



การควบคุมตำแหน่งหัวอ่านฮาร์ดดิสก์แบบสองชั้นตอนด้วย

ตัวควบคุมแบบฟัซซีพีไอดี

**Position Control of the Dual-State Hard Disk Drive Head by
Using Fuzzy-PID Controller**

จุฑามณี อู่สกุล

Jutamanee Auysakul

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมเครื่องกล

มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

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

Engineering in Mechanical Engineering

Prince of Songkla University

2555

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

ชื่อวิทยานิพนธ์ การควบคุมตำแหน่งหัวอ่านฮาร์ดดิสก์แบบสองชั้นตอนด้วยตัวควบคุม
แบบพีซีซีพีไอดี
ผู้เขียน นางสาวจุฑามณี อู่สกุล
สาขาวิชา วิศวกรรมเครื่องกล

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

คณะกรรมการสอบ

.....
(รองศาสตราจารย์ ดร. พุทธิกร สมิตไมตรี)

.....ประธานกรรมการสอบ
(ดร.ฐานันดรศักดิ์ เทพญา)

.....กรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร. พุทธิกร สมิตไมตรี)

.....กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ณิชฐา จินดาเพ็ชร)

.....กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สนธิพีร์ เอम्मณี)

.....กรรมการ
(ดร. พิทักษ์ เหล่ารัตนกุล)

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยนี้เป็นส่วน
หนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมเครื่องกล

.....
(ศาสตราจารย์ ดร.อมรรัตน์ พงศ์ดารา)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

ชื่อวิทยานิพนธ์	การควบคุมตำแหน่งหัวอ่านฮาร์ดดิสก์แบบสองชั้นตอนด้วยตัวควบคุมแบบพีซีซีพีไอดี
ผู้เขียน	นางสาวจุฑามณี อู่สกุล
สาขาวิชา	วิศวกรรมเครื่องกล
ปีการศึกษา	2554

บทคัดย่อ

ฮาร์ดดิสก์ไทรฟ์ในปัจจุบันมีความจุที่เพิ่มขึ้นทำให้มีขนาดของเส้นแนวข้อมูลที่เล็กลง การเข้าถึงตำแหน่งข้อมูลได้อย่างรวดเร็วและแม่นยำจึงเป็นสิ่งสำคัญ งานวิจัยนี้จึงมุ่งเน้นการออกแบบระบบควบคุมหัวอ่านให้เข้าถึงตำแหน่งข้อมูลได้เร็วขึ้น โดยใช้ระบบควบคุมสองชั้นตอนแบบ dual feedback loop เพื่อควบคุมมอเตอร์ขดลวดเสียงและตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก และใช้ผลตอบสนองเชิงความถี่จากผลไฟไนต์เอลิเมนต์ที่ตรวจสอบความถูกต้องแล้ว มาทำการหาเอกลักษณ์ของระบบ เพื่อใช้เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวทำงานในระบบ โดยมอเตอร์ขดลวดเสียงถูกควบคุมด้วยระบบควบคุมพีซีซีพีไอดี ที่พัฒนามาจากระบบควบคุมพีไอดี และส่วนของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกใช้ฟังก์ชันสวิตช์ควบคุมกับตัวขยายสัญญาณ ผลการควบคุมด้วยพีซีซีพีไอดี ช่วยให้ค่า overshoot จากผลการตอบสนองขั้นบันไดของระบบลดลงเหลือเพียง 4.13% และมีค่า $3\sigma_{pes}$ เท่ากับ $0.0018 \mu m$ เข้าใกล้ตำแหน่งอ้างอิงมากที่สุด จากการทดสอบผลสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อน โดยระบบพีซีซีพีไอดีนี้ช่วยให้หัวอ่านฮาร์ดดิสก์ไทรฟ์เข้าถึงตำแหน่งข้อมูลที่เร็วขึ้น และแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ในงานวิจัยสามารถใช้เพื่อออกแบบระบบควบคุมใหม่ได้ โดยไม่ต้องสร้างชิ้นงานจริงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงชิ้นส่วนในอนาคต

Thesis Title Position Control of the Dual-State Hard Disk Drive Head by
Using Fuzzy-PID Controller

Author Ms.Jutamanee Auysakul

Major Program Mechanical Engineering

Academic Year 2011

ABSTRACT

The record data areal density of hard disk drive has been continuously increased. This reduces the width of the data track. The fast response and high precision positioning of the hard disk drive read/write head is important. Thus, the main objective of this research is to design a controller system of the read/write head positioning system. The dual feedback loop is used in the dual-stage positioning system to control a primary voice coil motor and a secondary piezoelectric actuator. The frequency of the validated finite element model is adopted for the system identification, yielding the transfer function to design a controller. In this research, the voice coil motor is controlled by a fuzzy-PID controller, which is developed from a PID controller. The piezoelectric actuator is controlled by a switching function with a static gain. The fuzzy-PID controller results have shown the step response overshoot of 4.13% and the position error signal testing $3\sigma_{pes}$ of $0.0018 \mu\text{m}$. Consequently, the designed controller system can improve the response of the read/write head positioning system. In addition, the finite element model and method can be used to design and develop a new controller if the dual-stage positioning system would be changed in the future.

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณยิ่งสำหรับ รศ.ดร. พุทธิกร สมิตไมตรี ผู้ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ให้คำแนะนำและข้อคิดอันเป็นประโยชน์ในการทำวิทยานิพนธ์ อีกทั้งช่วยในการเขียนวิทยานิพนธ์ให้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณ บัณฑิตศึกษา คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ วิทยาเขตหาดใหญ่ ที่อนุเคราะห์ทุนศิษย์ก้นกุฎีในการดำเนินงานวิจัยและทุนสนับสนุนค่าใช้จ่ายการเดินทางไปเสนอผลงานวิจัย

ขอขอบคุณ บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ที่ได้อนุเคราะห์ทุนสนับสนุนเพิ่มเติมในงานวิจัย

ขอขอบคุณ ทุนวิจัยโครงการ Response of the Dual-stage Piezoelectric Head Gimbal Assembly (HGA) to the Electrical Excitation (รหัสโครงการ CPN-R&D 01-26-52 EF) จากศูนย์วิจัยร่วมเฉพาะทางด้านส่วนประกอบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น ที่ได้อนุเคราะห์ทุนสำหรับดำเนินการงานวิจัย

ขอขอบคุณ บริษัท เวสเทิร์น ดิจิตอล (ประเทศไทย) จำกัด ที่ให้ความร่วมมือทางด้านข้อมูล และเครื่องมือสำหรับใช้ทำวิจัยวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณโครงการจัดตั้งศูนย์กริด มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ (PSU grid center) สำหรับคอมพิวเตอร์สมรรถนะสูงที่ใช้สำหรับการประมวลผล

ขอขอบคุณ คณาจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล และสมาชิกในที่วิจัย สมาร์ท-เมคาทรอนิกส์ ที่ให้คำปรึกษาและแนะนำในการทำวิจัย พร้อมทั้งช่วยเหลือให้สามารถทำงานวิจัยลุล่วงด้วยดี

ขอขอบคุณกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่าน ที่ให้คำชี้แนะในการทำงานวิจัย

สุดท้ายนี้ ขอขอบคุณความดีทั้งหมดจากการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้แต่ คุณพ่อคุณแม่ ที่ให้การดูแลเลี้ยงดูเป็นอย่างดี ครูบาอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้และปลูกฝังคุณธรรมและเพื่อน ๆ พี่ ๆ และน้อง ๆ นักศึกษาปริญญาโท มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ทุกท่านที่คอยให้กำลังใจและให้ความช่วยเหลือจนสำเร็จการศึกษาในครั้งนี้

