังสมการที่ (5.43)

$$\left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_{ref}=0 \\ \hat{i}_{load}=0}} = \frac{G_{vg}(s)}{1+T(s)} \quad (5.41)$$

$$-\left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}(s)} \right|_{\substack{\hat{d}=0 \\ \hat{v}_g=0}} = \frac{Z_{out}(s)}{1+T(s)} \quad (5.42)$$

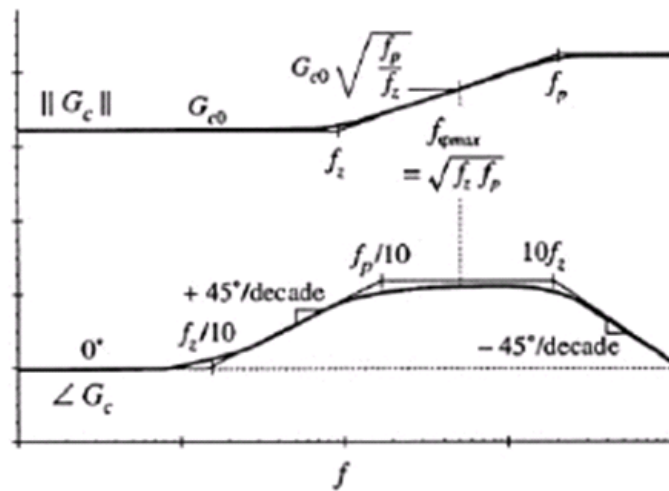
$$\left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_{ref}(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ \hat{i}_{load}=0}} = \frac{1}{H(s)} \frac{T(s)}{1+T(s)} \approx \frac{1}{H(s)} \quad (5.43)$$

5.3.2 ตัวชดเชย

5.3.2.1 ตัวชดเชยแบบมูมนำ (Lead (PD) compensator)

การชดเชยแบบมูมนำมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (5.44) การชดเชยแบบนี้ถูกนำไปใช้เพื่อปรับปรุงเฟสมาร์จิน โดยมีการเพิ่มซีโรที่อัตราขยายลูปที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ตัดผ่าน (f_c) เพื่อปรับปรุงเฟสมาร์จินของระบบให้มีค่ามากขึ้น และเพิ่มโพลที่ความถี่สูงแต่น้อยกว่าความถี่สวิดซิงเพื่อลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการสวิดซิง

$$G_c(s) = G_{c0} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (5.44)$$

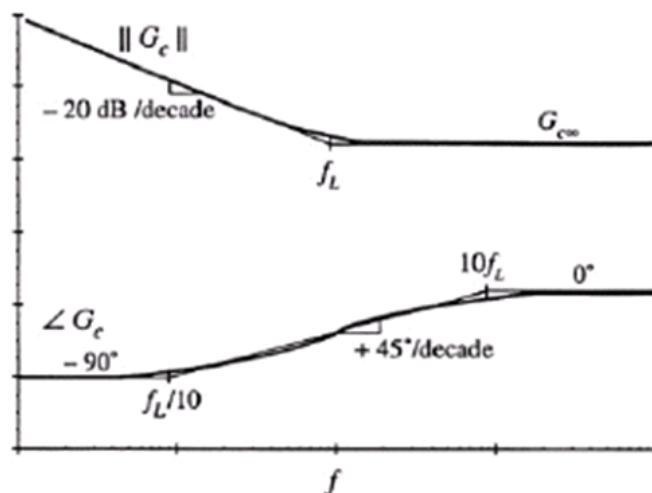


ภาพประกอบ 5-18 แผนภาพโบเดของตัวชดเชยแบบมูมนำ

5.3.2.2 ตัวชดเชยแบบมูมตาม (Lag (PI) compensator)

การชดเชยแบบมูมตามมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (5.45) การชดเชยแบบนี้ถูกนำไปใช้เพื่อปรับปรุงอัตราขยายลูบที่ความถี่ต่ำโดยมีการเพิ่มส่วนกลับของซีโรที่อัตราขยายลูบที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ตัดผ่าน

$$G_c(s) = G_{\infty} \left(1 + \frac{\omega_L}{s} \right) \tag{5.45}$$

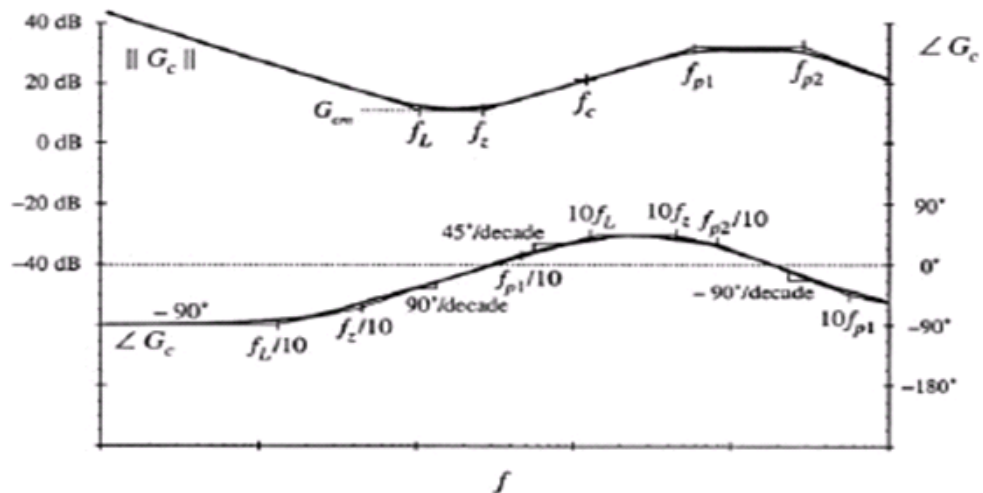


ภาพประกอบ 5-19 แผนภาพโบเดของตัวชดเชยแบบมูมตาม

5.3.2.3 ตัวชดเชยแบบมูมนำ-มูมตาม (Combined (PID) compensator)

การชดเชยแบบมูมนำ-มูมตามมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (5.46) การชดเชยแบบนี้เป็นการนำข้อดีของการชดเชยแบบมูมนำ และมูมตามมารวมกันโดยนำไปใช้เพื่อปรับปรุงอัตราขยายที่ความถี่ต่ำ และเพิ่มเฟสมาร์จินที่ความถี่สูง

$$G_c(s) = G_{cm} \frac{\left(1 + \frac{\omega_L}{s}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (5.46)$$



ภาพประกอบ 5-20 แผนภาพโบเดของตัวชดเชยแบบมูมนำ-มูมตาม

5.4 การออกแบบวงจรชดเชย

ภาพประกอบ 5-21 แสดงบล็อกไดอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุตที่มีการป้อนกลับแบบต่งนำหน้า ซึ่งมีอัตราขยายลูบ 2 ลูบ จึงใช้อัตราขยายลูบรวมดังสมการ (5.49) ในการออกแบบ

$$T_{o1} = K_1 F_m G_{vd1} \quad (5.47)$$

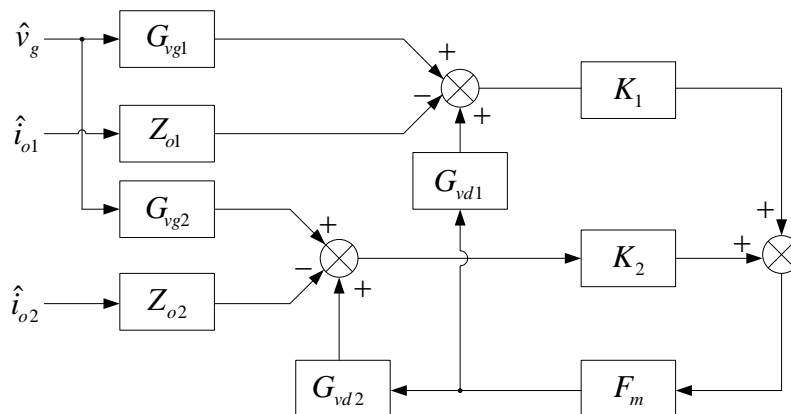
$$T_{o1} = \frac{8.223 \times 10^{-6} s + 0.1291}{6.041 \times 10^{-8} s^2 + 4.027 \times 10^{-5} + 1}$$

$$T_{o2} = K_2 F_m G_{vd2} \quad (5.48)$$

$$T_{o1} = \frac{1.617 \times 10^{-5} s + 0.3898}{2.84 \times 10^{-7} s^2 + 2.367 \times 10^{-5} + 1}$$

$$T = T_{o1} + T_{o2} = F_m (K_1 G_{vd1} + K_2 G_{vd2}) \tag{5.49}$$

$$T = \frac{3.312 \times 10^{-12} s^3 + 6.106 \times 10^{-8} s^2 + 4.315 \times 10^{-5} s + 0.5189}{1.716 \times 10^{-14} s^4 + 1.287 \times 10^{-11} s^3 + 3.454 \times 10^{-7} s^2 + 6.394 \times 10^{-5} s + 1}$$



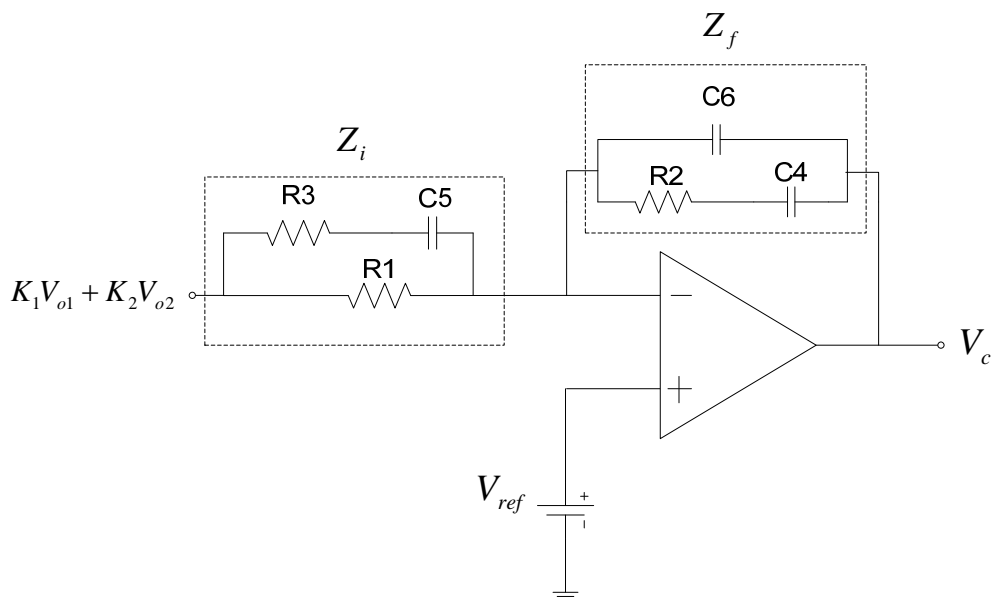
ภาพประกอบ 5-21 บล็อกไดอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุตที่มีการป้อนกลับแบบถ่วงน้ำหนัก

วงจรถดเชยดังแสดงในภาพประกอบ 5-22 จะนำผลรวมของแรงดันแต่ละเอาต์พุตที่ป้อนกลับผ่านค่าถ่วงน้ำหนักมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง ค่าเอาต์พุตที่ได้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อควบคุมความกว้างพัลส์ให้ได้วัฏจักรงานที่เหมาะสม การออกแบบวงจรถดเชยทำได้หลายวิธี เช่น โลกัสของราก เป็นต้น แต่วิธีที่ทำได้ง่ายที่สุดคือใช้แผนภาพโพล โดยจะนำอัตราขยายวงเปิดมาวาดรูปในโดเมนความถี่ และทำการวางตำแหน่งโพลและซีโรที่ความถี่ที่ต้องการเพื่อปรับปรุงมาร์จินของอัตราขยาย และมาร์จินของมุมเฟส

อัตราขยายลูป (T) ดังสมการ (5.49) ได้มาจากการแทนพารามิเตอร์ของวงจรถดเชยอยู่ในรูปแบบของโพลและซีโรเชิงซ้อนดังสมการที่ (5.50) ดังนั้นใช้ตัวควบคุมแบบ 2 โพล 2 ซีโร ร่วมกับอินทิเกรเตอร์ได้ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถดเชยเป็นดังสมการที่ (5.51)

$$T = \frac{K \left(1 + \frac{s}{\omega_{zt}} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{zt} Q_{zt}} + \frac{s^2}{\omega_{zt}^2} \right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{pt1} Q_{pt1}} + \frac{s^2}{\omega_{pt1}^2} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{pt2} Q_{pt2}} + \frac{s^2}{\omega_{pt2}^2} \right)} \tag{5.50}$$

$$G_c(s) = \frac{K_I (s + \omega_{zc1})(s + \omega_{zc2})}{s (s + \omega_{pc1})(s + \omega_{pc2})} \tag{5.51}$$



ภาพประกอบ 5-22 วงจรชดเชย

วงจรถดเชยดังภาพประกอบที่ 5-22 สามารถทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนให้อยู่ในรูปของโพล-ซีโรได้ดังนี้

$$G = -\frac{Z_f}{Z_i} \quad (5.52)$$

$$Z_f = \left(\frac{1}{sC_6} \right) // \left(\frac{1}{sC_4} + R_2 \right) \quad (5.53)$$

$$= \frac{1 + sC_4R_2}{s^2C_4C_6R_2 + s(C_6 + C_4)} \quad (5.54)$$

$$Z_i = \left(\frac{1}{sC_5} + R_3 \right) // R_1 \quad (5.55)$$

$$= \frac{R_1 + sC_5R_1R_3}{1 + sC_5(R_1 + R_3)} \quad (5.56)$$

$$\frac{Z_f}{Z_i} = \frac{R_1 + R_3}{sC_6R_1R_3} \frac{\left(s + \frac{1}{R_2C_4} \right) \left(s + \frac{1}{C_5(R_1 + R_3)} \right)}{\left(s + \frac{1}{R_3C_5} \right) \left(s + \frac{C_4 + C_6}{R_2C_4C_6} \right)} \quad (5.57)$$

จากสมการที่ (5.57) เมื่อแทน $s = j\omega$ จะได้ตำแหน่งของโพล และซีโรเป็น

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_4} \quad (5.58)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi C_5 (R_1 + R_3)} \quad (5.59)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_3 C_5} \quad (5.60)$$

$$f_{p2} = \frac{C_4 + C_6}{2\pi R_2 C_4 C_6} \quad (5.61)$$

$$A = \frac{R_1 + R_3}{C_6 R_1 R_3} \quad (5.62)$$

การวางตำแหน่งซีโร ω_{zc1} และ ω_{zc2} จะถูกวางไว้เพื่อหักล้างผลของโพลเชิงซ้อน ω_{pt1} ที่ความถี่ f_{pt1} ของระบบ ส่วนโพล ω_{pc1} จะถูกวางไว้เพื่อหักล้างผลของซีโร ω_{zt} ที่ความถี่ f_{zt} และโพล ω_{pc1} จะถูกวางไว้เพื่อลดสัญญาณรบกวนจากการสวิตช์ที่ความถี่ $\frac{f_s}{2}$

$$G_c = 6 \times 10^7 \frac{(s+1900)(s+1900)}{(s+17225)(s+314159.3)} \quad (5.63)$$

เมื่ออัตราขยายถูกแปลงเป็นคังสมการที่ (5.62) ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนคังสมการที่ (5.63) และทำการคำนวณพารามิเตอร์ของวงจรชดเชยด้วยสมการที่ (5.58) ถึง (5.61) จะได้พารามิเตอร์ดังนี้

$$R_1 = 1.57k\Omega$$

$$R_2 = 52.6M\Omega$$

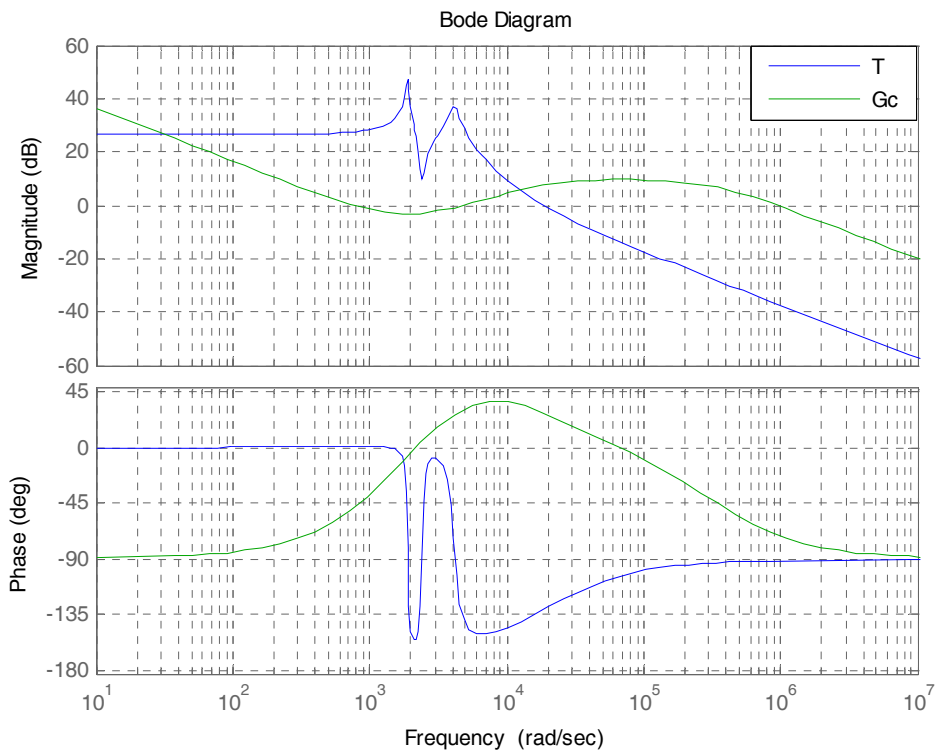
$$R_3 = 58.1k\Omega$$

$$C_4 = 10pF$$

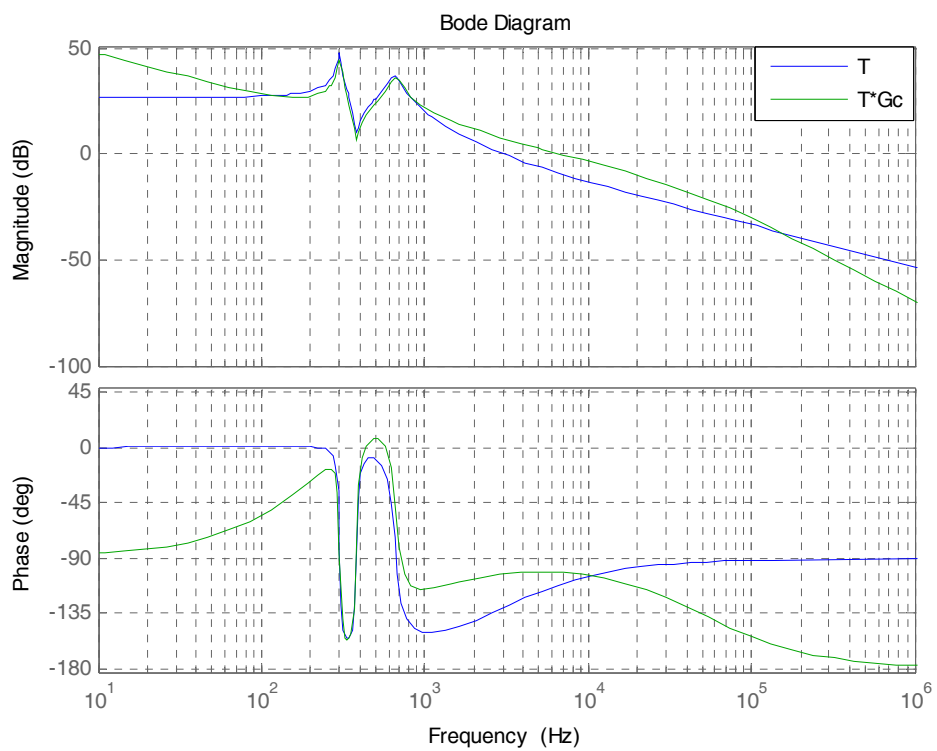
$$C_5 = 1nF$$

$$C_6 = 0.6pF$$

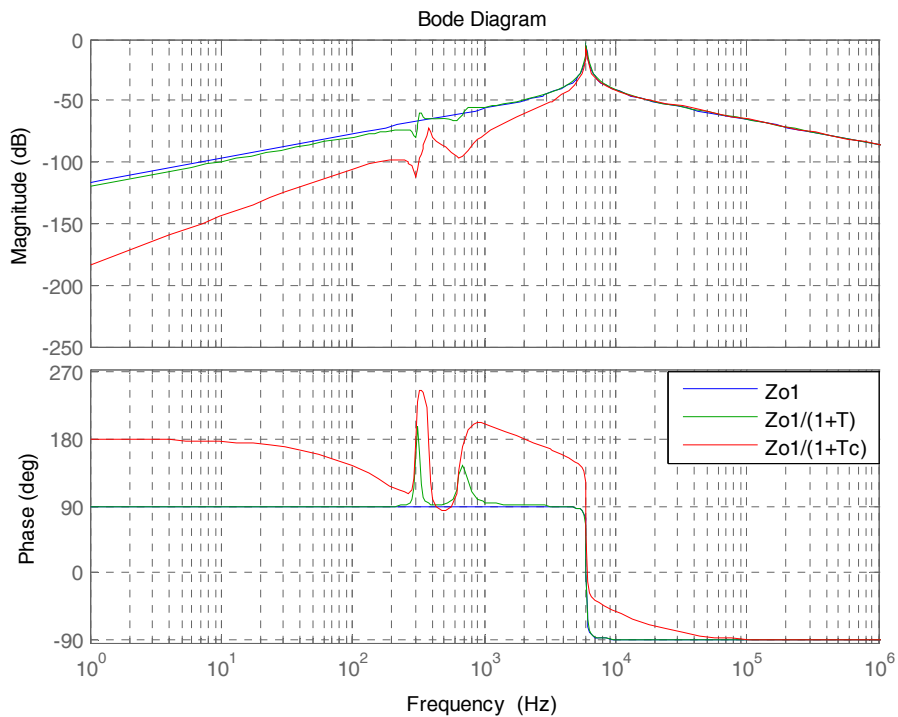
ภาพประกอบ 5-23 แสดงแผนภาพโบเดของอัตราขยายและตัวชดเชยที่ได้ออกแบบไว้ ส่วนภาพประกอบ 5-24 เปรียบเทียบแผนภาพโบเดระหว่างอัตราขยายและอัตราขยายที่มีการชดเชยแล้ว ซึ่งพบว่าอัตราขยายที่ความถี่ต่ำมีขนาดมากขึ้น และระบบมีเสถียรภาพเพราะเฟสมาร์จินของระบบมีค่ามากกว่า -180°



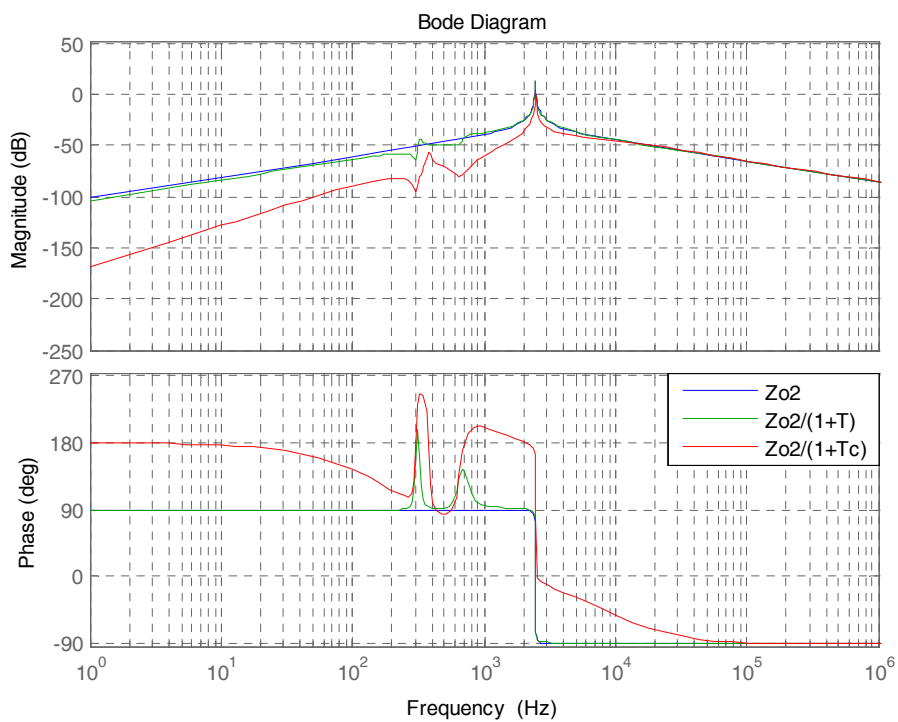
ภาพประกอบ 5-23 แผนภาพโบเดของอัตราขยายรูป และตัวชดเชย



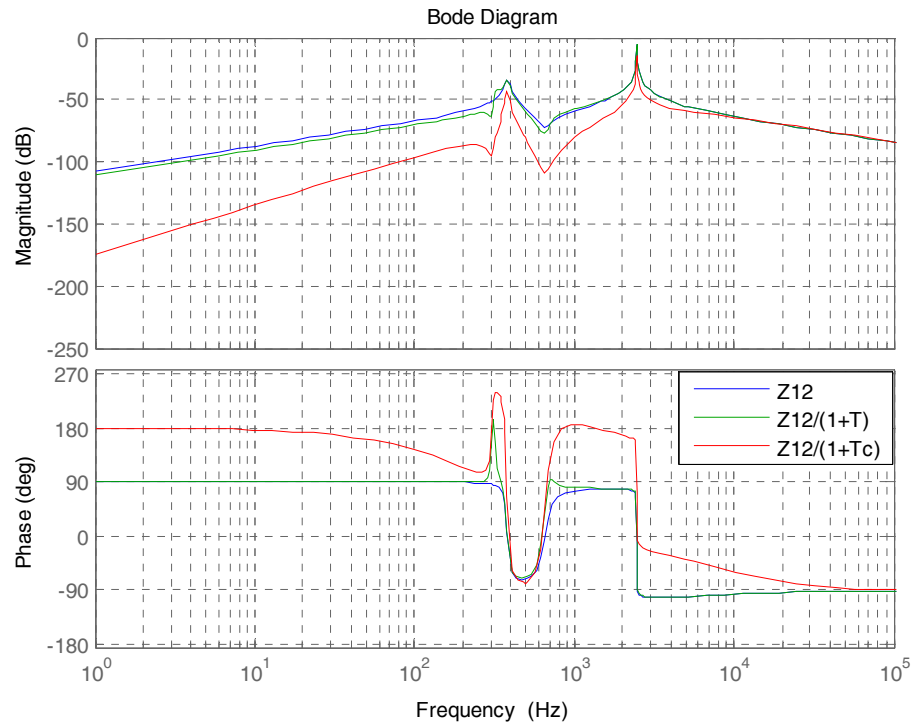
ภาพประกอบ 5-24 แผนภาพโบเดของอัตราขยายรูป และอัตราขยายรูปที่มีการชดเชย



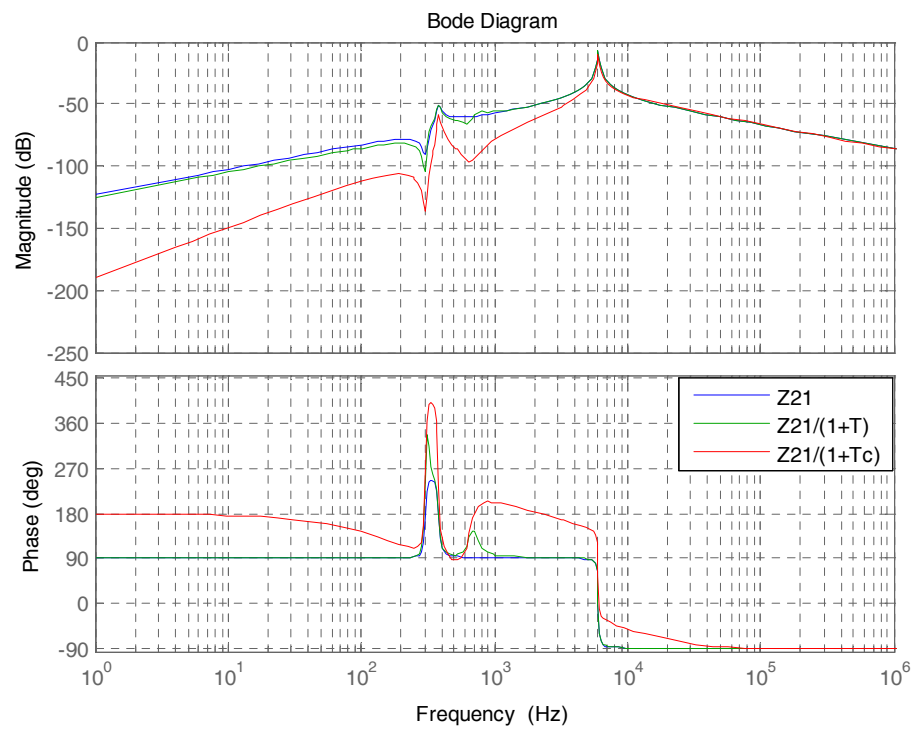
ภาพประกอบ 5-25 เปรียบเทียบแผนภาพ โบดีมพีแดนซ์ของเอาต์พุตที่ 1 ($\frac{\hat{v}_1}{\hat{i}_1}$)



ภาพประกอบ 5-26 เปรียบเทียบแผนภาพ โบดีมพีแดนซ์ของเอาต์พุตที่ 2 ($\frac{\hat{v}_2}{\hat{i}_2}$)



ภาพประกอบ 5-27 เปรียบเทียบแผนภาพโบเดออสิมพีแคนซ์ของเอาต์พุตที่ 1 ($\frac{\hat{v}_1}{\hat{i}_2}$)



ภาพประกอบ 5-28 เปรียบเทียบแผนภาพโบเดออสิมพีแคนซ์ของเอาต์พุตที่ 2 ($\frac{\hat{v}_2}{\hat{i}_1}$)

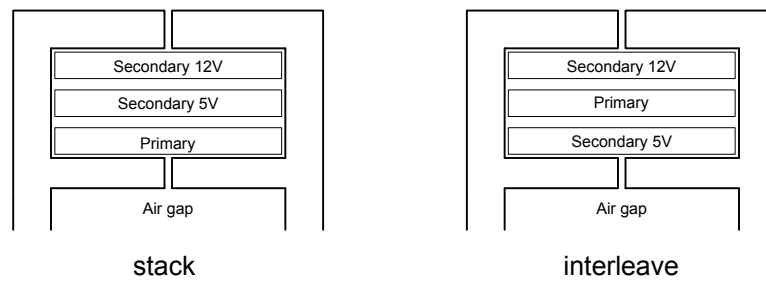
ภาพประกอบ 5-25 และ 5-26 แสดงการเปรียบเทียบแผนภาพโบเดของอิมพีแดนซ์ของเอาต์พุตที่ 1 และ 2 ทั้งแบบอิมพีแดนซ์ช่วงเปิด (Z_{oi}) อิมพีแดนซ์ช่วงปิด ($Z_{oi}/(1+T)$) และอิมพีแดนซ์ช่วงปิดที่มีการชดเชยแล้ว ($Z_{oi}/(1+T_c)$) ส่วนภาพประกอบ 5-27 และ 5-28 แสดงการเปรียบเทียบแผนภาพโบเดของครอสอิมพีแดนซ์ระหว่างเอาต์พุต คือ Z_{12} และ Z_{21} พบว่าตัวชดเชยสามารถลดทอนผลการเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตที่มีต่อแรงดันเอาต์พุต ทำให้ระบบมี Load regulation และ Cross regulation ที่ดีขึ้นซึ่งสังเกตได้จากอัตราขยายที่ความถี่ต่ำมีขนาดลดลง และหากต้องการลดผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตที่มีต่อแรงดันเอาต์พุตทำได้โดยเพิ่มอัตราขยายของวงจรชดเชย แต่การทำเช่นนี้จะส่งผลให้อัตราขยายลูปมีแบนด์วิดท์กว้างขึ้น

บทที่ 6

ผลการทดลองและการวิเคราะห์ผล

6.1 ผลการวิเคราะห์การเกิดครอสเรกกูเลชันในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

การวางตำแหน่งขดลวดในหม้อแปลงสามารถควบคุมค่าความเหนี่ยวนำรั่วของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงได้ และค่าความเหนี่ยวนำรั่วก็มีผลต่อการเกิดครอสเรกกูเลชันในวงจรคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นในการทดลองนี้จึงได้ทดสอบเพื่อเปรียบเทียบผลของการพันขดลวดต่อค่าเรกกูเรชันของแรงดันเอาต์พุต โดยการทดสอบหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack และ Interleave ซึ่งการพันทั้งสองแบบต่างกันที่ตำแหน่งการวางขดลวดดังภาพประกอบ 6-1



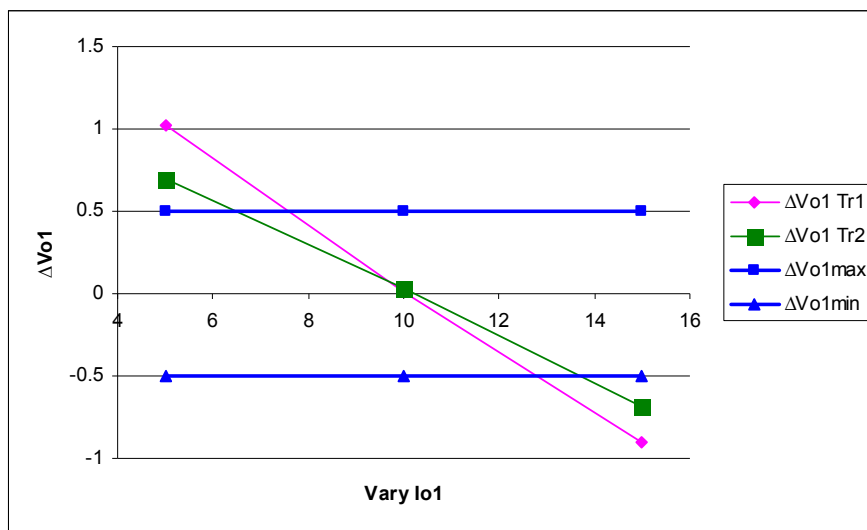
ภาพประกอบ 6-1 การวางตำแหน่งขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