จุฑามณี อยู่สกุล

สารบัญ

	หน้า
สารบัญ	(6)
รายการตาราง	(8)
รายการภาพประกอบ	(9)
สัญลักษณ์คำย่อและตัวย่อ	(11)
บทที่	
1 บทนำ	
1.1 ความสำคัญและที่มาของงานวิจัย	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	4
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย	5
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	5
2 ทฤษฎี	
2.1 การควบคุมหัวอ่านแบบสองชั้นตอน	6
2.2 ระบบควบคุมแบบสองชั้นตอน	10
2.3 เทคนิคการควบคุมการเคลื่อนที่ของหัวอ่านแบบสองชั้นตอน	15
2.4 สมรรถนะของการควบคุมหัวอ่าน	23
2.5 ผลตอบสนองเชิงความถี่ (frequency response analysis)	26
2.6 การหาเอกลักษณ์ของระบบ (system identification)	32
3 วิธีการดำเนินงานวิจัย	
3.1 การออกแบบระบบควบคุมแบบสองชั้นตอน	35
3.2 การทดสอบผลตอบสนองเชิงความถี่	37
3.3 การจำลองแบบด้วยระเบียบวิธีทางไฟไนต์เอลิเมนต์	38
4 ผลการวิจัย	
4.1 ผลตอบสนองเชิงความถี่และการตรวจสอบความถูกต้อง	49
4.2 ผลการหาเอกลักษณ์ของระบบ	57
4.3 ผลการควบคุมระบบและการตอบสนองขั้นบันได	59
4.4 ผลการทดสอบสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อน (position error signal test, PES test)	67
5 สรุป	71
	(6)

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บรรณานุกรม	73
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก ตัวอย่างการสร้างแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ด้วย โปรแกรม COMSOL Multiphysics	76
ภาคผนวก ข ตัวอย่างการใช้โปรแกรม MATLAB Simulink และ แผนภาพบล็อกที่ใช้ในงานวิจัย	86
ภาคผนวก ค Source Code โปรแกรม MATLAB ที่ใช้ในงานวิจัย	94
ภาคผนวก ง ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่วิทยานิพนธ์	99
ประวัติผู้เขียน	104

รายการตาราง

ตารางที่		หน้า
2-1	ผลสมรรถนะของการทดสอบในระบบควบคุมต่างๆ	15
3-1	คุณสมบัติวัสดุของชุดแขนเลื่อน	42
3-2	คุณสมบัติตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก (stress-charge form)	43
3-3	การเชื่อมต่อชิ้นงานของแบบจำลอง	45
3-4	จำนวนเอลิเมนต์ของแบบจำลอง	46
4-1	การเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่มอเตอร์ขดลวดเสียงระหว่างแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์และการทดลอง	51
4-2	การเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกระหว่างแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์และการทดลอง	54
4-3	สมรรถนะของผลตอบสนองขั้นบันไดของระบบควบคุม PID	62
4-4	กฎของพีซีซีแบบ 3x3	64
4-5	กฎของพีซีซีแบบ 2x2	65
4-6	สมรรถนะผลตอบสนองขั้นบันไดของระบบควบคุมพีซีซี PID แบบ 3x3 และ 2x2	67
4-7	ค่า $3\sigma_{pes}$ ของผลทดสอบสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อน	69

รายการภาพประกอบ

รูปที่		หน้า
1-1	ส่วนประกอบของฮาร์ดดิสก์	2
1-2	ระบบขับเคลื่อนของชุดหัวอ่านฮาร์ดดิสก์	2
1-3	เส้นแนวข้อมูลของแผ่นจานฮาร์ดดิสก์	3
1-4	ตำแหน่งหัวอ่านบนสไลเดอร์	3
2-1	ลักษณะการเคลื่อนที่ของหัวอ่าน	7
2-2	การเกิดแรงบิดของมอเตอร์ขดลวดเสียง	7
2-3	การติดตั้งเพียโซอิเล็กทริกบนแขนจับ	10
2-4	แผนภาพของระบบควบคุมแบบ Parallel loop	11
2-5	แผนภาพของระบบควบคุมแบบ Master-slave loop	12
2-6	แผนภาพของระบบควบคุมแบบ Dual feedback loop	13
2-7	แผนภาพของระบบควบคุมแบบ Decoupling master slave	14
2-8	รูปแบบการแกว่ง critically stable	17
2-9	แผนภาพของตัวควบคุม FPD+I	18
2-10	ตัวอย่างฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต A แบบสามเหลี่ยม	20
2-11	การอินเตอร์เซกชันของฟัซซีเซต A และ B	21
2-12	การยูเนียนของฟัซซีเซต A และ B	21
2-13	ขบวนการฟัซซีรีชันนิ่ง	23
2-14	ผลตอบสนองขั้นบันไดหนึ่งหน่วยของระบบเสถียร	24
2-15	แสดงความเค้นที่เกิดขึ้นบนเอลิเมนต์	27
3-1	แสดงขั้นตอนการวิจัย	34
3-2	ระบบควบคุมแบบ dual feedback loop	35
3-3	ผลตอบสนองวงปิดของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกที่ K_a เท่ากับ -2	36
3-4	แผนผังการทดสอบผลตอบสนองเชิงความถี่	37
3-5	ชุดแขนเลื่อน	38
3-6	ชุดหัวอ่าน	39
3-7	ขั้นตอนการจำลองแบบด้วยวิธีไฟไนต์เอลิเมนต์	39
3-8	ทิศทางโพลาริเซชันของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก	40

รายการภาพประกอบ (ต่อ)

รูปที่		หน้า
3-9	การเปลี่ยนแปลงรูปร่างของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก เมื่อถูกกระตุ้นด้วยแรงดันไฟฟ้า	41
3-10	เงื่อนไขขอบของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์	44
3-11	แบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ชุดแขนเลื่อน	46
3-12	ตำแหน่งด้านข้างของสไลเดอร์ที่ทำการศึกษาผลการตอบสนอง	47
4-1	ผลตอบสนองเชิงความถี่ของมอเตอร์ขดลวดเสียง	50
4-2	โหมดการบิดที่ 1 ที่ความถี่ 7.37 kHz	51
4-3	โหมดการบิดที่ 2 ที่ความถี่ 10.3 kHz	52
4-4	โหมดการบิดที่ 3 ที่ความถี่ 20.2kHz	52
4-5	ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก	54
4-6	โหมดการบิดที่ 1 ที่ความถี่ 7.47 kHz	55
4-7	โหมดการบิดที่ 2 ที่ความถี่ 22.7 kHz	55
4-8	โหมดการบิดที่ 3 ที่ความถี่ 32.2 kHz	56
4-9	ผลตอบสนองเชิงความถี่ของมอเตอร์ขดลวดเสียงจากการจำลองระบบ	58
4-10	ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกจากการจำลอง ระบบ	59
4-11	แผนภาพการควบคุมห้วอ่านแบบสองชั้นตอน	60
4-12	ผลตอบสนองที่ค่า K_c เท่ากับ 0.938	60
4-13	ผลตอบสนองขั้นบันไดของระบบควบคุม PID	61
4-14	ระบบควบคุมพีซีซี PID แบบสองชั้นตอน	62
4-15	ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของอินพุตสำหรับพีซีซีแบบ 3x3	63
4-16	ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของสัญญาณควบคุมสำหรับพีซีซีแบบ 3x3	63
4-17	ผลตอบสนองขั้นบันไดของระบบควบคุมพีซีซี PID แบบ 3x3	64
4-18	ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของอินพุตสำหรับพีซีซีแบบ 2x2	65
4-19	ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของสัญญาณควบคุมของพีซีซี 2x2	65
4-20	ผลตอบสนองขั้นบันไดของระบบควบคุมพีซีซี PID แบบ 2x2	66
4-21	ผลตอบสนองสัญญาณ RROs	68
4-22	ฮิสโทแกรมของผลตอบสนองสัญญาณ RROs	69