ผลการวัดค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วพบว่าการพันแบบ Interleave มีค่าความเหนี่ยวนำรั่วทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงน้อยกว่าการพันแบบ Stack ดังตาราง 6-1

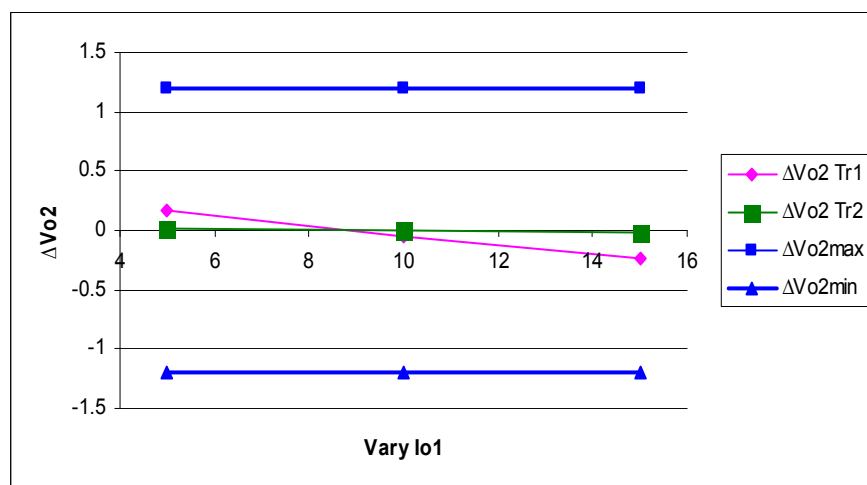
ตาราง 6-1 เปรียบเทียบค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วจากการพันหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

| | Stack | Interleave |
|----------|---------|------------|
| L_p | 87.1uH | 76.46uH |
| L_{s1} | 28.59nH | 3.78nH |
| L_{s2} | 0.67uH | 0.68uH |
| L_m | 1.423mH | 1.404mH |

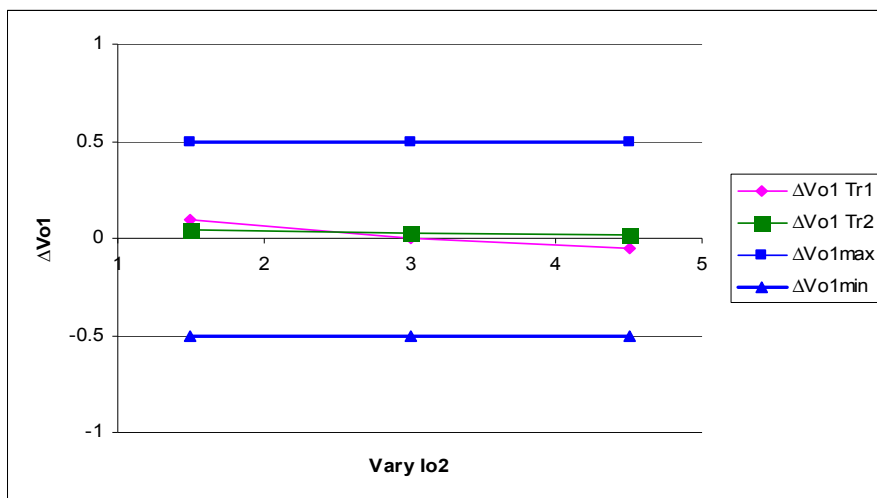
เมื่อนำหม้อแปลงทั้งสองมาทดสอบกับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาท์พุท ที่กระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลงในช่วง 5-15 A ขณะที่กระแสเอาท์พุทที่ 2 มีค่าคงที่เท่ากับ 3 A และที่กระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลงในช่วง 1.5-4.5 A ขณะที่กระแสเอาท์พุทที่ 1 มีค่าคงที่เท่ากับ 10 A ผลที่ได้จากการทดลองเป็นดังภาพประกอบ 6-2 ถึง 6-5 โดยที่ Tr1 คือหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack และ Tr2 คือหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Interleave



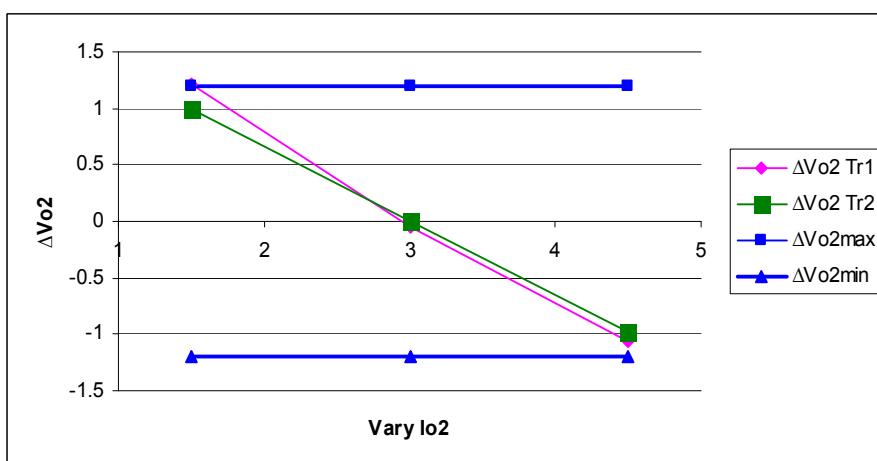
ภาพประกอบ 6-2 เปรียบเทียบความผิดพลาดของแรงดันเอาท์พุทที่ 1 เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o1} ($I_{o2}=3A$)



ภาพประกอบ 6-3 เปรียบเทียบความผิดพลาดของแรงดันเอาท์พุทที่ 2 เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o1} ($I_{o2}=3A$)



ภาพประกอบ 6-4 เปรียบเทียบความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตที่ 1 เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10 A$)



ภาพประกอบ 6-5 เปรียบเทียบความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตที่ 2 เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10 A$)

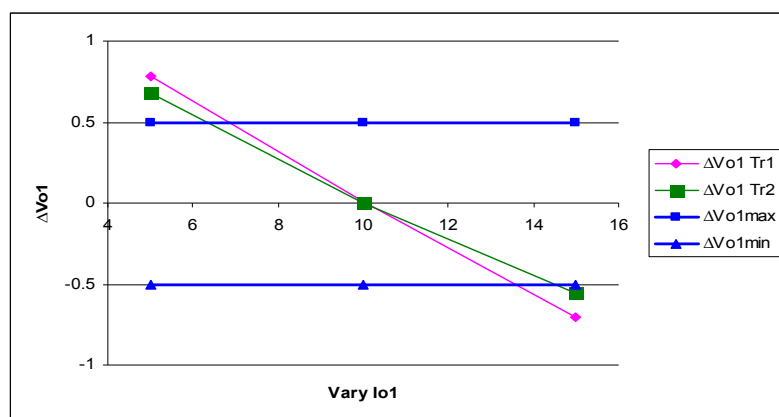
ภาพประกอบ 6-2 และ 6-5 แสดงการคงค่าแรงดันโหลด (Line regulation) ซึ่งแสดงอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสในเอาต์พุตนั้น ส่วนภาพประกอบ 6-3 และ 6-4 แสดงการคงค่าแรงดันครอสเรกกูเลชัน (Cross regulation) ซึ่งแสดงอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสในเอาต์พุตอื่นๆ ซึ่งพบว่าค่าความชันของกราฟแรงดันที่ได้จากหม้อแปลงที่พันแบบ Interleave มีค่าน้อยกว่าแบบ Stack ดังนั้นการคงค่าแรงดันโหลด และการคงค่าแรงดันครอสเรกกูเลชัน ในหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Interleave ดีกว่าการพันแบบ Stack ทั้งนี้เนื่องจากค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วในหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Interleave มีค่าน้อยกว่าค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วในหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack ดังแสดงในตาราง 6-1

6.2 การวิเคราะห์ผลการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาท์พุท

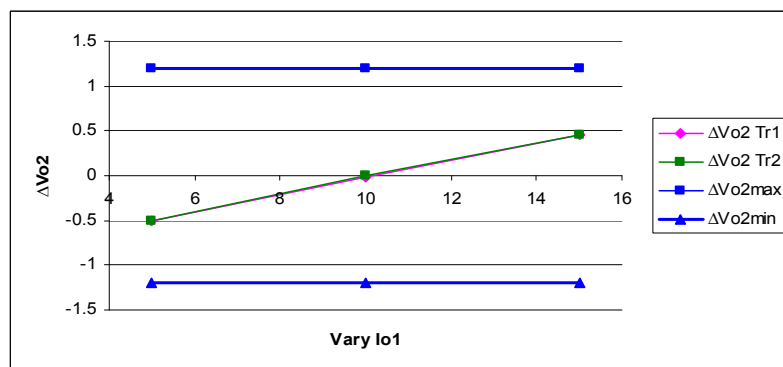
การทดลองเพื่อเปรียบเทียบผลจากการป้อนกลับผ่านค่าถ่วงน้ำหนักต่างชุดกันต่อ แรงดันแต่ละเอาท์พุทของหม้อแปลงที่มีการพันด้วยวิธีที่ต่างกัน เพื่อนำไปสู่การเลือกค่าถ่วงน้ำหนัก ที่เหมาะสมที่สุดในการคงค่าแรงดันเอาท์พุท

6.2.1 ผลการเปรียบเทียบแรงดันเอาท์พุทที่ป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด A (0.126,0.155)

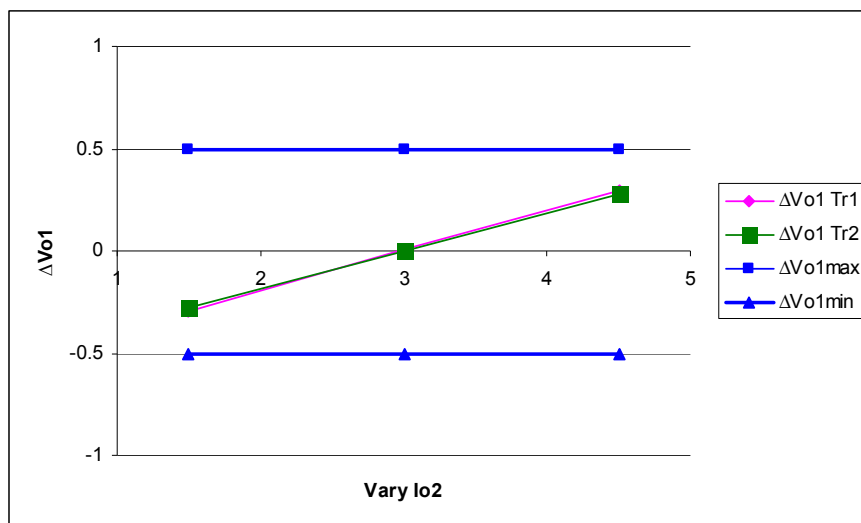
การป้อนกลับผ่านค่าถ่วงน้ำหนักต่างชุด A (0.126, 0.155) ที่มีต่อแรงดันแต่ละ เอาท์พุทของหม้อแปลงที่มีการพันด้วยวิธีที่ต่างกัน โดยที่ Tr1 คือหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack และ Tr2 คือหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Interleave



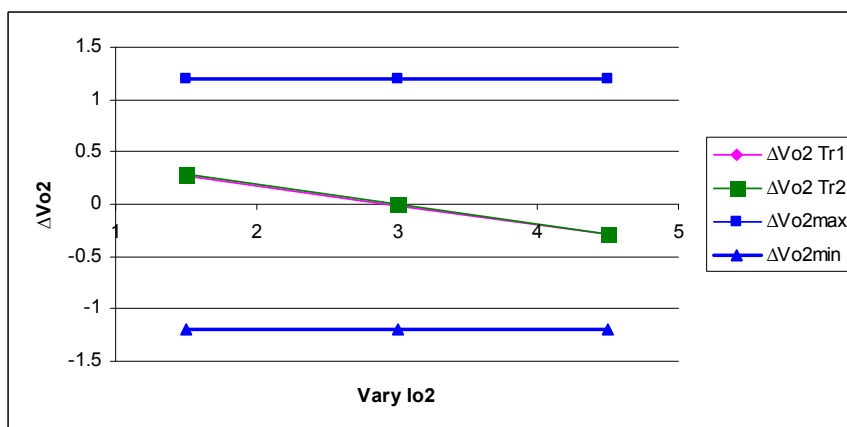
ภาพประกอบ 6-6 เปรียบเทียบแรงดันเอาท์พุทที่ 1 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด A(0.126,0.155) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o1} ($I_{o2}=3A$)



ภาพประกอบ 6-7 เปรียบเทียบแรงดันเอาท์พุทที่ 2 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด A(0.126,0.155) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o1} ($I_{o2}=3A$)



ภาพประกอบ 6-8 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 1 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าตัวนำหนักชุด $A(0.126,0.155)$ เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$)

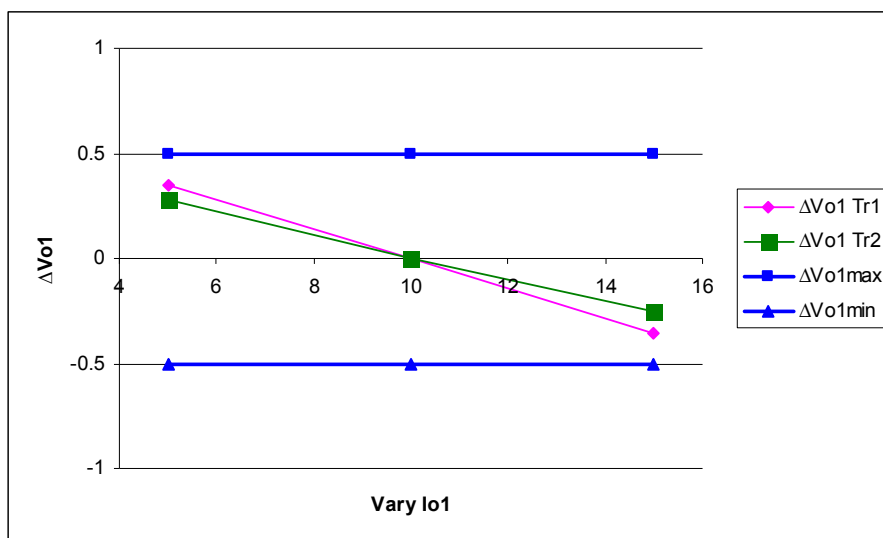


ภาพประกอบ 6-9 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 2 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าตัวนำหนักชุด $A(0.126,0.155)$ เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$)

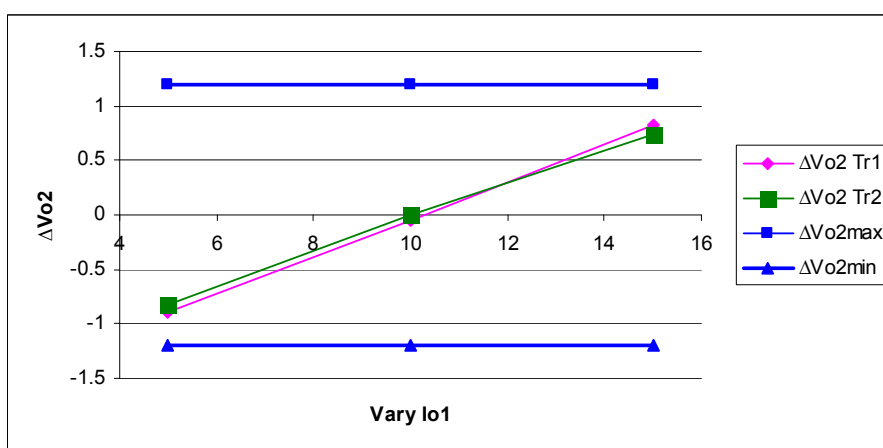
จากภาพประกอบ 6-6 ถึง 6-9 พบว่าการเลือกค่าตัวนำหนักชุด $A(0.126,0.155)$ เป็นการให้น้ำหนักกับเอาต์พุตที่ 2 ($12V$) มากกว่าเอาต์พุตที่ 1 ($5V$) เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $5-15A$ ทำให้มีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเกิดขึ้นกับเอาต์พุตที่ 1 ($5V$) มีค่าประมาณ $\pm 15\%$ และเอาต์พุตที่ 2 ($12V$) มีค่าประมาณ $\pm 5\%$ และเมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $1.5-4.5A$ ทำให้มีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเกิดขึ้นกับเอาต์พุตที่ 1 ($5V$) มีค่าประมาณ $\pm 6\%$ และเอาต์พุตที่ 2 ($12V$) มีค่าประมาณ $\pm 3\%$ ดังนั้นสรุปได้ว่าการให้น้ำหนักกับเอาต์พุตที่ 2 ($12V$) มากกว่าเอาต์พุตที่ 1 ($5V$) จะทำให้เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเกิดขึ้นกับเอาต์พุตที่ 1 มากกว่าเอาต์พุตที่ 2

6.2.2 ผลการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด B (0.2585, 0.1005)

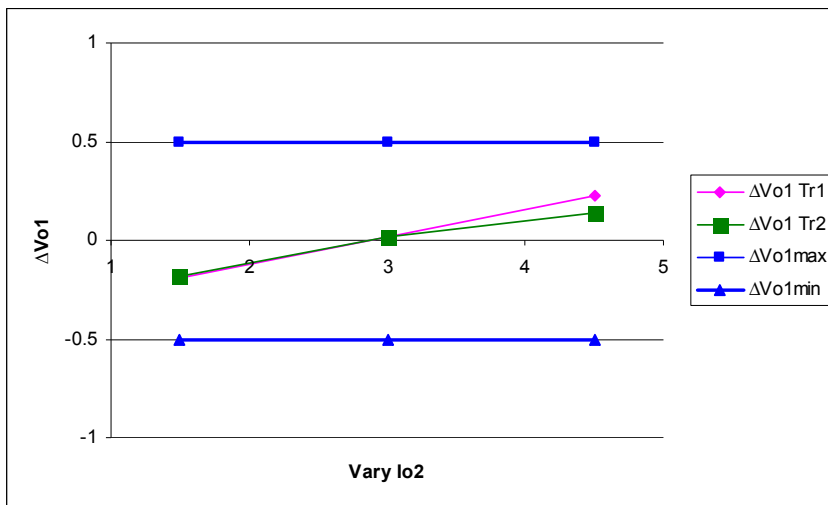
การป้อนกลับผ่านค่าถ่วงน้ำหนักต่างชุด B (0.2585, 0.1005) มีต่อแรงดันแต่ละเอาต์พุตของหม้อแปลงที่มีการพันด้วยวิธีที่ต่างกันดังแสดงในภาพประกอบ 6-10 ถึง 6-13 โดยที่ Tr1 คือหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack และ Tr2 คือหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Interleave



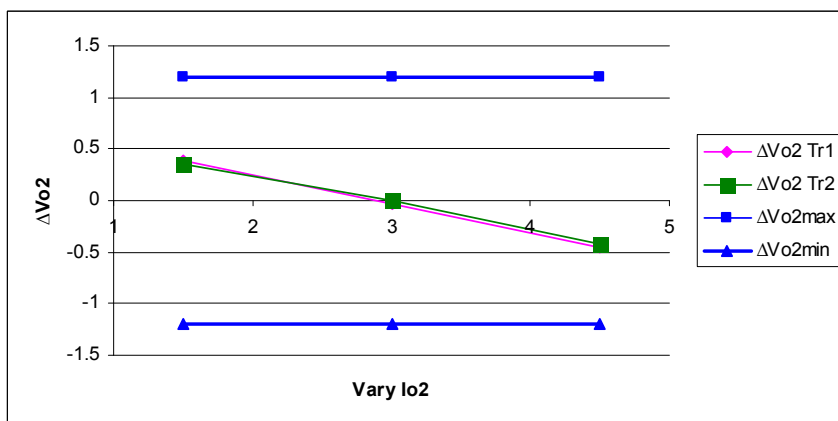
ภาพประกอบ 6-10 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 1 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด B (0.2585, 0.1005) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$)



ภาพประกอบ 6-11 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 2 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด B (0.2585, 0.1005) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$)



ภาพประกอบ 6-12 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 1 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด B (0.2585, 0.1005) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$)

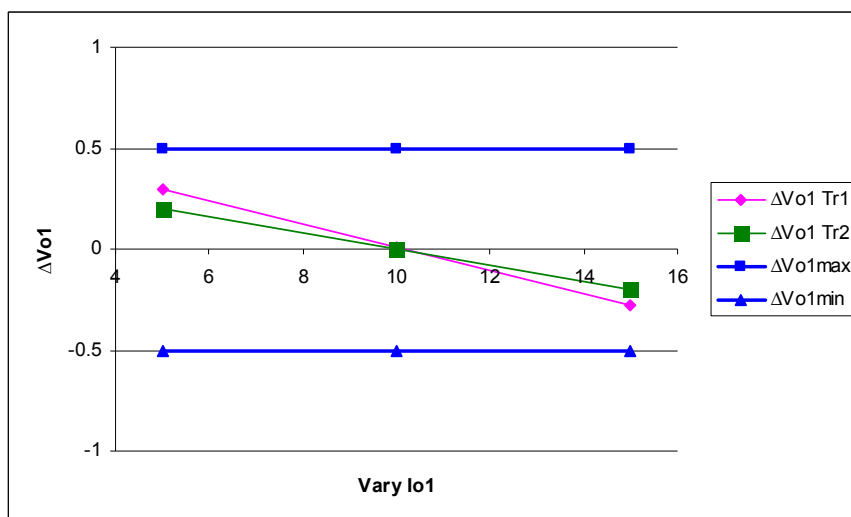


ภาพประกอบ 6-13 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 2 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด B (0.2585, 0.1005) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$)

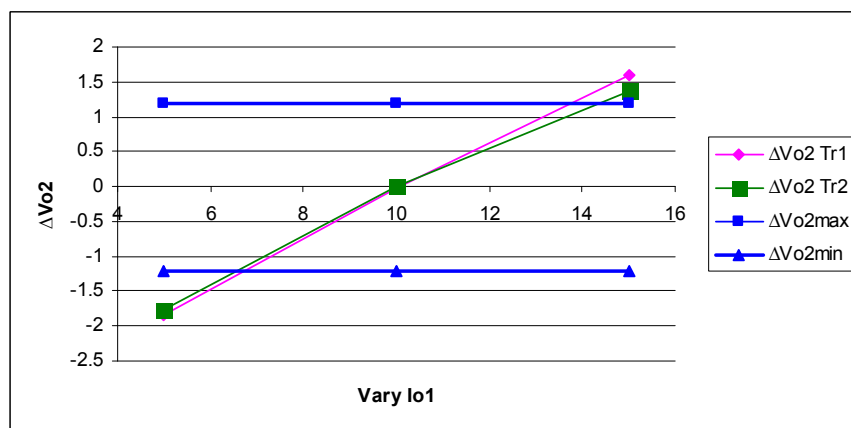
จากภาพประกอบ 6-10 ถึง 6-13 พบว่าการเลือกค่าถ่วงน้ำหนักชุด B (0.258,0.100) เป็นการให้น้ำหนักกับเอาต์พุตที่ 1 (5V) มากกว่าเอาต์พุตที่ 2 (12V) เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 5-15A ทำให้มีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเกิดขึ้นกับเอาต์พุตที่ 1 (5V) มีค่าประมาณ ± 7% และเอาต์พุตที่ 2 (12V) มีค่าประมาณ ± 7.5% และเมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 1.5-4.5A ทำให้มีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเกิดขึ้นกับเอาต์พุตที่ 1 (5V) มีค่าประมาณ ± 5% และเอาต์พุตที่ 2 (12V) มีค่าประมาณ ± 4% สรุปได้ว่าการเลือกค่าถ่วงน้ำหนักชุด B (0.2585, 0.1005) ซึ่งเป็นค่าถ่วงน้ำหนักจากตรงกลางพื้นที่ปิดจะทำให้เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเกิดขึ้นกับเอาต์พุตที่ 1 และเอาต์พุตที่ 2 เท่ากัน

6.2.3 ผลการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด C (0.391, 0.046)

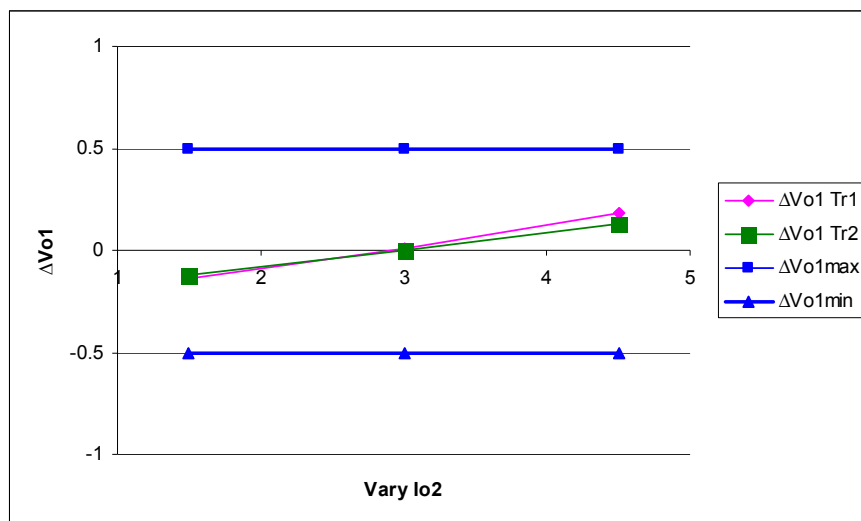
การป้อนกลับผ่านค่าถ่วงน้ำหนักต่างชุด C (0.391, 0.046) ที่มีต่อแรงดันแต่ละเอาต์พุตของหม้อแปลงที่มีการพันด้วยวิธีที่ต่างกัน โดยที่ Tr1 คือหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack และ Tr2 คือหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Interleave



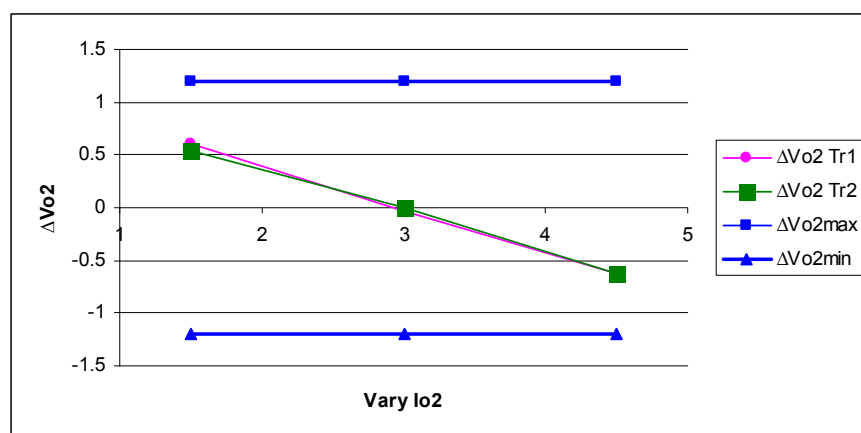
ภาพประกอบ 6-14 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 1 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด C (0.391, 0.046) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o1} ($I_{o2}=3A$)



ภาพประกอบ 6-15 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 2 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด C (0.391, 0.046) เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o1} ($I_{o2}=3A$)



ภาพประกอบ 6-16 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 1 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด $C(0.391, 0.046)$ เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$)



ภาพประกอบ 6-17 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตที่ 2 ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุด $C(0.391, 0.046)$ เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{o2} ($I_{o1}=10A$)

จากภาพประกอบ 6-14 ถึง 6-17 พบว่าการเลือกค่าถ่วงน้ำหนักชุด $C(0.391, 0.046)$ เป็นการให้น้ำหนักกับเอาต์พุตที่ 1 ($5V$) มากกว่าเอาต์พุตที่ 2 ($12V$) เมื่อกระแสโหลดที่ 1 เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $5-15A$ ทำให้มีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเกิดขึ้นกับเอาต์พุตที่ 1 ($5V$) มีค่าประมาณ $\pm 6\%$ และเอาต์พุตที่ 2 ($12V$) มีค่าประมาณ $\pm 15\%$ และเมื่อกระแสโหลดที่ 2 เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $1.5-4.5A$ ทำให้มีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเกิดขึ้นกับเอาต์พุตที่ 1 ($5V$) มีค่าประมาณ $\pm 4\%$ และเอาต์พุตที่ 2 ($12V$) มีค่าประมาณ $\pm 5\%$ สรุปได้ว่าการให้น้ำหนักกับเอาต์พุตที่ 1 ($5V$) มากกว่าเอาต์พุตที่ 2 ($12V$) จะทำให้เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเกิดขึ้นกับเอาต์พุตที่ 2 มากกว่าเอาต์พุตที่ 1

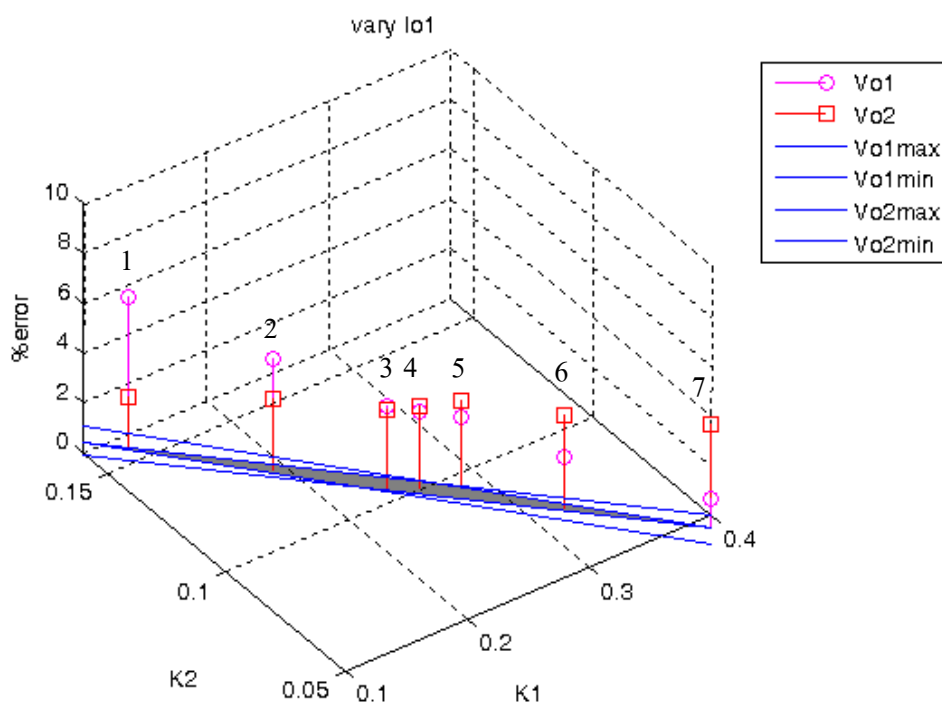
6.3 ผลวิเคราะห์การเลือกค่าถ่วงน้ำหนัก

จากการวิเคราะห์ที่ผ่านมามีค่าถ่วงน้ำหนักที่เลือกทำหน้าที่กระจายความผิดพลาดไปยังแต่ละเอาต์พุต ในกรณีที่กระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างทำให้ค่าครอสเรกกูเลชันมีค่ามากขึ้นด้วย ดังนั้นจึงต้องเลือกค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดสำหรับทุกกรณีโหลดที่เปลี่ยนไป การเลือกชุดค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมได้จากเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแต่ละเอาต์พุตในแต่ละกรณีที่กระแสโหลดเปลี่ยนแปลงดังภาพประกอบ 6-18 ถึง 6-21 ค่าที่นำมาแสดงในกราฟได้มาจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB Simulink โดยเลือกค่าถ่วงน้ำหนักจากพื้นที่ปิดที่คำนวณได้จากหม้อแปลงแต่ละตัว เพื่อดูแนวโน้มในการเลือกค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสม

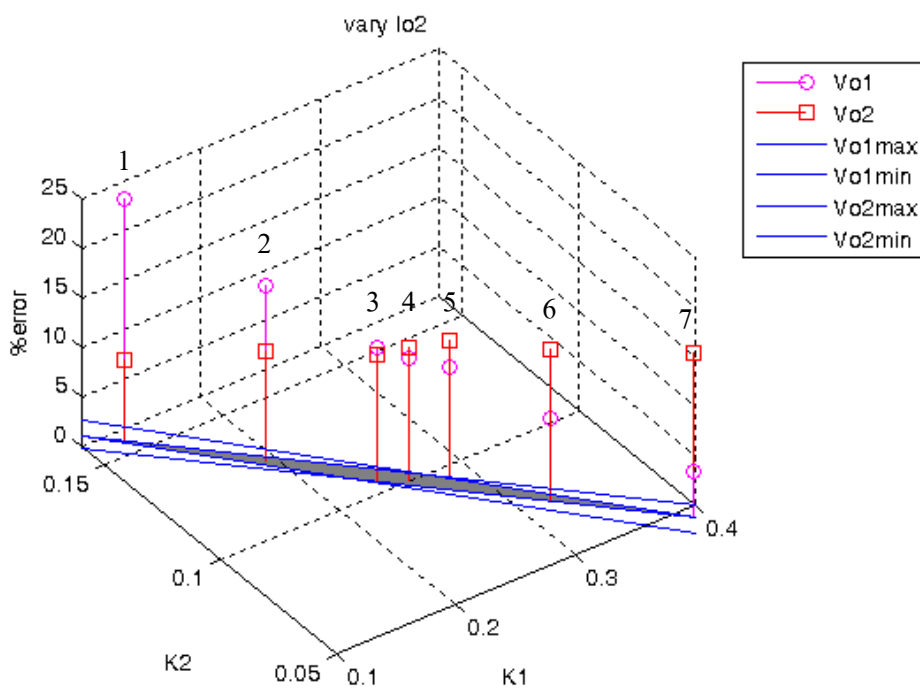
ตาราง 6-2 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตที่ค่าถ่วงน้ำหนักต่างๆ สำหรับหม้อแปลง

แบบ Stack

| ค่าถ่วงน้ำหนักที่คำนวณจากหม้อแปลงแบบ Stack | | | | | | | |
|--|-------|--------|--------|--------|--------|--------|-------|
| ชุดที่ | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| K_1 | 0.126 | 0.1925 | 0.2397 | 0.2585 | 0.2825 | 0.3248 | 0.391 |
| K_2 | 0.155 | 0.1278 | 0.1046 | 0.1005 | 0.0952 | 0.0732 | 0.046 |
| Vary I_{o1} ($I_{o2}=3A$) | | | | | | | |
| $\% \Delta V_1$ | 30.66 | 22.18 | 16.882 | 15.5 | 14.006 | 10.22 | 5.85 |
| $\% \Delta V_2$ | 10.38 | 13.92 | 16.12 | 16.69 | 17.32 | 18.89 | 20.72 |
| Vary I_{o2} ($I_{o1}=10A$) | | | | | | | |
| $\% \Delta V_1$ | 36.78 | 26.6 | 20.26 | 18.60 | 16.80 | 12.26 | 7.02 |
| $\% \Delta V_2$ | 12.46 | 16.69 | 19.34 | 20.03 | 20.78 | 22.67 | 24.85 |