สัญลักษณ์คำย่อและตัวย่อ

$3\sigma_{pes}$	ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของผลตอบสนองสัญญาณคลาดเคลื่อนที่ ความน่าเชื่อถือ 99 เปอร์เซ็นต์
$A(\omega(k)), B(\omega(k))$	ผลการแปลงฟูเรียร์ของพหุนาม a และ b ตามลำดับ
and	ตัวดำเนินการค่าต่ำสุด
C	เมทริกซ์ของตัวหน่วง
C_V, C_M	ตัวควบคุมของมอเตอร์ขดลวดเสียงและตัวทำงานเพียโซอิเล็ก ทริกตามลำดับ
c_E	สภาพยืดหยุ่น
$\{c\}$	เมทริกซ์ความสัมพันธ์ระหว่างความเค้นและความเครียด
D	การกระจัดทางไฟฟ้า
DE	ค่าความคลาดเคลื่อนของ derivative gain
E	ค่าความคลาดเคลื่อนของ proportional gain
E_F	สนามไฟฟ้า
e	เมทริกซ์ coupling
F	แรง
F_x	แอมพลิจูดของแรงฮาร์มอนิก
F_{xPh}	เฟสของแรงฮาร์มอนิก
F_{VCM}	แรงที่กระทำบนขดลวดเสียง
F_n^l	ตัวแปรเชิงภาษา
$f_F(x)$	ฟังก์ชัน
f_x, f_y, f_z	แรงภายนอกที่กระทำในทิศทาง x, y และ z ตามลำดับ
$\{f_b\}$	เมทริกซ์ของเวกเตอร์แรงภายนอกที่กระทำต่อเอลิเมนต์ใน ทิศทาง x, y และ z
G_{cl}	ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด
G_{dr}	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวลดสัญญาณรบกวน
G_{ol}	ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด
h	ค่าเชิงซ้อนของผลตอบสนองความถี่
I	กระแสไฟฟ้า
IE	ค่าความคลาดเคลื่อนของ integral gain

สัญลักษณ์คำย่อและตัวย่อ (ต่อ)

i	อันดับของพหุนาม $A(s)$
J	โมเมนต์ความเฉื่อยของชุดแขนเลื่อน
j	อันดับของพหุนาม $B(s)$
K	เมทริกซ์ของความแข็งตั้ง
K_a	ตัวขยายสัญญาณ
K_c	ค่าวิกฤต
K_d	derivative gain
K_i	integral gain
K_p	proportional gain
K_t	proportional gain
LDV	เครื่องวัดการกระจัดทางแสง Laser Doppler Vibrometer
L	ระยะระหว่างจุดหมุนและหัวอ่าน
$\{L\}$	เมทริกซ์ของผลต่างเชิงอนุพันธ์ย่อย
l	ลำดับของกฎพื้นฐานควบคุมพีชชี
M	เมทริกซ์ของมวล
NRROs	สัญญาณแกว่งไม่ซ้ำ
<i>or</i>	ตัวดำเนินการค่าสูงสุด
PES	สัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อน
P_c	คาบของการแกว่งที่ค่าวิกฤต
P_V, P_M	ฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์ขดลวดเสียงและตัวทำงานเพียโซอิ เล็กทริกตามลำดับ
P_{VCM}, P_{PZT}	ฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์ขดลวดเสียงและตัวทำงานเพียโซอิ เล็กทริกที่ทำการหาเอกลักษณ์แล้ว
RROs	สัญญาณแกว่งซ้ำ
r	ตำแหน่งที่ต้องการ
T_i	integral time
T_d	derivative time
T_r	rise time
T_s	settling time

สัญลักษณ์คำย่อและตัวย่อ (ต่อ)

T_{iq}	โมเมนต์บิด
$\{U\}$	เวกเตอร์การกระจัด
u_{amp}	แอมพลิจูดผลตอบสนองของเวกเตอร์การกระจัด
$\ddot{u}, \ddot{v}, \ddot{w}$	เวกเตอร์ความเร่งในทิศทาง x, y และ z ตามลำดับ
VCM	มอเตอร์ขับเคลื่อนเสียง
V	แรงดันไฟฟ้า
$w(t)$	สัญญาณรบกวนแบบ RROs
w_t	ฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก
X	ประชากรของพีชชีเซต
x	เวกเตอร์การกระจัด
\dot{x}	เวกเตอร์ความเร็ว
\ddot{x}	เวกเตอร์ความเร่ง
x_p	ตัวแปรอินพุต
y_V, y_M	สัญญาณตอบสนองของมอเตอร์ขับเคลื่อนเสียงและตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกตามลำดับ
y_{VCM}, y_{PZT}	สัญญาณป้อนกลับของวงปิดมอเตอร์ขับเคลื่อนเสียงและตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกตามลำดับ
y_m	ค่าสูงสุดของผลตอบสนอง
y_{ss}	ค่าสถานะคงตัว
z	ตัวแปรเอาต์พุต
\mathcal{E}	ความเครียด
\mathcal{E}_0	สภาพยอมสูญญากาศ
\mathcal{E}_{rs}	สภาพยอมสัมพัทธ์
\mathcal{E}_s	สภาพยอมทางไฟฟ้า
ξ	ค่าการหน่วงของวัสดุ
η	ค่า loss factor
$\ddot{\theta}$	ความเร่งเชิงมุมเมื่อมอเตอร์ขับเคลื่อนเสียงเคลื่อนที่
μ_A	ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของพีชชีเซต A
μ_t	ผลที่ได้จากการดำเนินการ

สัญลักษณ์คำย่อและตัวย่อ (ต่อ)

ρ	ความหนาแน่นของวัสดุ
σ	ความเค้น
ϕ_u	เฟสของผลตอบสนอง
ω	ความถี่เชิงมุม
$\omega(k)$	ค่าความถี่เชิงมุม

บทที่ 1

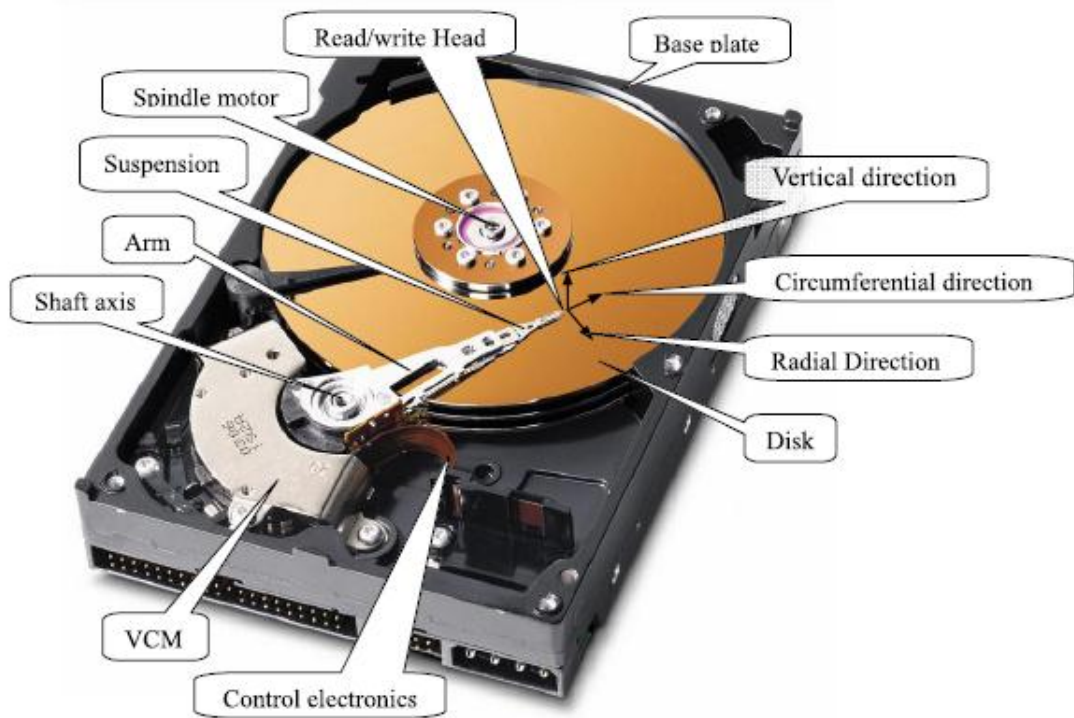
บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของงานวิจัย

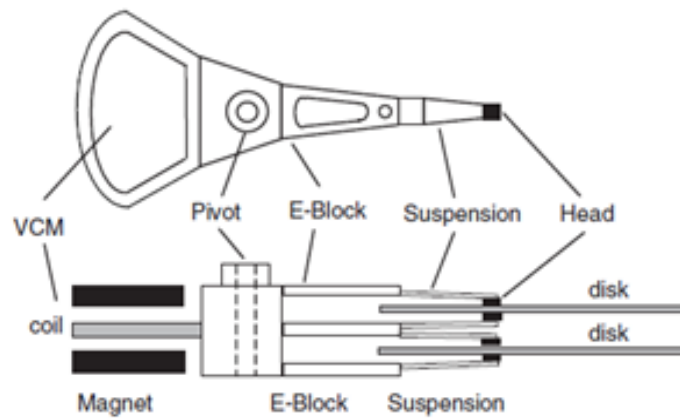
ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (hard disk drive) เป็นอุปกรณ์หลักที่ใช้ในการเก็บข้อมูลของคอมพิวเตอร์ โดยอาศัยหลักการทางแม่เหล็กในการบันทึกข้อมูล และสามารถเก็บข้อมูลได้ตลอดเวลาแม้จะไม่มีพลังงานไฟฟ้าจ่ายให้ โดยฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ตัวแรกเกิดขึ้นในปี ค.ศ. 1950 โดยบริษัท IBM ซึ่งพัฒนาจากการบันทึกแบบเทปบันทึกข้อมูลที่มีการอ่านข้อมูลแบบเริ่มต้นทุกครั้ง มาเป็นการอ่านข้อมูลแบบสุ่ม (ศิริธรวิวัตร์, 2549) ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ที่ถูกพัฒนาขึ้นตัวแรกมีขนาดจานบันทึก (platter) เส้นผ่าศูนย์กลางขนาด 24 นิ้ว และมีความจุข้อมูลเพียง 5 MB แต่ในปัจจุบันความจุข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ได้ถูกพัฒนาขึ้นถึงระดับ tera byte (TB) และมีขนาดจานลดลงเหลือเพียง 3.5 นิ้วหรือเล็กกว่านั้น จึงทำให้ความหนาแน่นของเส้นแนวข้อมูลเพิ่มขึ้นและเส้นแนวข้อมูลมีขนาดเล็กลง ดังนั้นการเข้าถึงตำแหน่งเส้นแนวข้อมูลที่รวดเร็วและแม่นยำจึงเป็นสิ่งที่สำคัญที่จะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพและลดเวลาการทำงานของฮาร์ดดิสก์ได้

1.1.1 ส่วนประกอบของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

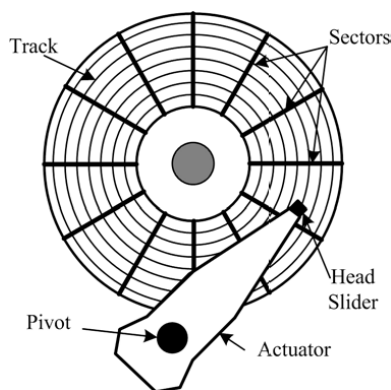
ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์มีส่วนประกอบหลัก ดังรูปที่ 1-1 โดยมีชิ้นส่วนประกอบ ดังนี้ ระบบขับเคลื่อน (actuator system) หัวอ่าน (read/write head) แผ่นจานฮาร์ดดิสก์ (disk) มอเตอร์หมุนแผ่นจานฮาร์ดดิสก์ (spindle motor) และกล่องบรรจุ (base plate) ซึ่งระบบขับเคลื่อนประกอบด้วย มอเตอร์ขดลวดเสียง (voice coil motor, VCM) แกนหมุน (pivot) และแขนเลื่อน (actuator arm) หรือเรียกอีกอย่างว่า ข้อต่อรูปตัว E (E-block) ดังรูปที่ 1-2 ในการจัดเก็บข้อมูลในแผ่นจานฮาร์ดดิสก์มีการเก็บไว้ในแนวข้อมูล (track) แนวข้อมูลมีลักษณะเป็นวงกลมเรียงเป็นชั้น และแต่ละแนวข้อมูลจะแบ่งเป็น เซ็กเตอร์ (sector) ดังรูปที่ 1-3



รูปที่ 1-1 ส่วนประกอบของฮาร์ดดิสก์ (Sun et al., 2009)

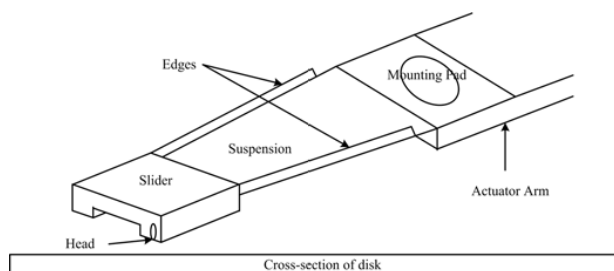


รูปที่ 1-2 ระบบขับเคลื่อนของชุดหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ (Horowitz et al., 2007)



รูปที่ 1-3 เส้นแนวข้อมูลของแผ่นจานฮาร์ดดิสก์ (Mamun et al., 2006)

เมื่อมีการอ่านหรือเขียนข้อมูลจะมีการเคลื่อนที่ของหัวอ่านไปพร้อมกับแขนจับ (suspension) และสไลเดอร์ (head slider) ซึ่งติดตั้งอยู่ที่ส่วนปลายของแขนเลื่อนดังรูปที่ 1-4 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านเข้าสู่มอเตอร์ขดลวดเสียงทำหน้าที่เปลี่ยนตำแหน่งของหัวอ่านเพื่อใช้ในการอ่านหรือเขียนข้อมูลบนแผ่นจานฮาร์ดดิสก์ ในขณะที่ทำงานสไลเดอร์จะถูกยกลอยขึ้นเหนือแผ่นจานฮาร์ดดิสก์โดยแขนจับและแรงยกพยางค์ที่เกิดจากแอร์เบริง (air-bearing) บนพื้นผิวของแผ่นจานฮาร์ดดิสก์ที่หมุนอยู่ (Horowitz et al., 2007) และเมื่อไม่มีการทำงานหรือปิดเครื่อง หัวอ่านจะถูกเก็บไว้ในตำแหน่งจอด (parking ramp) ที่ปลอดภัยต่อการกระแทกหรือตกหล่น



รูปที่ 1-4 ตำแหน่งหัวอ่านบนสไลเดอร์ (Mamun et al., 2006)

1.1.2 หลักการทำงานของระบบควบคุมตำแหน่งหัวอ่านฮาร์ดดิสก์แบบสองขั้นตอน

การควบคุมตำแหน่งของหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ทำได้โดยการจ่ายกระแสไฟฟ้าไปยังมอเตอร์ขดลวดเสียงซึ่งมีระบบการควบคุมแบบย้อนกลับ (feedback control system) การควบคุมตำแหน่งด้วยขดลวดเสียงนี้เป็นการควบคุมแบบขั้นตอนเดียว (single-stage control) ซึ่งอาจมีความคลาดเคลื่อนในการเข้าถึงข้อมูลได้ เพราะมีผลมาจากขนาดและน้ำหนักของชิ้นส่วนมอเตอร์ขดลวดเสียง แขนเลื่อน และแขนจับ จึงเป็นข้อจำกัดของการควบคุมทำให้ระบบมีความ