ภาพประกอบ 6-18 เปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตในวงจรต้นแบบ สำหรับหม้อแปลงแบบ Stack ($I_{o1}=5-15A, I_{o2}=3A$)

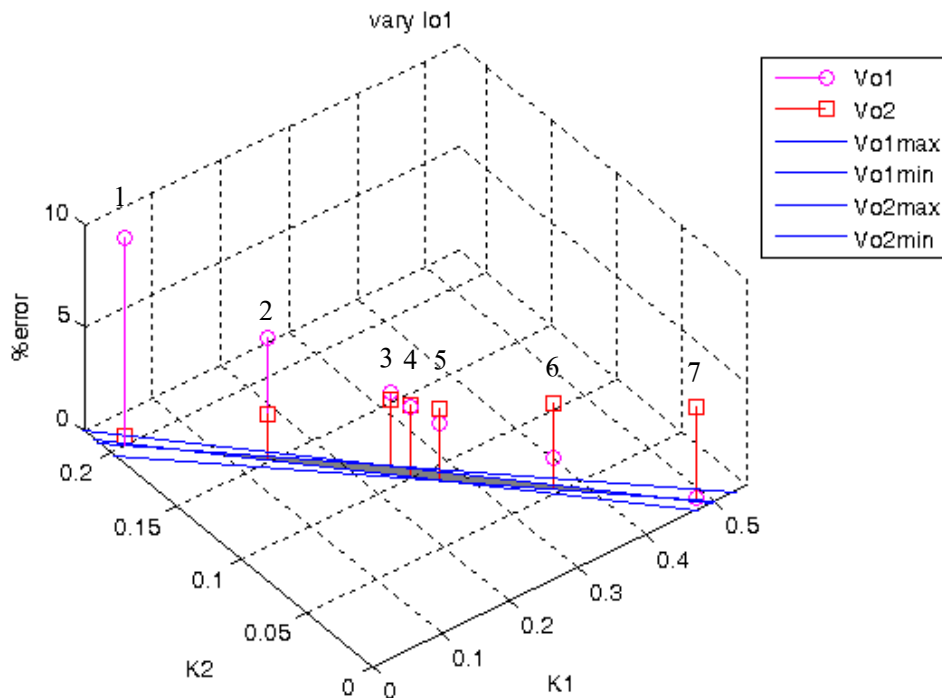


ภาพประกอบ 6-19 เปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตในวงจรต้นแบบ สำหรับหม้อแปลงแบบ Stack ($I_{o1}=10A, I_{o2}=1.5-4.5A$)

ตาราง 6-3 เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตที่ค่าถ่วงน้ำหนักต่างๆสำหรับหม้อแปลง

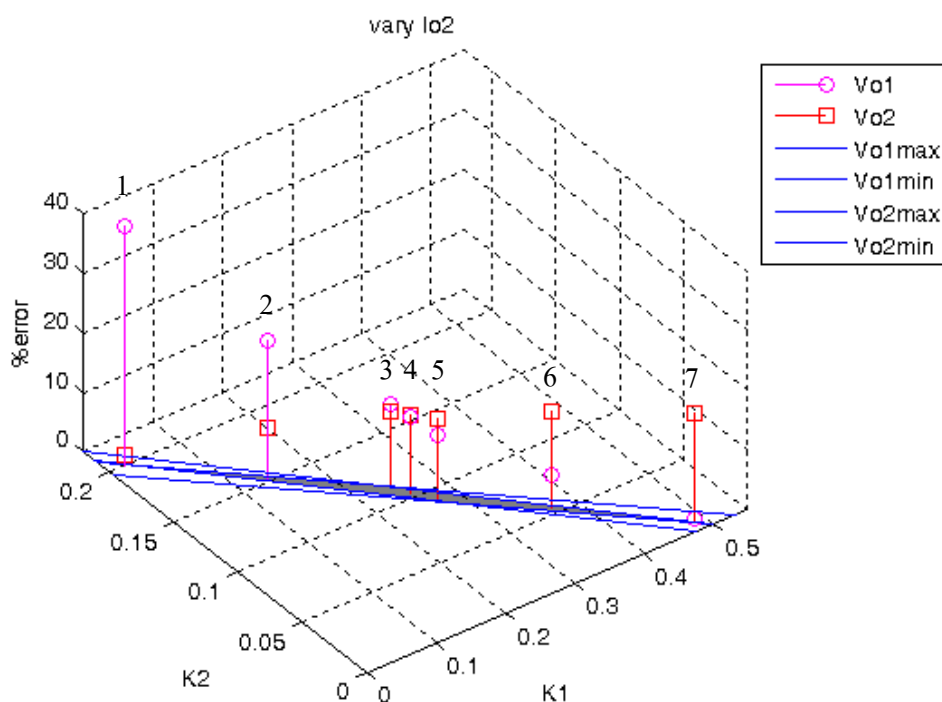
แบบ Interleave

| ค่าถ่วงน้ำหนักที่คำนวณจากหม้อแปลงแบบ Interleave | | | | | | | |
|---|-------|--------|--------|-------|--------|--------|-------|
| ชุดที่ | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| K_1 | 0.021 | 0.137 | 0.2705 | 0.253 | 0.2439 | 0.369 | 0.485 |
| K_2 | 0.200 | 0.1515 | 0.0903 | 0.103 | 0.1128 | 0.0545 | 0.006 |
| Vary I_{o1} ($I_{o2}=3A$) | | | | | | | |
| $\% \Delta V_1$ | 50.28 | 29.18 | 13.91 | 16.08 | 17.57 | 7.15 | 0.678 |
| $\% \Delta V_2$ | 2.20 | 10.99 | 17.36 | 16.45 | 15.83 | 20.18 | 22.87 |
| Vary I_{o2} ($I_{o1}=10A$) | | | | | | | |
| $\% \Delta V_1$ | 60.34 | 35.00 | 16.69 | 19.29 | 21.08 | 8.58 | 0.81 |
| $\% \Delta V_2$ | 2.63 | 13.19 | 20.82 | 19.74 | 18.99 | 24.20 | 27.44 |



ภาพประกอบ 6-20 เปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตในวงจรต้นแบบ

สำหรับหม้อแปลงแบบ Interleave ($I_{o1}=5-15A, I_{o2}=3A$)



ภาพประกอบ 6-21 เปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตในวงจรต้นแบบ สำหรับหม้อแปลงแบบ Interleave ($I_{o1}=10A$, $I_{o2}=1.5-4.5A$)

จากภาพประกอบ 6-18 ถึง 6-21 สรุปได้ว่าชุดค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมสำหรับทุกกรณีที่กระแสโหลดเปลี่ยนแปลงคือค่าถ่วงน้ำหนักชุดที่ 4 ซึ่งคือค่าชุดถ่วงน้ำหนักตรงกลางพื้นที่ปิด เพราะเป็นค่าที่ทำให้เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดกระจายไปยังแต่ละเอาต์พุตเท่าๆกัน ส่วนการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุดอื่นจะมีผลที่เหมือนกัน คือหากถ่วงน้ำหนักเอาต์พุตใดมากจะทำให้เอาต์พุตนั้นมีเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดน้อย แต่ขณะเดียวกันเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดจะเกิดขึ้นกับเอาต์พุตที่มีค่าถ่วงน้ำหนักน้อยแทน

บทที่ 7

บทสรุป

7.1 บทสรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอการปรับปรุงค่าครอสเรกกูเลชันด้วยวิธีการป้อนกลับด้วยแรงดันถ่วงน้ำหนัก โดยทำการวิเคราะห์การเกิดครอสเรกกูเลชันในหม้อแปลงที่มีการพันแบบ Stack และแบบ Interleave ที่มีการป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนักชุดเดียวกัน โดยพบว่า การพันหม้อแปลงแบบ Interleave เกิดตัวเหนี่ยวนำรั่วน้อยกว่าการพันแบบ Stack จึงทำให้การคงค่าแรงดันเอาต์พุต และครอสเรกกูเลชันที่ดีกว่าการพันหม้อแปลงแบบ Stack นอกจากนี้ผลของค่าความเหนี่ยวนำรั่วที่น้อยกว่า ในการพันแบบ Interleave จะช่วยขยายบริเวณของพื้นที่ปิดของค่าถ่วงน้ำหนักให้กว้างขึ้น

จากผลการออกแบบระบบควบคุมแบบป้อนกลับ สรุปได้ว่าตัวควบคุมมีผลต่อเสถียรภาพของระบบ อีกทั้งยังช่วยปรับปรุงเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตทั้งสองให้ เป็นไปตามชุดค่าถ่วงน้ำหนักที่ทำการป้อนกลับ หากค่าถ่วงน้ำหนักเอาต์พุตใดมีค่ามากจะทำให้แรงดันเอาต์พุตนั้นมีเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดน้อยกว่าเอาต์พุตที่มีค่าถ่วงน้ำหนักน้อย ดังนั้นการเลือกค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมจึงควรเลือกค่าบริเวณกึ่งกลางของพื้นที่ปิด เนื่องจากเป็นค่าที่ทำให้แรงดันเอาต์พุตมีเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเท่าๆกัน การให้ค่าถ่วงน้ำหนักเอาต์พุตใดเอาต์พุตหนึ่ง มากอาจทำให้แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าถ่วงน้ำหนักน้อยมีความผิดพลาดมากกว่าค่าที่กำหนดไว้ใน การออกแบบ

การปรับปรุงค่าครอสเรกกูเลชันด้วยวิธีนี้ไม่ใช่การกำจัดความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตแต่เป็นการเฉลี่ยความผิดพลาดไปยังทุกเอาต์พุตที่มีการป้อนกลับผ่านค่าถ่วงน้ำหนัก ซึ่งหากต้องการลดความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตทั้งสองพร้อมกันต้องทำการปรับปรุงที่หม้อแปลง โดยอาจจะใช้เทคนิคการพันหม้อแปลงแบบอื่นๆ เพื่อลดค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วในหม้อแปลงร่วมกับ การป้อนกลับด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก

7.2 ปัญหาและแนวทางการแก้ปัญหา

ปัญหาที่พบระหว่างการทำวิจัยเป็นปัญหาเกี่ยวกับวงจรกำลัง และการวัดค่าพารามิเตอร์ โดยสรุปได้ดังนี้

- 1) การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง เนื่องจากในทางปฏิบัติมีพารามิเตอร์อีกหลายค่าที่จำเป็นต้องคำนึงถึงในการออกแบบแต่ได้มีการละเลยไป จึงควรศึกษาเพิ่มเติมในเรื่องการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงให้ดียิ่งขึ้น
- 2) การพันหม้อแปลงยังทำได้ไม่ดีเท่าที่ควรเป็นเหตุให้มีค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วเกิดขึ้นค่อนข้างมาก ส่งผลให้เกิดปัญหาในการหยุดนำกระแสของมอเตอร์ จึงต้องเพิ่มวงจรสับเบรคเพื่อช่วยในการหยุดนำกระแส ทำให้มีกำลังสูญเสียขึ้นที่วงจรสับเบรคประสิทธิภาพหม้อแปลงที่ออกแบบจึงลดลง
- 3) ในการสร้างวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กได้มีการละเลยผลของวงจรสับเบรคซึ่งทำให้ผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB simulink มีความคลาดเคลื่อน จึงควรคำนึงถึงพารามิเตอร์ของวงจรสับเบรคช่วยในการสร้างวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก
- 4) ผลการวัดค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วมีความคลาดเคลื่อน เพราะการวัดควรวัดที่ความถี่ (100kHz) และแรงดันที่ใช้งาน (100V) แต่เนื่องจากข้อจำกัดของเครื่องมือที่ใช้ในการวัดจึงไม่สามารถวัดที่แรงดันที่ใช้งานได้

7.3 แนวทางการพัฒนา

จากผลสรุปของงานวิจัยนี้สามารถนำทฤษฎีและหลักการไปพัฒนาการปรับปรุงค่าครอสเรกจูเลชันด้วยการป้อนกลับของทุกเอาต์พุตได้ โดยแนวทางการพัฒนามีดังนี้

- 1) ใช้หลักการพีชชีลอจิกควบคุมกับระบบโครงข่ายประสาทเทียม (Neural network) ในการตัดสินใจเลือกค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมแทนวงจรป้อนกลับที่เป็นวงจรอปแอมป์ จะทำให้การเลือกค่าถ่วงน้ำหนักมีความถูกต้องและแม่นยำมากยิ่งขึ้น
- 2) ใช้การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงควบคุมกับการคงค่าแรงดันถ่วงน้ำหนักจะทำให้การคงค่าแรงดันทำได้ดีขึ้น

บรรณานุกรม

- [1] โททม อารียา, “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1,” กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2544.
- [2] โททม อารียา, “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 2,” กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2544.
- [3] ธวัชชัย ทางรัตนสุวรรณ, “วิศวกรรมระบบควบคุม,” สงขลา, 2546.
- [4] ไพโรจน์ แสงอำไพ, “การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงเพื่อปรับปรุงครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต,” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์, 2550.
- [5] ไพโรจน์ แสงอำไพ, กุสุมาลย์ เจลิมยานนท์, อนุวัตร ประเสริฐสิทธิ์, สุระพล เขียวมนตรี, “การศึกษาผลกระทบของชนิดแกนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงต่อการเกิดครอสเรกกูเลชันในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมศาสตรมหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ครั้งที่ 5, 9-11 พฤษภาคม 2550.
- [6] สุวัฒน์ คั่น. “เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย,” กรุงเทพฯ : บริษัท เอนลไทย จำกัด, 2521.
- [7] A.Dauhajre, “Modeling and Estimation of Leakage Phenomena in Magnetic Circuit,” Ph.D.Thesis, California Institute of Technology, California, 1986.
- [8] M.C. Lee, J.B. Lio, D.Y. Chen, Y.T. Chen, Y.P. Wu, “Small-Signal Modeling of Multiple-Output Flyback Converters in Continuous Conduction Mode with Weighted Feedback,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol.45, pp. 236-248, Apr. 1998.
- [9] Q. Chen, F.C. Lee, M.M. Jovanovic, “Analysis and Design of Weight Voltage-Mode Control for a Multiple-Output Forward Converter,” Applied Power Electronics Conference and Exposition 1993, pp. 449–455, 7-11 Mar. 1993.
- [10] Q. Chen, F.C. Lee, M.M. Jovanovic, “Small-Signal Analysis and Design of Weighted Voltage-Mode Control for a Multiple-Output Forward Converter,” Power Electronics Specialists Conference 1993, pp. 749–756, 20-24 Jun. 1993.
- [11] Q. Chen, F.C. Lee, M.M. Jovanovic, “Dynamic Characteristics of Multiple-output Buck-Type Converters with Weighted Voltage Control,” Telecommunications Energy Conference 1994, pp. 435-442, 30 Oct.-3 Nov. 1994.
- [12] C. Ji, K.M. Smith Jr., “Cross Regulation in Flyback Converter: Analytic Model and Solution,” IEEE Trans. Power Electron., vol.16, pp. 236–248, Mar. 2001.

- [13] D. Maksimovic and R.W. Erickson, "Modeling of Cross Regulation in Multiple-Output Flyback Converters," IEIE Applied Power Electronics Conference 1999.
- [14] K. Changtong, "Magnetics Modeling for Improving Cross-Regulation in Multiple output Flyback Converters," Ph.D. Thesis, University of Colorado at Boulder, 1999.
- [15] K. Chalermyanont, P. Sangampai, A. Prasertsit, S. Theinmontri, "High Frequency Transformer Designs for Improving Cross Regulation in Multiple-Output Flyback Converters," The 7th International Conference on Power Electronics and Drive System, 27-30 Nov. 2007.
- [16] K.H. Billings. "Switchmode power supply handbook," 2nd ed., USA : McGraw-Hill, 1999.
- [17] M.C. Lee, J.B. Lio; D.Y. Chen, Y.T. Chen; Y.P. Wu, "Small-Signal Modeling of Multiple-Output Flyback Converters in Continuous Conduction Mode with Weighted Feedback," IEEE Trans. Ind. Electron., vol.45, pp.236–248, Apr. 1998.
- [18] P. Sangampai, K. Chalermyanont, A. Prasertsit, S. Theinmontri, "The Comparative Study and Design Guidelines of a High Frequency Transformer for Improving Cross Regulation in Multiple-Output Flyback Converters," ECTI-CON 2007, 9-12 May 2007.
- [19] R.W. Erickson, "Fundamentals of Power Electronics," 2nd ed., USA : Chapman & Hall, 1997.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก คุณสมบัติอุปกรณ์

ภาคผนวก ก

คุณสมบัติอุปกรณ์

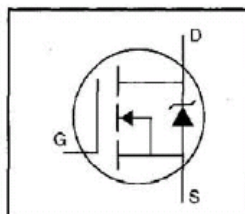
International
IR Rectifier

PD - 94901

IRFP460PbF

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Lead-Free



$$V_{DS} = 500V$$

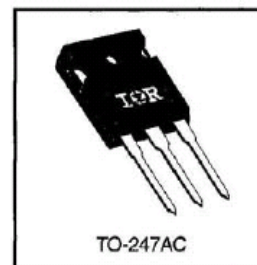
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



Absolute Maximum Ratings


| | Parameter | Max. | Units |
|---------------------------|--|---------------------|-------|
| $I_D @ T_C = 25^\circ C$ | Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$ | 20 | A |
| $I_D @ T_C = 100^\circ C$ | Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$ | 13 | |
| I_{DM} | Pulsed Drain Current ① | 80 | |
| $P_D @ T_C = 25^\circ C$ | Power Dissipation | 280 | W |
| | Linear Derating Factor | 2.2 | W/°C |
| V_{GS} | Gate-to-Source Voltage | ± 20 | V |
| E_{AS} | Single Pulse Avalanche Energy ② | 960 | mJ |
| I_{AR} | Avalanche Current ① | 20 | A |
| E_{AR} | Repetitive Avalanche Energy ① | 28 | mJ |
| dv/dt | Peak Diode Recovery dv/dt ③ | 3.5 | V/ns |
| T_J | Operating Junction and Storage Temperature Range | -55 to +150 | °C |
| T_{STG} | | | |
| | | | |
| | Mounting Torque, 6-32 or M3 screw | 10 lbf•in (1.1 N•m) | |

Thermal Resistance

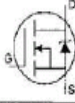
| | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units |
|-----------------|-------------------------------------|------|------|------|-------|
| $R_{\theta JC}$ | Junction-to-Case | — | — | 0.45 | °C/W |
| $R_{\theta CS}$ | Case-to-Sink, Flat, Greased Surface | — | 0.24 | — | |
| $R_{\theta JA}$ | Junction-to-Ambient | — | — | 40 | |

IRFP460PbF

International
IGR RectifierElectrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

| | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions |
|---------------------------------|--------------------------------------|------|------|------|----------|---|
| $V_{(BR)DSS}$ | Drain-to-Source Breakdown Voltage | 500 | — | — | V | $V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$ |
| $\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$ | Breakdown Voltage Temp. Coefficient | — | 0.63 | — | V/°C | Reference to 25°C , $I_D=1mA$ |
| $R_{DS(on)}$ | Static Drain-to-Source On-Resistance | — | — | 0.27 | Ω | $V_{GS}=10V, I_D=12A$ ③ |
| $V_{GS(th)}$ | Gate Threshold Voltage | 2.0 | — | 4.0 | V | $V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$ |
| g_{fs} | Forward Transconductance | 13 | — | — | S | $V_{DS}=50V, I_D=12A$ ③ |
| I_{DSS} | Drain-to-Source Leakage Current | — | — | 25 | μA | $V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$ $V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$ |
| I_{GSS} | Gate-to-Source Forward Leakage | — | — | 100 | nA | $V_{GS}=20V$ |
| | Gate-to-Source Reverse Leakage | — | — | -100 | nA | $V_{GS}=-20V$ |
| Q_g | Total Gate Charge | — | — | 210 | nC | $I_D=20A$ $V_{DS}=400V$ |
| Q_{gs} | Gate-to-Source Charge | — | — | 29 | nC | $V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④ |
| Q_{gd} | Gate-to-Drain ("Miller") Charge | — | — | 110 | nC | $V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④ |
| $t_{d(on)}$ | Turn-On Delay Time | — | 18 | — | ns | $V_{DD}=250V$ $I_D=20A$ $R_G=4.3\Omega$ $R_D=13\Omega$ See Figure 10 ④ |
| t_r | Rise Time | — | 59 | — | | |
| $t_{d(off)}$ | Turn-Off Delay Time | — | 110 | — | | |
| t_f | Fall Time | — | 58 | — | | |
| L_D | Internal Drain Inductance | — | 5.0 | — | nH | Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact  |
| L_S | Internal Source Inductance | — | 13 | — | | |
| C_{iss} | Input Capacitance | — | 4200 | — | pF | $V_{GS}=0V$ $V_{DS}=25V$ $f=1.0MHz$ See Figure 5 |
| C_{oss} | Output Capacitance | — | 870 | — | | |
| C_{rss} | Reverse Transfer Capacitance | — | 350 | — | | |

Source-Drain Ratings and Characteristics

| | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions |
|----------|--|---|------|------|---------|--|
| I_S | Continuous Source Current (Body Diode) | — | — | 20 | A | MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.  |
| I_{SM} | Pulsed Source Current (Body Diode) ① | — | — | 80 | | |
| V_{SD} | Diode Forward Voltage | — | — | 1.8 | V | $T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ④ |
| t_{rr} | Reverse Recovery Time | — | 570 | 860 | ns | $T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A$ |
| Q_{rr} | Reverse Recovery Charge | — | 5.7 | 8.6 | μC | $di/dt=100A/\mu s$ ④ |
| t_{on} | Forward Turn-On Time | Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D) | | | | |

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=4.3mH$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=20A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 20A$, $di/dt\leq 160A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

IRFP460PbF

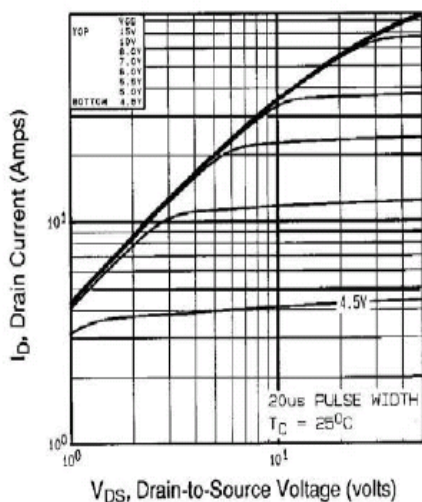


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

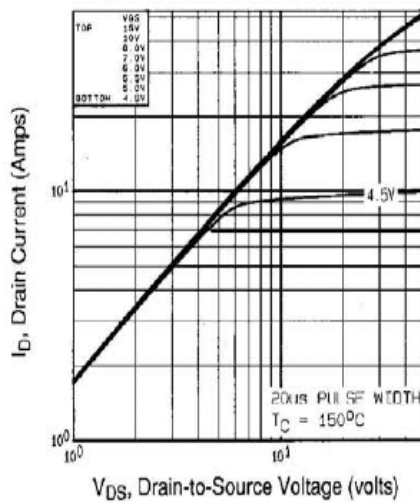


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

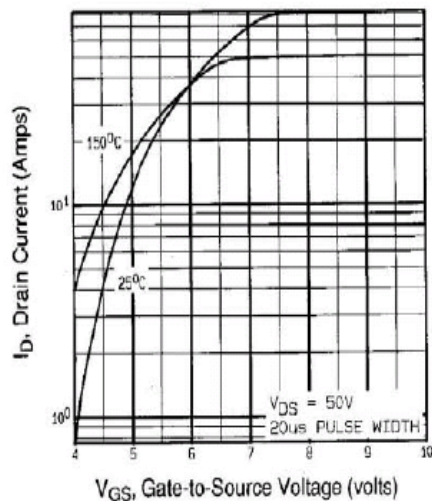


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

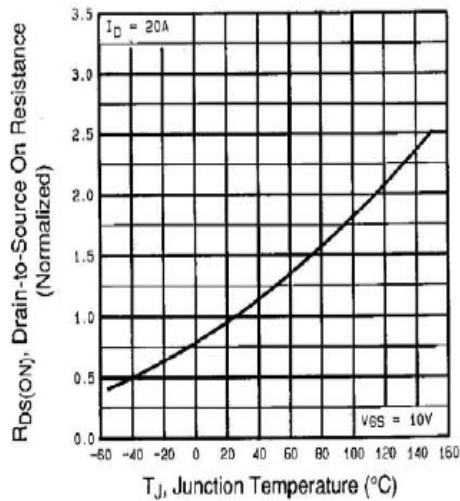


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

IRFP460PbF

International
IR Rectifier

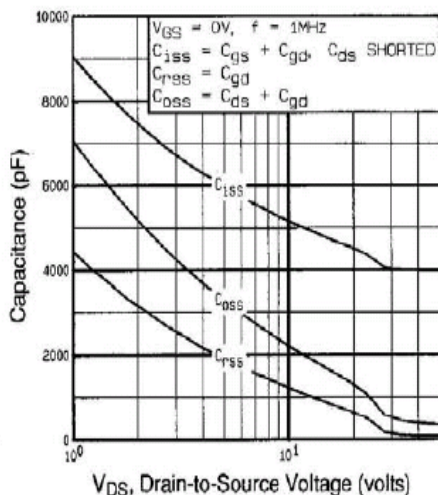


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

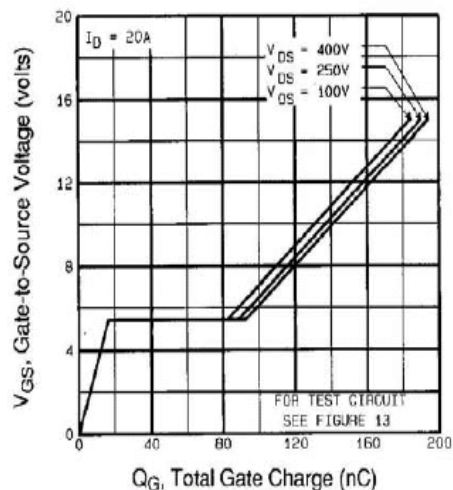


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

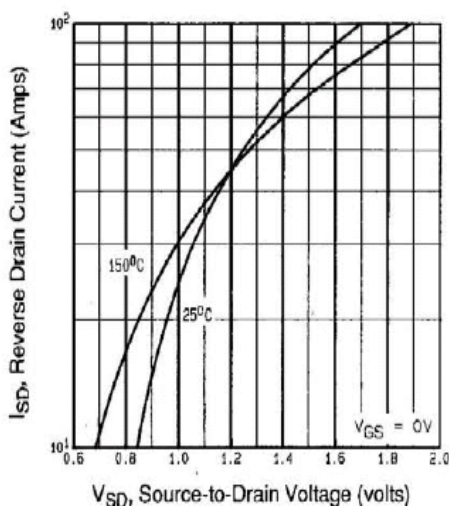


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

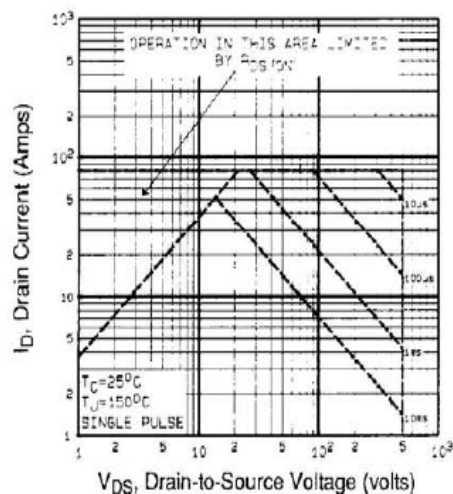


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

IRFP460PbF

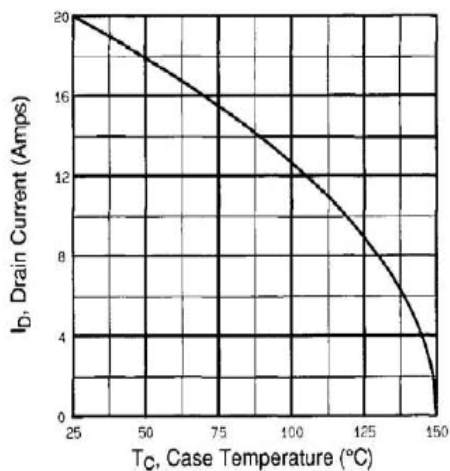


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

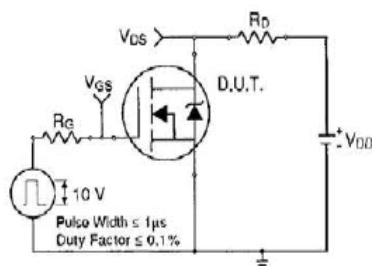


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

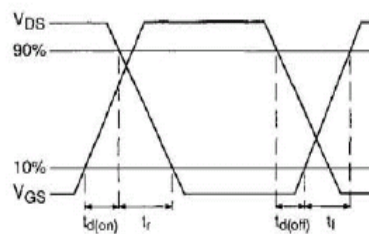


Fig 10b. Switching Time Waveforms

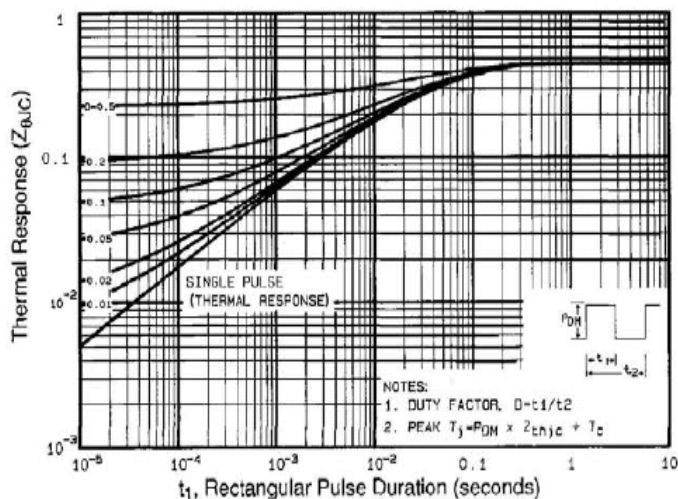


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRFP460PbF

International
IOR Rectifier

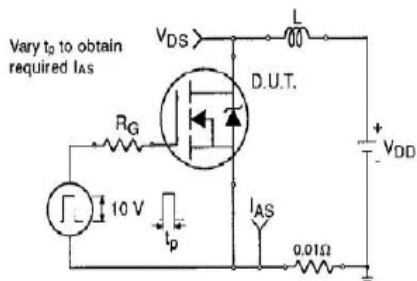


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

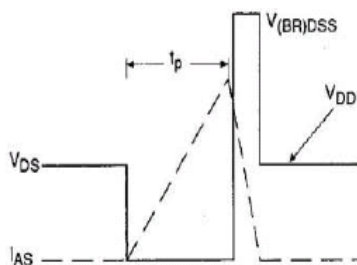


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

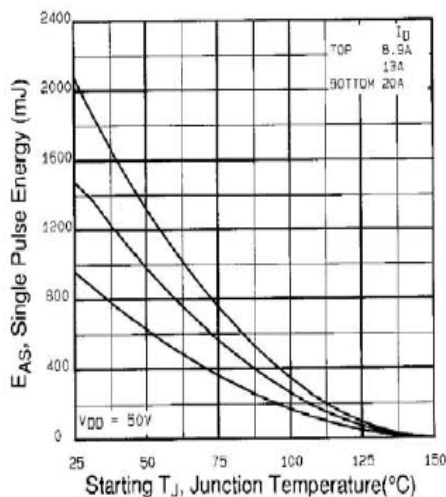


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

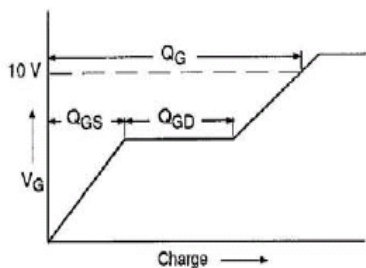


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

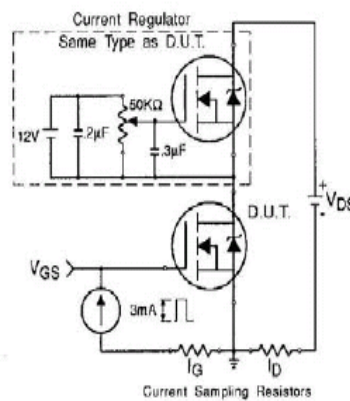


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

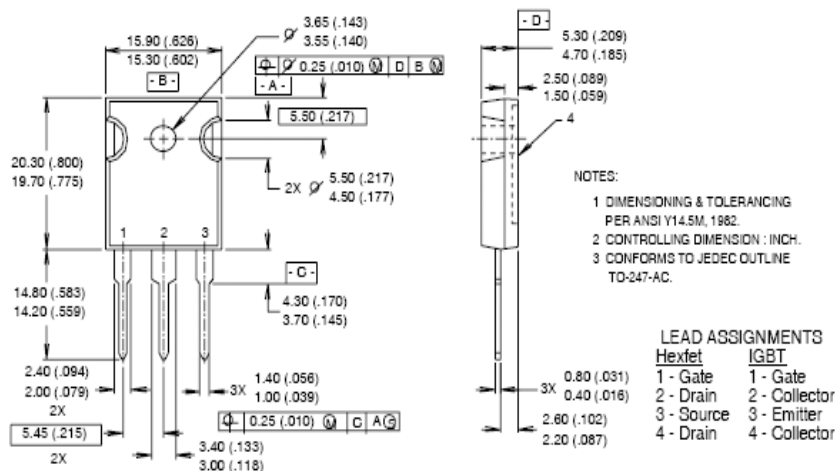
Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

International
IOR Rectifier

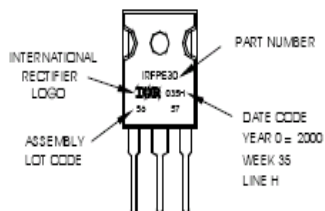
TO-247AC Package Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



TO-247AC Part Marking Information

EXAMPLE: THIS IS AN IRFP630
 WITH ASSEMBLY
 LOT CODE 5657
 ASSEMBLED ON WW 35, 2000
 IN THE ASSEMBLY LINE "H"
Note: "P" in assembly line
 position indicates "Lead-Free"