แม่นยำต่ำและตอบสนองช้า นอกจากนี้ผลของการสั่นสะเทือนจากภายนอก เช่น การหมุนของพัดลมระบายความร้อน และการเคลื่อนที่ของชิ้นส่วนกลไก เป็นอีกสาเหตุที่ทำให้การควบคุมตำแหน่งของหัวอ่านเกิดความคลาดเคลื่อน อย่างไรก็ตามการควบคุมตำแหน่งของหัวอ่านสามารถเพิ่มความแม่นยำในการเข้าถึงข้อมูลได้โดยการควบคุมแบบสองขั้นตอน (dual-stage control) (Horowitz et al., 2007; Suzuki and Kurita, 2004 และ Ding et al., 2004) การควบคุมตำแหน่งแบบนี้อาศัยตัวขับเคลื่อนขนาดเล็ก (microactuator) เช่น ตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก (piezoelectric actuator) (Zhong and Sun 2004) หรือระบบไมโครอิเล็กทรอนิกส์ (microelectromechanical system) (Suthasun et al., 2004) ทำงานร่วมกับของมอเตอร์ขดลวดเสียง ซึ่งช่วยเพิ่มช่วงการทำงาน (servo bandwidth) ของมอเตอร์ขดลวดเสียงให้มากขึ้น โดยที่มอเตอร์ขดลวดเสียงเป็นตัวทำงานปฐมภูมิ (primary stage actuator) และตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกเป็นตัวทำงานทุติยภูมิ (second stage actuator) การควบคุมตำแหน่งแบบละเอียดของชุดหัวอ่านที่มีตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกอยู่ด้วยนั้นมีความแม่นยำสูงและมีการตอบสนองรวดเร็ว แต่มีข้อจำกัดเรื่องระยะการเคลื่อนที่ของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก จึงสามารถเคลื่อนที่ได้ในระดับไมโครเมตร (μm) (Zheng et al., 2008) ทำให้หัวอ่านสามารถเคลื่อนที่ไปยังตำแหน่งที่ต้องการได้อย่างรวดเร็วและแม่นยำ เนื่องจากการพัฒนาผลิตภัณฑ์เก็บบันทึกข้อมูลที่ต้องการความจุมากขึ้น ถ้าหากไม่มีความแม่นยำในการเข้าถึงข้อมูล จะทำให้เสียเวลาในการทำงานมาก ดังนั้นการพัฒนาาระบบควบคุมจึงช่วยควบคุมตำแหน่งของหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ให้เข้าถึงตำแหน่งข้อมูลได้อย่างรวดเร็วและแม่นยำ และสามารถเพิ่มเส้นแนวข้อมูลให้มากขึ้นได้เนื่องจากมีความละเอียดในกำหนดระยะการเคลื่อนที่สูง จึงเป็นการเพิ่มความสามารถในการทำงานของฮาร์ดดิสก์และคอมพิวเตอร์เพื่อรองรับความต้องการเทคโนโลยีที่สูงขึ้นในอนาคต ในงานวิจัยนี้เป็นการออกแบบระบบควบคุมใช้ผลตอบสนองเชิงความถี่ของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ที่ได้ตรวจสอบความถูกต้องกับการทดลองมาออกแบบระบบควบคุม ซึ่งช่วยให้สามารถปรับเปลี่ยนหรือออกแบบระบบใหม่ได้เมื่อปรับเปลี่ยนชิ้นงานในแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

เพื่อศึกษาการควบคุมตำแหน่งหัวอ่านฮาร์ดดิสก์แบบสองขั้นตอนที่เพิ่มการเข้าถึงข้อมูลได้เร็วขึ้นเมื่อเทียบกับการควบคุมแบบขั้นตอนเดียว

1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

1) ใช้แบบจำลองทางไฟไนต์เอลิเมนต์ของชุดหัวอ่านเพียโซอิเล็กทริกมาศึกษา ลักษณะการสั่นสะเทือนของระบบ

2) สร้างแบบจำลองการควบคุมตำแหน่งของชุดหัวอ่านฮาร์ดดิสก์โดยการควบคุมแบบเข้าถึงแบบสองขั้นตอน (dual-stage control) เพื่อการเข้าถึงข้อมูลได้อย่างแม่นยำ โดยใช้ตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกในการขับเคลื่อน

3) ระบบที่พัฒนาแล้วจะต้องมี overshoot ต่อการตอบสนองของ step response น้อยกว่า 5% ของระยะห่างของแต่ละแนวข้อมูล (Chen and Lee, 2006)

4) ระบบที่พัฒนาแล้วจะมีค่าผลการตอบสนอง $3\sigma_{pes}$ จากการทดสอบตำแหน่งคลาดเคลื่อน น้อยกว่า 10% ของความหนาแน่นแนวข้อมูล (tracks per inch, TPI) (Chen and Lee, 2006)

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1) สามารถเพิ่มความแม่นยำในการเข้าถึงตำแหน่งข้อมูลและชุดหัวอ่านได้ดีขึ้น
- 2) สามารถควบคุมการสั่นสะเทือนในชุดหัวอ่านได้ดีกว่าการควบคุมแบบขั้นตอนเดียว

บทที่ 2

ทฤษฎี

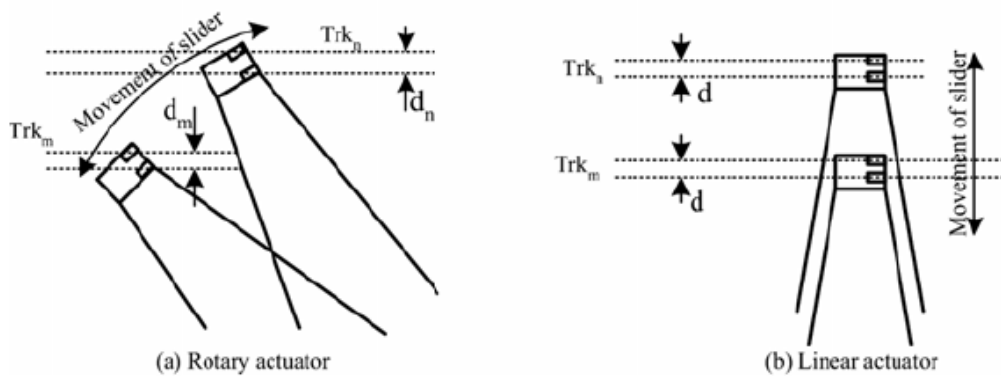
งานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาการควบคุมหัวอ่านแบบสองชั้นตอนด้วยแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์เพื่อให้หัวอ่านฮาร์ดดิสก์มีความแม่นยำและเข้าถึงข้อมูลได้อย่างรวดเร็ว ความรู้ที่เกี่ยวข้องประกอบด้วยการศึกษาาระบบควบคุมแบบสองชั้นตอน เทคนิคการควบคุมการเคลื่อนที่ของหัวอ่าน การวัดประสิทธิภาพของการควบคุมหัวอ่าน การวิเคราะห์ผลตอบสนองเชิงความถี่ (frequency response analysis) และการหาเอกลักษณ์ของระบบ (system identification) ได้ถูกประมวลสรุปและนำเสนอในบทนี้