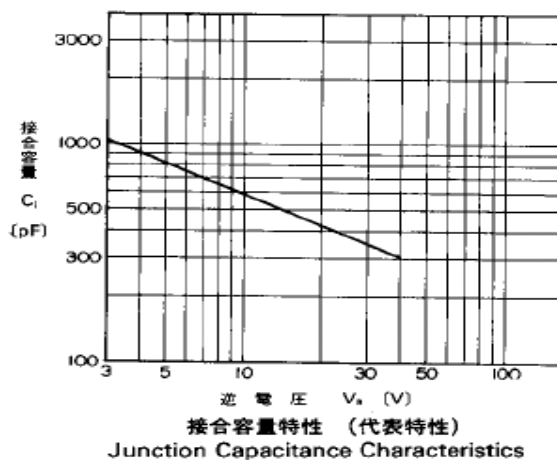
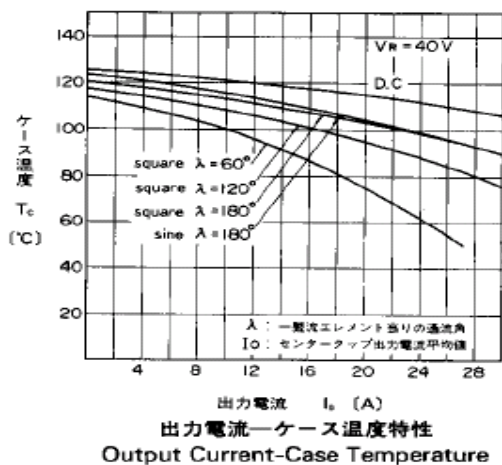
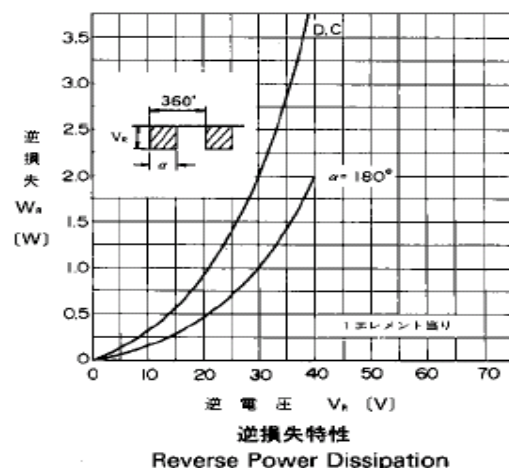
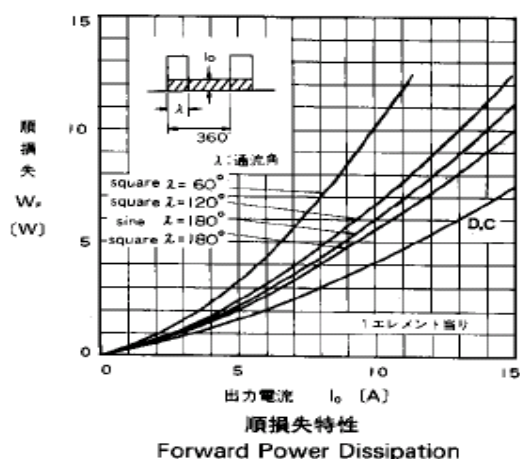
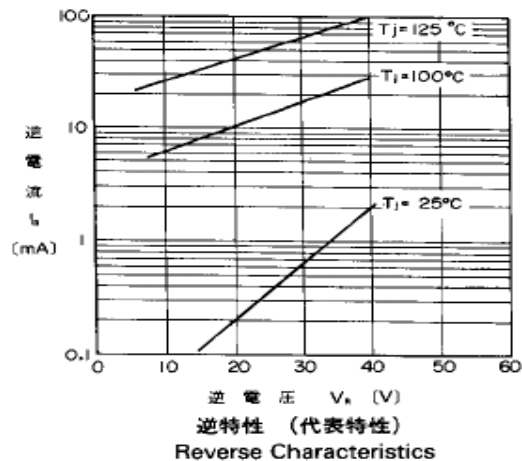
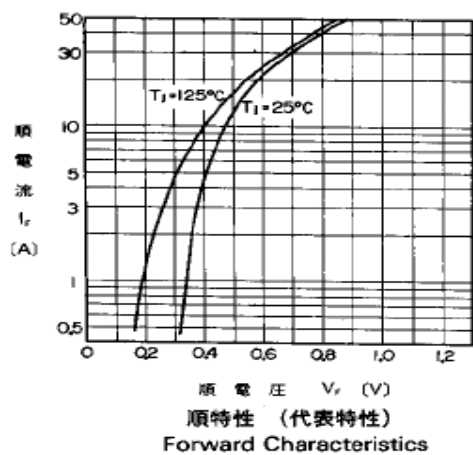


Data and specifications subject to change without notice.

ESAD83-004(30A)

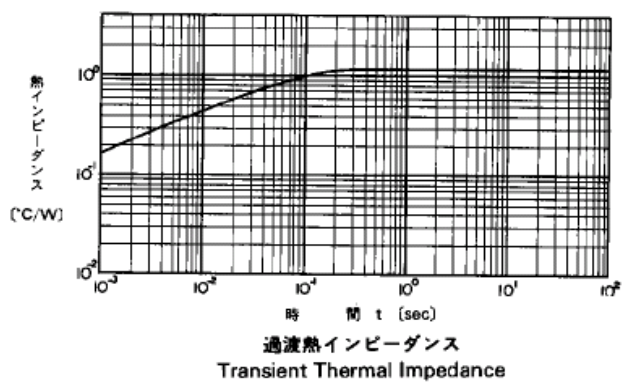
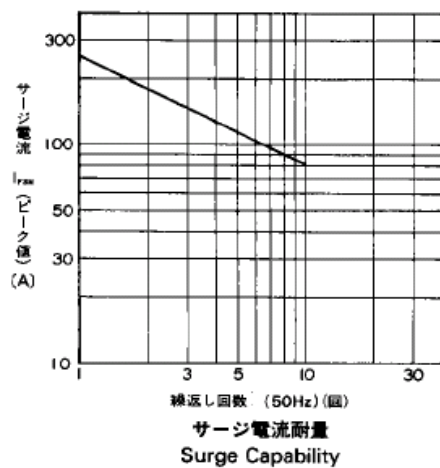
富士小電力ダイオード

■特性曲線：Characteristics



富士小電力ダイオード

ESAD83-004(30A)



A

ภาคผนวก ข บทความทางวิชาการ

ภาคผนวก ก

บทความทางวิชาการ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมศาสตร์มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ครั้งที่ 6

8-9 พฤษภาคม 2551

ผลการจำลองการควบคุมแรงดันถ่วงน้ำหนักของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดสองเอาต์พุตที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดในช่วงกว้าง

Simulation Results of Weight-Voltage Control of a Two-Output Flyback Converter for Wide Load Ranges

บัญญัติ เลิศบุษศรคาม¹ กุศุมลย์ เฉลิมยานนท์¹ ณัฐฐา จินดาเพ็ชร¹

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ อ.หาดใหญ่ จ.สงขลา 90112

Email: house_ba@hotmail.com

Banyat Lertbussarakam¹ Kusumal Chalermyanont¹ Nattha Jindapetch¹

¹Departure of Electrical Engineering, Prince of Songkla University, HadYai, Songkhla 90112

Email: house_ba@hotmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอผลการจำลองการทำงานของวงจร ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบสองเอาต์พุตโดยอาศัยการเลือกค่าถ่วงน้ำหนักจากสมการขอบเขตที่กำหนดขึ้น การจำลองการทำงานใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สองเอาต์พุตและการควบคุมผ่านค่าถ่วงน้ำหนักในโปรแกรม MATLAB Simulink

คำหลัก แบบจำลองกระแสสลับ, แรงดันถ่วงน้ำหนัก, วิธีเฉลี่ย, ฟังก์ชันถ่ายโอน

Abstract

This paper presents simulation results of the weight voltage-mode control (WVMC) of a two-outputs flyback converter. The weight factors are selected in the feasible area to meet regulation specifications. The simulation performed using mathematical models of the converter in the MATLAB Simulink program.

Keywords: weight voltage-mode control, weight factor, Flyback converter

1. บทนำ

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดหลายเอาต์พุต (Multiple-output Flyback converters) จะนิยมนำมาใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ต้องการแหล่งจ่ายแรงดันหลายระดับแตกต่างกัน เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เนื่องจากสามารถสร้างวงจรให้

มีแรงดันขาออกได้หลายระดับ โดยไม่มีส่วนประกอบที่ซับซ้อน อุปกรณ์จำนวนน้อยชิ้นจึงช่วยลดต้นทุนในการสร้าง โดยทั่วไปการคงค่าแรงดันของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบหลายเอาต์พุตจะอาศัยการป้อนกลับและควบคุมวัฏจักรงาน (Duty cycle: D) เพื่อคงค่าแรงดันเอาต์พุตหลักในขณะที่แรงดันเอาต์พุตอื่นๆ จะถูกควบคุมผ่านมือแปลงความถี่สูงซึ่งเรียกว่าครอสเรกูเลชัน (Cross regulation) อย่างไรก็ตามการคงค่าแรงดันในลักษณะนี้จะสามารถคงค่าแรงดันได้ดีเฉพาะในเอาต์พุตหลักอย่างเดียวในขณะที่แรงดันในเอาต์พุตอื่นจะไม่สามารถควบคุมได้อย่างเป็นอิสระ

วิธีการในการคงค่าแรงดันของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบหลายเอาต์พุตอย่างเป็นอิสระต่อกันมีอยู่ด้วยกันหลายวิธี [3] วิธีหนึ่งที่นิยมใช้กันคือการควบคุมค่าแรงดันถ่วงน้ำหนัก ซึ่งวิธีการนี้จะมีการป้อนกลับของแรงดันทุกเอาต์พุตผ่านค่าถ่วงน้ำหนัก (Weight factors) เพื่อเฉลี่ยความผิดพลาดไปยังทุกเอาต์พุต ที่ผ่านมามีการนำเสนอขั้นตอนการออกแบบค่าถ่วงน้ำหนักอย่างชัดเจน โดยประยุกต์เป็นตัวอย่างในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward converter) [1] ซึ่งขั้นตอนดังกล่าวจะสามารถประยุกต์ใช้ได้กับการออกแบบการควบคุมแรงดันถ่วงน้ำหนักในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบหลายเอาต์พุตทุกประเภทและทุกสภาวะโหลด

ในบทความนี้จึงได้นำเสนอผลการจำลองการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุตโดยจะอาศัยขั้นตอนในการออกแบบตาม [1] การจำลองจะสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 2 เอาต์พุตและการควบคุมผ่านค่าถ่วงน้ำหนักในโปรแกรม MATLAB ผลการทดลองจะแสดงผลการคงค่าแรงดันในเอาต์พุตต่างๆ ตามค่าถ่วงน้ำหนักที่

เลือก และนอกจากนี้ยังแสดงผลการทดลองเปรียบเทียบในกรณีของค่าตัวนำหนักหลายชุด ซึ่งนำไปสู่ข้อสรุปข้อจำกัดในการควบคุมแรงดันตัวนำหนักและข้อเสนอแนะในการปรับปรุงวิธีการดังกล่าว

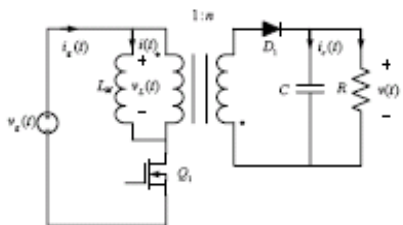
2. ทฤษฎีและหลักการ

แบบจำลองวงจรมูลกระแสสลับของวงจรคอนเวอร์เตอร์ (AC equivalent circuit model) มีวิธีการสร้างหลายวิธี [2],[3],[5] เพื่อนำไปใช้คำนวณหาฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งนำไปวิเคราะห์ หรือทำนายพฤติกรรมของคอนเวอร์เตอร์ รวมถึงการออกแบบวงจรชดเชย

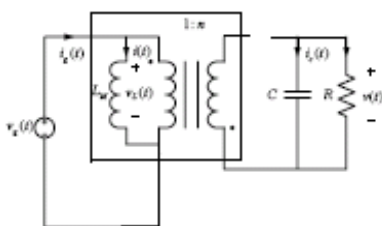
การสร้างแบบจำลองกระแสสลับด้วยวิธีเฉลี่ย เป็นวิธีพื้นฐานและสามารถทำความเข้าใจได้ง่าย โดยใช้หลักการเดียวกับการหาอัตราส่วนการแปลงของคอนเวอร์เตอร์ (Conversion ratio)

2.1 หลักการทำงานและวงจรมูลกระแสสลับของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบหลายเอาต์พุต

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 1 สามารถแบ่งช่วงการทำงานได้เป็น 2 ช่วง ดังรูปที่ 2 และ 3 โดยแต่ละช่วงการทำงานจะได้สมการดังนี้



รูปที่1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

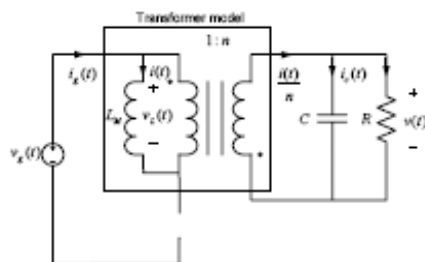


รูปที่2 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในช่วงที่1 มอสเฟต Q1 นำกระแส

$$v_L(t) = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} \tag{1}$$

$$i_c(t) = -\frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \tag{2}$$

$$i_g(t) = \langle i(t) \rangle_{T_s} \tag{3}$$



รูปที่3 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในช่วงที่2 ไดโอด D1 นำกระแส

$$v_L(t) = -\frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{n} \tag{4}$$

$$i_c(t) = \frac{\langle i(t) \rangle_{T_s}}{n} - \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \tag{5}$$

$$i_g(t) = 0 \tag{6}$$

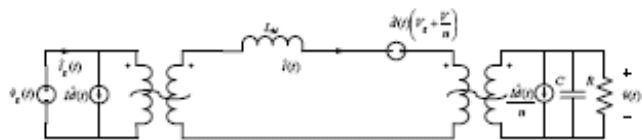
จากสมการที่(1) ถึง(6) ใช้ทำการสมดุลแรงดัน-วินาทีของขดลวด (inductor voltage-second balance) และสมดุลประจุ-วินาทีของตัวเก็บประจุ (capacitor charge-balance) จะได้

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{d(t)} = d(t) \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - d'(t) \left(\frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{n} \right) \tag{7}$$

$$\langle i_c(t) \rangle_{T_s} - C \frac{d \langle v_c(t) \rangle_{T_s}}{d(t)} = -d(t) \left(\frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \right) + d'(t) \left(\frac{\langle i(t) \rangle_{T_s}}{n} - \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \right) \tag{8}$$

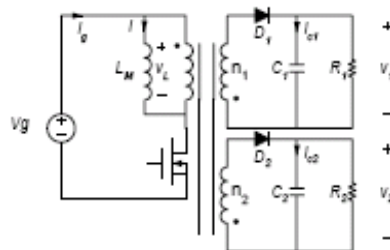
$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = d(t) \langle i(t) \rangle_{T_s} \tag{9}$$

จากสมการที่ (7) ถึง (9) สามารถแทนด้วยวงจรมูลดังรูปที่ 4 จากรูปนี้สามารถนำไปใช้ในการหาแบบจำลองกระแสสลับของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ได้



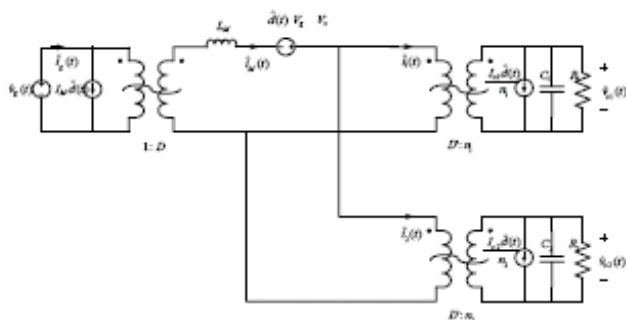
รูปที่4 แบบจำลองกระแสสลับของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ชนิดเอาต์พุตเดียว



รูปที่ 5 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดสองเอาต์พุต

สำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 2 เอาต์พุตในรูปที่ 5 สามารถหาวงจรมูลกระแสสลับได้โดยใช้วิธีเช่นเดียวกับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิด 1 เอาต์พุตได้ดังรูปที่ 6



รูปที่ 6 แบบจำลองกระแสสลับของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดสองเอาต์พุต

2.2 แบบจำลองคณิตศาสตร์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสองเอาต์พุต

วิธีการทางจรสมมูลกระแสสลับตั้งที่กล่าวมาสามารถใช้หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดสองเอาต์พุตได้ โดยจะเขียนในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

1. ฟังก์ชันถ่ายโอนของแรงดันเอาต์พุต v_i ต่อแรงดันอินพุต v_g

$$G_{vi} \equiv \frac{\hat{v}_{oi}}{\hat{v}_g} = n_i DD' \frac{1 + sR_{oi}C_i}{\Delta_i} \text{ เมื่อ } i = 1, 2 \quad (10)$$