2.1 การควบคุมหัวอ่านแบบสองชั้นตอน

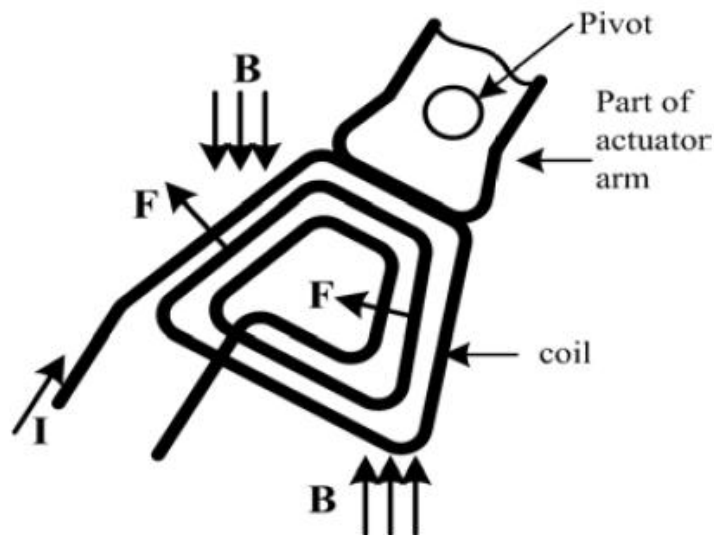
การควบคุมหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ในงานวิจัยนี้มีการทำงานแบบสองชั้นตอนประกอบด้วยตัวทำงาน 2 ตัว คือ มอเตอร์ขดลวดเสียง (voice coil motor, VCM) และตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก มอเตอร์ขดลวดเสียงเป็นตัวทำงานปฐมภูมิ (primary stage actuator) และตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกเป็นตัวทำงานทุติยภูมิ (second stage actuator) การควบคุมตำแหน่งของหัวอ่านแบบสองชั้นตอนนั้นเป็นการรวมผลของระยะการเคลื่อนที่ของตัวขับเคลื่อนสองตัวเข้าไว้ด้วยกัน โดยมีรายละเอียดการทำงานดังนี้

2.1.1 มอเตอร์ขดลวดเสียง

มอเตอร์ขดลวดเสียงที่ใช้ในฮาร์ดดิสก์ไทรฟีนินแบ่งได้ 2 ประเภท (Mamun et al., 2006) คือ แบบเชิงเส้น (linear VCM) และแบบหมุน (rotary VCM) ลักษณะการเคลื่อนที่ของตัวทำงานทั้งสองแบบถูกแสดงในรูปที่ 2-1 งานวิจัยนี้ใช้มอเตอร์ขดลวดเสียงแบบหมุน มอเตอร์ขดลวดเสียงทำงานเมื่อมีกระแสไฟฟ้า (coil current, I) ไหลผ่านขดลวดภายใต้สนามแม่เหล็กที่ถูกเหนี่ยวนำจากแม่เหล็กถาวร ดังแสดงในรูปที่ 2-2



รูปที่ 2-1 ลักษณะการเคลื่อนที่ของหัวอ่าน (Mamun et al., 2006)



รูปที่ 2-2 การเกิดแรงบิดของมอเตอร์ขดลวดเสียง (Mamun et al., 2006)

แรง (force, F_{VCM}) ที่เกิดขึ้นที่ขดลวดส่งผลให้เกิดโมเมนต์บิด (torque, T_{iq}) รอบจุดหมุน (pivot) หัวอ่านจึงเกิดการเคลื่อนที่โดยแรงที่เกิดขึ้นเป็นสัดส่วนที่ขึ้นอยู่กับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด ทำให้สามารถควบคุมแรงที่เกิดได้จากการปรับแอมพลิจูด (amplitude) และขั้ว (polarity) ของกระแสไฟฟ้า โมเมนต์บิดเป็นฟังก์ชันที่ขึ้นกับกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวดเป็นไปดังสมการที่ (2.1) โดยที่ K_t คือ ค่าคงที่โมเมนต์บิด

$$T_{iq} = K_t I \quad (2.1)$$

เมื่อชุดแขนเลื่อนเกิดการเคลื่อนที่สามารถเขียนสมการการเคลื่อนที่ได้ตามกฎข้อที่สองของนิวตันได้เป็น

$$\ddot{\theta} = \frac{K_t}{J} I(t) \quad (2.2)$$

โดยที่ J คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของชุดแขนเลื่อน มีหน่วยเป็น ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)

$\dot{\theta}$ คือ ความเร็วเชิงมุมเมื่อมอเตอร์ขดลวดเสียงเคลื่อนที่ มีหน่วยเป็น (rad/s^2)

และสามารถเขียนเป็นสมการเชิงเส้นได้เป็น

$$\ddot{y} = \frac{LK_t}{J} I(t) \quad (2.3)$$

เมื่อ L คือ ระยะระหว่างจุดหมุนและหัวอ่าน มีหน่วยเป็น (m)

เมื่อหัวอ่านถูกกระตุ้นด้วยกระแสไฟฟ้า สามารถใช้สมการที่ (2.3) เพื่อคำนวณหาตำแหน่งของหัวอ่านได้ แต่การเคลื่อนที่ของมอเตอร์ขดลวดเสียงนั้นมีการเคลื่อนที่ที่ค่อนข้างหยวบเมื่อเทียบกับความหนาแน่นแนวข้อมูล จึงทำให้หัวอ่านเข้าใกล้ตำแหน่งละเอียดที่ต้องการได้ช้า จึงมีความจำเป็นต้องใช้ตัวขับเคลื่อนขนาดเล็กเพื่อช่วยในการเคลื่อนที่ในระดับไมโครเมตร ซึ่งจะถูกล่าวในหัวข้อถัดไป

2.1.2 ตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก

ตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกเป็นตัวขับเคลื่อนขนาดเล็ก ทำมาจากวัสดุ Lead-Zirconium-Titanate (PZT) โดยใช้ปรากฏการณ์ของเพียโซอิเล็กทริกของวัสดุมาขับเคลื่อนกลไก ปรากฏการณ์เพียโซอิเล็กทริกเป็นการเปลี่ยนพลังงานกลับไปมาของพลังงานไฟฟ้าและพลังงานกล เมื่อวัสดุได้รับแรงกระทำจะเกิดประจุทางไฟฟ้าขึ้นในตัววัสดุ เรียกปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นนี้ว่า ปรากฏการณ์เพียโซอิเล็กทริกแบบตรง (direct piezoelectric effect) และในทางกลับกันเมื่อให้ความต่างศักย์ไฟฟ้าไปยังวัสดุก็จะเกิดเปลี่ยนแปลงรูปร่างของวัสดุ เรียกว่าปรากฏการณ์เพียโซอิเล็กทริกแบบย้อนกลับ (inverse piezoelectric effect) โดยตัวทำงานที่ใช้ในการปรับตำแหน่งละเอียดของหัวอ่านนั้น ปรากฏการณ์เพียโซอิเล็กทริกแบบย้อนกลับในการทำงาน เพื่อให้ตัวทำงานติดอยู่บนแขนจับเกิดการเคลื่อนที่ส่งผลให้หัวอ่านเกิดการส่ายเข้าออก

(swaying) มีสมการแสดงความสัมพันธ์ของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกในรูปของ stress-charge ดังสมการที่ (2.4) และ(2.5)

$$\{\sigma\} = c_E \{\varepsilon\} - e^T \{E_F\} \quad (2.4)$$

$$\{D\} = e \{\varepsilon\} + \varepsilon_s \{E_F\} \quad (2.5)$$

โดยที่

$$\varepsilon_s = \varepsilon_0 \varepsilon_{rs} \quad (2.6)$$

เมื่อ σ คือ ความเค้น (stress) มีหน่วยเป็น (Pa)

ε คือ ความเครียด (strain) มีหน่วยเป็น (1)

E_F คือ สนามไฟฟ้า (electric field) มีหน่วยเป็น (N/C)

D คือ การกระจัดทางไฟฟ้า (electric displacement) มีหน่วยเป็น (C/m²)

c_E คือ สภาพยืดหยุ่น (elasticity) มีหน่วยเป็น (Pa)

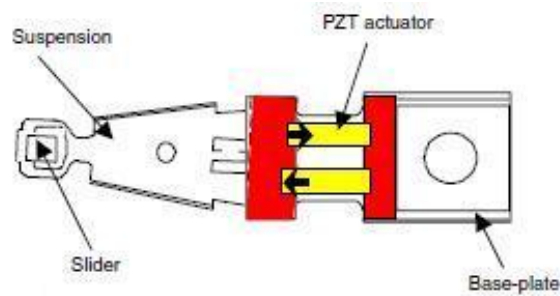
e คือ เมทริกซ์ coupling มีหน่วยเป็น (C/m²)