2. ฟังก์ชันถ่ายโอนของแรงดันเอาต์พุต v_i ต่อค่าวิจิกจรงาน d

$$G_{vi} \equiv \frac{\hat{v}_{oi}}{\hat{d}} = V_g n_i \frac{(1 + sR_{oi}C_i)[1 - sDL_{si}/(D')^2 R_{si}]}{\Delta_i} \quad (11)$$

3. อิมพีแดนซ์ของเอาต์พุต

$$z_{oi} \equiv \frac{\hat{v}_{oi}}{\hat{i}_{oi}} = (R_{oi} + DD'R_{si}) \frac{(1 + sR_{oi}C_i)(1 + sL_{si}/R_{si})}{\Delta_i} \quad (12)$$

4. ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร PWM

$$F_m \equiv \frac{\hat{d}}{\hat{v}_{ref}} = \frac{1}{V_p} \quad (13)$$

เมื่อ $n_i = \frac{N_{oi}}{N_p}$
 $\Delta_i = s^2 L_{si} C_i + s[L_{si}/D'R_{si} + (R_{oi} + (R_{si}/D'))C_i] + (D')^2$
 L_{si} คือ ความเหนี่ยวนำทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง
 R_{oi} คือ ความต้านทานทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง
 R_{si} คือ ความต้านทานแผ่นของตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต(ESR)
 D คือ วิจิกจรงาน (Duty cycle)
 $D' = 1-D$

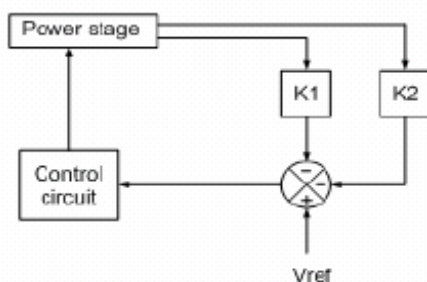
โดยฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (10) ถึง (13) ซึ่งเป็นสมการทางคณิตศาสตร์สามารถนำไปใช้จำลองการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบสองเอาต์พุตโดยใช้โปรแกรม MATLAB Simulink ได้ดังรูปที่ 7



รูปที่ 7 บล็อกไดอะแกรมแสดงแบบจำลองของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสองเอาต์พุต

2.3 การคำนวณค่าช่วงน้ำหนักร

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์โดยใช้วิธีการช่วงน้ำหนักรนี้จะใช้วิธีการควบคุมค่า duty cycle ด้วยการป้อนกลับของแรงดันทั้งสองเอาต์พุตมาคูณกับค่าช่วงน้ำหนักร K_1 และ K_2 ดังแสดงในรูปที่ 8 แรงดันที่ได้จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} แรงดัน error จะถูกส่งไปที่วงจร PWM เพื่อปรับ duty cycle ไปควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 8 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมค่าช่วงน้ำหนักร

จากรูปที่ 8 ในภาวะอยู่ตัวสามารถแทนความสัมพันธ์ได้

$$V_{ref} = K_1 V_{o1} + K_2 V_{o2} \quad (16)$$

เมื่อแทนค่าของแรงดันเอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในสภาวะอยู่ตัวในสมการที่ 16 และทำการกำจัดตัวแปร D จะสามารถเขียนสมการของแรงดันเอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} ใหม่เป็นฟังก์ชันของ V_{ref} และค่าช่วงน้ำหนักร K ดังนี้

$$V_{o1} = \frac{n_1 V_{ref}}{K_1 n_1 + K_2 n_2} \quad (17)$$

$$V_{o2} = \frac{n_2 V_{ref}}{K_1 n_1 + K_2 n_2} \quad (18)$$

ซึ่งจากสมการที่ (17) และ (18) หากกำหนดค่าแรงดันต่ำสุดและแรงดันสูงสุดในแต่ละเอาต์พุตแล้วแทนลงในสมการจะได้สมการขอบเขตเพื่อใช้ในการหาค่าช่วงน้ำหนักรดังนี้

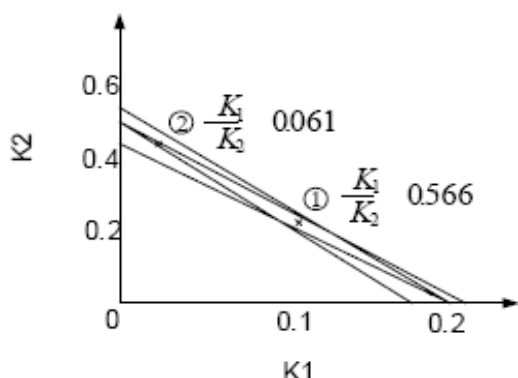
$$n_1 V_{ref} - K_1 n_1 V_{o1min} - K_2 n_2 V_{o1min} \geq 0 \quad (19)$$

$$n_1 V_{ref} - K_1 n_1 V_{o1max} - K_2 n_2 V_{o1max} \leq 0 \quad (20)$$

$$n_2 V_{ref} - K_1 n_1 V_{o2min} - K_2 n_2 V_{o2min} \geq 0 \quad (21)$$

$$n_2 V_{ref} - K_1 n_1 V_{o2max} - K_2 n_2 V_{o2max} \leq 0 \quad (22)$$

สมการที่ (19) ถึง (22) สามารถเขียนเป็นกราฟเส้นตรง 4 เส้นดังแสดงในรูปที่ 9 ค่าช่วงน้ำหนัก (K_1, K_2) ที่เลือกจะต้องทำให้สมการขอบเขตทั้ง 4 สมการเป็นจริง นั่นคือค่าช่วงน้ำหนักที่เป็นไปได้จะคือค่า K ที่อยู่ในวงปิดของกราฟทั้ง 4 เส้นเท่านั้น ซึ่งโดยทั่วไปจะเลือกค่าช่วงน้ำหนักที่อยู่ ณ จุดกึ่งกลาง



รูปที่ 9 เส้นกราฟแทนสมการขอบเขตและตำแหน่งของค่าช่วงน้ำหนักที่ควรเลือก

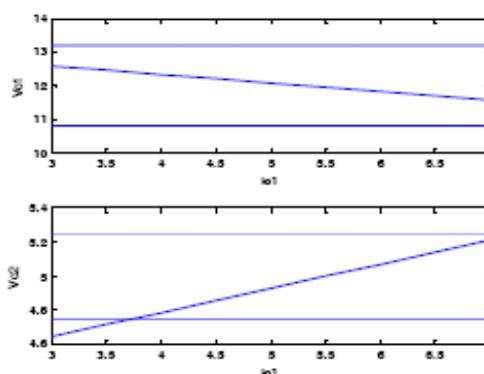
3. ผลการจำลองการควบคุมแรงดันถ่วงน้ำหนักของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้จำลองการทำงานมีค่าพารามิเตอร์ และคุณสมบัติดังนี้

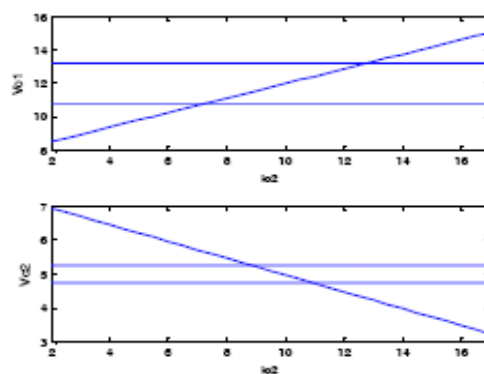
- $V_d = 50V$ $D=0.5$ $f_s = 100kHz$
- $V_{o1} = 12V \pm 10\%$ $I_{o1} = 5A$
- $V_{o2} = 5V \pm 5\%$ $I_{o2} = 10A$
- $L_{r1} = 10.12 \mu H$ $L_{r2} = 2.99 \mu H$
- $C_1 = 100 \mu F$ $C_2 = 22 \mu F$
- $R_1 = 2.4 \Omega$ $R_2 = 0.5 \Omega$

โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่กำหนดสามารถแทนในสมการฟังก์ชันถ่ายโอนและเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมในโปรแกรม MATLAB Simulink โดยแทนฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (10) ถึง (13) ลงในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 7 แล้วทำการจำลองการทำงานจะทำการเปลี่ยนค่ากระแสในเอาต์พุตหนึ่งไปในขณะที่กระแสในอีกเอาต์พุตจะคงที่และดูผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันในเอาต์พุตที่ 1 และเอาต์พุตที่ 2 โดยในที่นี้กำหนดให้กระแสในเอาต์พุต 1 (I_{o1}) เปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 3-7 แอมแปร์ และกระแสในเอาต์พุต 2 (I_{o2}) เปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 2-16.25 แอมแปร์ ผลการเปลี่ยนแปลงของแรงดันทั้งสองเอาต์พุตในขณะที่กระแส I_{o1} และกระแส I_{o2} เปลี่ยนแสดงดังในรูปที่ 10 และรูปที่ 11 โดยค่าช่วงน้ำหนักที่เลือกจะเป็นชุดที่ 1 ซึ่งอยู่ในตำแหน่งกึ่งกลางของรูปที่ 9 โดยจากผลการทดลองจะเห็นว่าค่าช่วงน้ำหนักที่เลือกสามารถคงค่าแรงดันของทั้งสองเอาต์พุตให้อยู่ในขอบเขตได้เฉพาะเมื่อเปลี่ยนแปลงกระแส I_{o1} เท่านั้น ในขณะที่ไม่สามารถรักษาแรงดันของทั้งสองเอาต์พุตให้อยู่ในขอบเขตได้เมื่อกระแส I_{o2} เปลี่ยนแปลง ทั้งนี้เนื่องมาจากกระแส I_{o2} มีการเปลี่ยนแปลงค่าในช่วงที่กว้างกว่ากระแส I_{o1} ดังนั้น

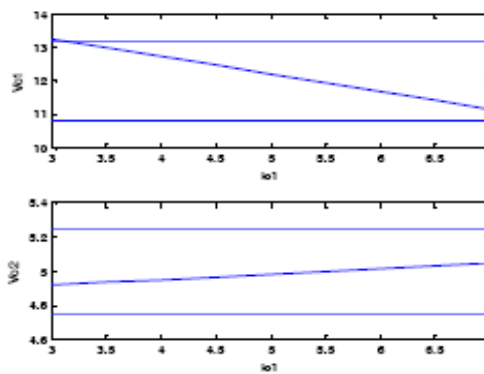
จากผลการจำลองดังกล่าวหากเราเลือกค่าช่วงน้ำหนักชุดที่ 2 ในรูปที่ 9 ที่ค่า K_2 ซึ่งเป็นค่าช่วงน้ำหนักที่เอาต์พุตสองมีค่ามากกว่าค่าช่วงน้ำหนัก K_1 ของเอาต์พุตหนึ่ง ก็จะทำให้เราสามารถคงค่าแรงดันขณะที่กระแส I_{o2} เปลี่ยนแปลงได้ซึ่งผลการจำลองจากการเลือกค่า K_2 ที่มากกว่า K_1 แสดงดังรูปที่ 12 และ 13



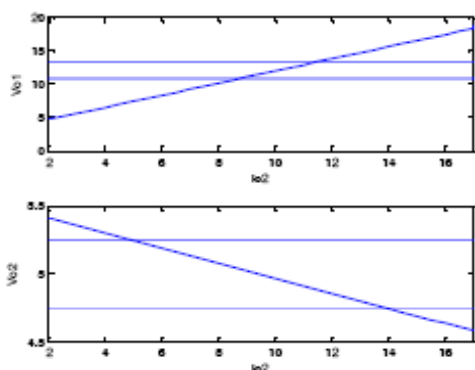
รูปที่ 10 การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแส I_{o1} เปลี่ยน โดยใช้ค่าช่วงน้ำหนักชุดที่ 1



รูปที่ 11 การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแส I_{o2} เปลี่ยนโดยใช้ค่าช่วงน้ำหนักชุดที่ 1



รูปที่ 12 การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแส I_{o1} เปลี่ยน โดยใช้ค่าช่วงน้ำหนักชุดที่ 2



รูปที่ 13 การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแส I_{o2} เปลี่ยนโดยใช้ค่าส่วนน้ำหนักรูปที่ 2

จากรูปที่ 13 ถึงแม้จะทำให้ชุดค่าส่วนน้ำหนักนี้จะทำให้แรงดันเอาต์พุตสองอยู่ในขอบเขตแต่ก็ไม่สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตหนึ่งให้อยู่ในขอบเขตได้ตามต้องการ เนื่องจากค่าความผิดพลาดถูกแบ่งไปยังเอาต์พุตนั้นมากกว่า

ดังนั้นจากผลการจำลองสรุปได้ว่าการเลือกค่าส่วนน้ำหนักจากสมการขอบเขตเพียงอย่างเดียวไม่สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตให้อยู่ในช่วงที่กำหนดได้ นอกจากนี้การใช้ค่าส่วนน้ำหนักเพียงชุดเดียวไม่สามารถคงค่าแรงดันได้ทุกสภาวะโหลดได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้าง

4. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอผลการจำลองการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบสองเอาต์พุตโดยอาศัยการเลือกค่าส่วนน้ำหนักจากสมการขอบเขตที่กำหนดขึ้น การจำลองการทำงานใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สองเอาต์พุตและการควบคุมผ่านค่าส่วนน้ำหนักในโปรแกรม MATLAB Simulink โดยผลการทดลองการเลือกค่าส่วนน้ำหนักจากสมการขอบเขตเพียงอย่างเดียวไม่สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตให้อยู่ในช่วงที่กำหนดได้ นอกจากนี้การใช้ค่าส่วนน้ำหนักเพียงชุดเดียวไม่สามารถคงค่าแรงดันทุกสภาวะโหลดได้ โดยเฉพาะเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้าง ดังนั้นหากคอนเวอร์เตอร์มีการเปลี่ยนแปลงกระแสในช่วงที่กว้างจึงอาจต้องใช้ค่าส่วนน้ำหนักหลายชุดเพื่อปรับให้เหมาะสมกับสภาวะโหลดมากที่สุด นอกจากนี้ยังอาจจะต้องมีวงจรชดเชยเพื่อลดผลของโหลดต่อแรงดันเอาต์พุต หรือมีการใช้การถ่วงน้ำหนักแรงดันควบคู่ไปกับการปรับจูนครอสเรกกูเลชัน เพื่อคงค่าแรงดันให้อยู่ในช่วงที่กำหนด

กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับการสนับสนุนจาก ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

เอกสารอ้างอิง

- [1] Chen, Q. et al. 1993. "Analysis and Design of Weight Voltage-Mode Control for a Multiple-Output Forward Converter", pp. 449-455. In Proc.IEEE Appl. Power Electronics Conference and Exposition. 1993.
- [2] Chen, Q. et al. 1993. "Small-Signal Analysis and Design of Weighted Voltage-Mode Control for a Multiple-Output Forward Converter", pp.749-756. In Proc.IEEE Power Electronics Specialists Conference. 1993
- [3] Chuanwen, Ji. et al. 2001. "Cross Regulation in Flyback Converter: Analytic Model and Solution". IEEE Transactions on Power Electronics. Volume16. 2 March 2001. pp.236 – 248
- [4] M.C..Lee. et al. 1998."Small-Signal Modeling of Multiple-Output Flyback Converters in Continuous Conduction Mode with Weighted Feedback". IEEE Transactions on Industrial Electronics. Volume 45. 2 April 1998. pp.236 – 248
- [5] Robert W. Erickson. Fundamentals of Power Electronics. 2nd ed. SCI-TECH Publishing Co.,Ltd.

ประวัติผู้เขียน

| | | |
|--|--------------------------|---------------------|
| ชื่อ สกุล | นายบัญญัติ เลิศบุษศราคาม | |
| รหัสประจำตัวนักศึกษา | 4910120099 | |
| วุฒิการศึกษา | | |
| วุฒิ | ชื่อสถาบัน | ปีที่สำเร็จการศึกษา |
| วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) | มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ | 2549 |

ทุนการศึกษา (ที่ได้รับในระหว่างการศึกษา)

ทุนศิษย์ก้นกุฏิ ระดับปริญญาโท คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

การตีพิมพ์เผยแพร่ผลงาน

บัญญัติ เลิศบุษศราคาม, กุศุมลย์ เจริญยานนท์ และณัฐฐา จินดาเพชร, “ผลการจำลองการควบคุมแรงดันถ่วงน้ำหนักของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดสองเอาต์พุตที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดในช่วงกว้าง,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ครั้งที่ 6, 8-9 พฤษภาคม 2551.

ประวัติผู้เขียน

| | | |
|--|--------------------------|---------------------|
| ชื่อ สกุล | นายบัญญัติ เลิศบุษศราคาม | |
| รหัสประจำตัวนักศึกษา | 4910120099 | |
| วุฒิการศึกษา | | |
| วุฒิ | ชื่อสถาบัน | ปีที่สำเร็จการศึกษา |
| วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) | มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ | 2549 |

ทุนการศึกษา (ที่ได้รับในระหว่างการศึกษา)

ทุนศิษย์ก้นกุฏิ ระดับปริญญาโท คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

การตีพิมพ์เผยแพร่ผลงาน

บัญญัติ เลิศบุษศราคาม, กุศุมลย์ เจริญยานนท์ และณัฐฐา จินดาเพชร, “ผลการจำลองการควบคุมแรงดันถ่วงน้ำหนักของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดสองเอาต์พุตที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดในช่วงกว้าง,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ครั้งที่ 6, 8-9 พฤษภาคม 2551.