ε_s คือ สภาพยอมทางไฟฟ้า (electrical permittivity) มีหน่วยเป็น (F/m)

ε_0 คือ สภาพยอมสุญญากาศ (permittivity of vacuum) มีค่า $8.854187817 \times 10^{-12}$ F/m

ε_{rs} คือ สภาพยอมสัมพัทธ์ (relative permittivity) มีหน่วยเป็น (1)

สมการที่ (2.4) และ (2.5) สามารถนำมาวิเคราะห์การเคลื่อนที่ของหัวอ่านได้ โดยการควบคุมความต่างศักย์ไฟฟ้าของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก โดยมีตัวอย่างงานวิจัยที่ใช้วัสดุเพียโซอิเล็กทริกมาใช้เป็นตัวทำงานขนาดเล็ก เช่น งานวิจัยของ Horowitz และคณะ (2007) มีการนำวัสดุเพียโซอิเล็กทริกมาติดตั้งบนแขนจับเพื่อควบคุมตำแหน่งแบบละเอียดตั้งรูปที่ 2-3 โดยตัวแรกทำหน้าที่เป็นตัวตรวจรู้ความสั่นสะเทือน (vibration sensor) เมื่อมีความเค้นบนผิวหน้าของผลึกทั้งสองทำให้เกิดความต่างศักย์ไฟฟ้าขึ้นและอีกตัวใช้เป็นตัวขับเคลื่อน (actuator) โดยใช้แรงดันไฟฟ้าความถี่สูงกระตุ้นไปยังเพียโซอิเล็กทริกอีกตัวเพื่อให้เกิดการเคลื่อนที่ที่สามารถควบคุมตำแหน่งการเคลื่อนที่ในแนวสายเข้าออกตามแนวเส้นผ่านศูนย์กลางของแผ่นจานหมุน พบว่าช่วยเพิ่มความแม่นยำในการเข้าถึงข้อมูลได้มากกว่าการควบคุมแบบขั้นตอนเดียว



รูปที่ 2-3 การติดตั้งเพียโซอิเล็กทริกบนแขนจับ (Horowitz et al., 2007)

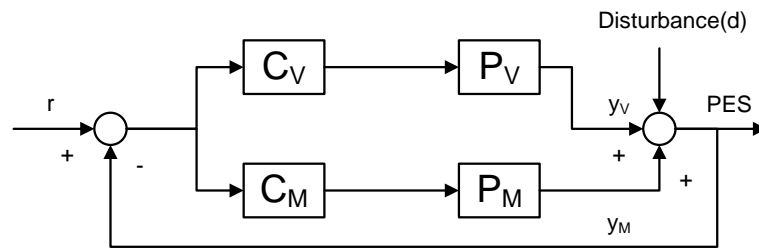
การควบคุมการเคลื่อนที่ของหัวอ่านที่มีตัวทำงานสองตัวนั้นต้องใช้ระบบควบคุมที่มีประสิทธิภาพ ระบบควบคุมที่ดีควรให้แต่สั่งการทำงานทั้งสองพร้อมกัน เพื่อลดความคลาดเคลื่อนในการทำงานและเข้าสู่ตำแหน่งที่ต้องการได้อย่างรวดเร็ว โดยมีรายละเอียดของระบบควบคุมสองขั้นตอนแสดงในหัวข้อถัดไป

2.2 ระบบควบคุมแบบสองขั้นตอน

ในงานวิจัยที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอระบบควบคุมแบบสองขั้นตอนอยู่หลายวิธี แต่ Gou และคณะ (1999) ได้แบ่งระบบควบคุมเป็น 4 แบบด้วยกัน ได้แก่ Parallel loop, Master-slave loop, Dual feedback loop และ Decoupling master slave โดยระบบควบคุมทั้ง 4 มีรายละเอียดดังนี้

2.2.1 Parallel loop

Parallel loop เป็นการออกแบบระบบควบคุมที่ง่าย โดยมีแผนภาพดังแสดงในรูปที่ 2-4 ระบบการควบคุมแบบนี้ต้องการสัญญาณป้อนกลับของตำแหน่งคลาดเคลื่อน (position error signal, PES) เพียงตัวเดียว สัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อนนี้เป็นค่าสัญญาณจากผลตอบสนองของค่าอินพุตของตำแหน่งที่ต้องการ โดยไม่ใช้สัญญาณป้อนกลับที่เปรียบเทียบการทำงานระหว่างตัวขับเคลื่อนทั้งสอง



รูปที่ 2-4 แผนภาพของระบบควบคุมแบบ Parallel loop

เมื่อกำหนดให้ P_V, P_M แทนฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ของมอเตอร์ขับเคลื่อนเสียงและตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกตามลำดับ และ C_V, C_M แทนส่วนควบคุม (controller) ของมอเตอร์ขับเคลื่อนเสียงและตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกตามลำดับ ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด (close loop transfer function, G_{cl}) และฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวลดสัญญาณรบกวน (disturbance rejection transfer function, G_{dr}) สามารถเขียนได้ตามลำดับ ดังนี้

$$G_{cl} = \frac{C_V P_V + C_M P_M}{1 + C_V P_V + C_M P_M} \quad (2.7)$$

$$G_{dr} = \frac{PES}{d} = \frac{1}{1 + C_V P_V + C_M P_M} \quad (2.8)$$

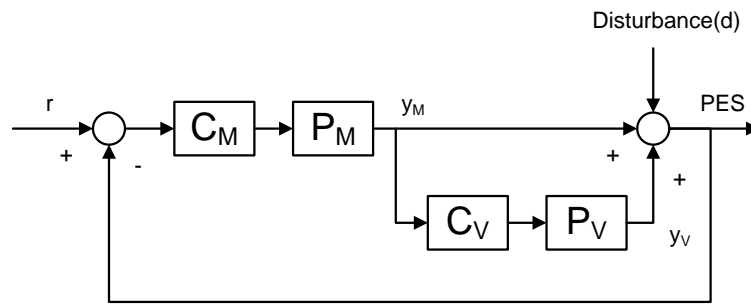
สมการคุณลักษณะ (characteristic equation) ของระบบ คือ

$$1 + C_V P_V + C_M P_M = 0 \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.9) พบว่าระบบโดยรวมมีเสถียรภาพได้จากการทำให้แต่ละวงปิดมีเสถียรภาพในตัวเอง

2.2.2 Master-slave loop

Master-slave loop เป็นการออกแบบระบบควบคุมเพื่อปรับสถานะของตัวขับเคลื่อนขนาดเล็กให้สามารถตอบสนองต่อการรบกวนได้เร็วกว่ามอเตอร์ขับเคลื่อนเสียง โดยให้วงปิดของตัวขับเคลื่อนขนาดเล็กเป็น Master loop และนำสัญญาณที่ได้มาควบคุมการทำงานของวงปิดขับเคลื่อนเสียงทำให้สามารถควบคุมระยะในการเคลื่อนที่ได้ดี ดังแสดงในรูปที่ 2-5



รูปที่ 2-5 แผนภาพของระบบควบคุมแบบ Master-slave loop

ระบบนี้มีฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดและฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวลดสัญญาณรบกวนตามลำดับ ดังนี้

$$G_{cl} = \frac{(1 + C_V P_V) C_M P_M}{1 + (1 + C_V P_V) C_M P_M} \quad (2.10)$$

$$G_{dr} = \frac{PES}{d} = \frac{1}{1 + (1 + C_V P_V) C_M P_M} \quad (2.11)$$

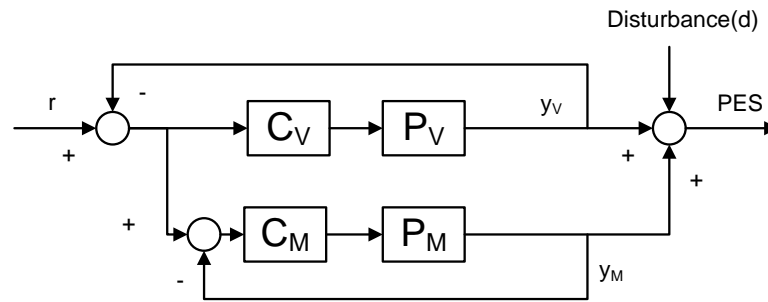
จากสมการที่ (2.10) และ (2.11) สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด (Open loop transfer function, G_{ol}) คือ

$$G_{ol} = (1 + C_V P_V) C_M P_M \quad (2.12)$$

จะเห็นได้ว่าวงเปิดทั้งสองสามารถออกแบบให้ทำงานแยกกันได้อย่างอิสระ วิธีการควบคุมแบบนี้ต้องการสัญญาณ PES และ y_M โดยระบบควบคุมแบบสองชั้นตอนที่มีทั่วไป ไม่สามารถให้สัญญาณป้อนกลับทั้ง PES และ y_M พร้อมกันได้

2.2.3 Dual feedback loop

การควบคุมแบบนี้มีการใช้สัญญาณการเคลื่อนที่ของตัวขับเคลื่อนทั้งสองเป็นสัญญาณป้อนกลับ ดังรูปที่ 2-6



รูปที่ 2-6 แผนภาพของระบบควบคุมแบบ Dual feedback loop

มีฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดและฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวลดสัญญาณรบกวนตามลำดับ ดังนี้

$$G_{cl} = \frac{C_V P_V + C_M P_M + (C_V P_V C_M P_M)}{(1 + C_V P_V)(1 + C_M P_M)} \quad (2.13)$$

$$G_{dr} = \frac{PES}{d} = \frac{1}{(1 + C_V P_V)(1 + C_M P_M)} \quad (2.14)$$

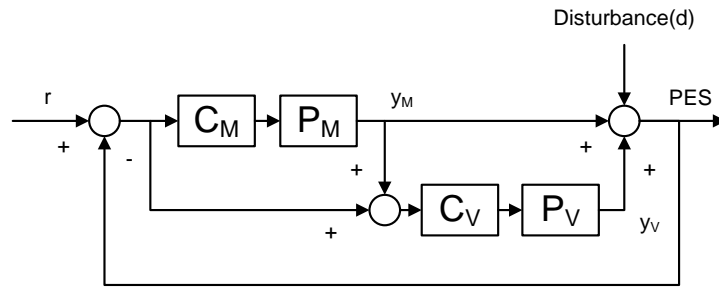
สมการคุณลักษณะของระบบ คือ

$$(1 + C_V P_V)(1 + C_M P_M) = 0 \quad (2.15)$$

การควบคุมแบบนี้มีข้อดี คือ มีการออกแบบการควบคุมวงปิดทั้งสองที่คล้ายกัน ทำให้สามารถควบคุมการทำงานทั้งสองพร้อมกันได้ ระบบโดยรวมจะมีเสถียรภาพได้ก็ต่อเมื่อวงปิดย่อยแต่ละตัวมีเสถียรภาพในตัวเอง การควบคุมแบบนี้ต้องการสัญญาณ y_M และ y_V ที่คล้ายกัน แต่ถ้ามีการวัดสัญญาณ PES ที่ประสิทธิภาพ สามารถวัดสัญญาณเพียงตัวเดียวได้

2.2.4 Decoupling master slave

ระบบควบคุมรูปแบบ Decoupling master slave คล้ายกับวิธี Master-slave loop แต่มีการเพิ่มส่วนสัญญาณไปหน้า (feed-forward) เพื่อจะทำให้ตัวทำงานทั้งสองถูกสามารถควบคุมพร้อมกันได้ ดังรูปที่ 2-7



รูปที่ 2-7 แผนภาพของระบบควบคุมแบบ Decoupling master slave

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดและฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวลดสัญญาณรบกวนตามลำดับ ดังนี้

$$G_{ol} = C_V P_V + C_M P_M + (C_V P_V C_M P_M) \quad (2.16)$$

$$G_{cl} = \frac{C_V P_V + C_M P_M + (C_V P_V C_M P_M)}{(1 + C_V P_V)(1 + C_M P_M)} \quad (2.17)$$

$$G_{dr} = \frac{PES}{d} = \frac{1}{(1 + C_V P_V)(1 + C_M P_M)} \quad (2.18)$$

สมการคุณลักษณะของระบบควบคุมนี้ คือ

$$(1 + C_V P_V)(1 + C_M P_M) = 0 \quad (2.19)$$

จะเห็นได้ว่าการควบคุมแบบ Decoupling master slave นี้มีผลของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดและฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวลดสัญญาณรบกวน เหมือนกับการควบคุมแบบ Dual feedback loop และจากสมการคุณลักษณะจะเห็นว่า การควบคุมสามารถแยกการทำงานออกจากกันได้ ทำให้ได้การตอบสนองที่รวดเร็ว ยังสามารถทำให้ควบคุมระยะในการเคลื่อนที่ได้ดี และต้องการการวัดสัญญาณ 2 ค่า คือ y_M และ y_V

จากระบบควบคุมแบบสองขั้นตอนทั้ง 4 แบบ พบว่าการควบคุมตัวทำงานทั้งสองให้ทำงานร่วมกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ ต้องให้วงปิดแต่ละตัวมีการทำงานที่เป็นอิสระต่อกัน จึงจะทำให้ระบบทำงานได้อย่างรวดเร็ว และจากระบบควบคุมสองขั้นตอนที่กล่าวมานี้จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุมหัวอ่านฮาร์ดดิสก์แบบสองขั้นตอนต่อไป

2.3 เทคนิคการควบคุมการเคลื่อนที่ของหัวอ่านแบบสองขั้นตอน

จากการทบทวนเอกสารที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอเทคนิคการควบคุมหัวอ่านแบบสองขั้นตอนไว้หลายวิธีในการควบคุมหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ อาทิ เช่น nonlinear time-varying control (NLVT) (Thum et al., 2010), Intelligent Fuzzy (Selvakumar and Kannadasan 2010) PQ Method (Boettcher et al., 2009), robust and perfect tracking control (RPT) (Chen et al., 2002 และ Chen and Lee, 2006), composite nonlinear feedback control (CNF) (Chen and Lee, 2006), Mode switching Control (MSC) (Venkataramanan et al. 2002) และ PID control (Chen and Lee, 2006) โดยมีผลเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบควบคุมดังแสดงในตารางที่ 2-1 ซึ่งประกอบด้วยการทดสอบผลตอบสนองเมื่อให้หัวอ่านเคลื่อนที่ไปตามแนวข้อมูล และการทดสอบผลการบ่อนสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อน ดังมีรายละเอียดของการทดสอบในหัวข้อ 2.4

ตารางที่ 2-1 ผลสมรรถนะของการทดสอบในระบบควบคุมต่างๆ

ระบบควบคุม	ผลการตอบสนองขั้นบันได		$3\sigma_{pes}$ (μm)
	Settling time (ms)	Overshoot (%)	
Single-stage NLTV (Thum et al., 2010)	0.60	<5	0.011
Intelligent Fuzzy (Selvakumar and Kannadasan 2010)	4.30	<5	-
PQ Method (Boettcher et al., 2009)	1.10	33	-
CNF (Chen and Lee, 2006)	0.80	<5	0.0288
RPT (Chen and Lee, 2006)	0.95	<5	0.0375
PID (Chen and Lee, 2006)	3.10	41	0.0615
MSC (Venkataramanan et al., 2002)	1.10	<5	-
Dual-stage PQ Method (Boettcher et al., 2009)	0.80	21	-
CNF (Chen and Lee, 2006)	0.38	<5	0.0195
RPT (Chen and Lee, 2006)	0.40	<5	0.0204

ตารางที่ 2-1 ผลสมรรถนะของการทดสอบ (ต่อ)

ระบบควบคุม	ผลการตอบสนองของขั้นบันได		$3\sigma_{pes}$ (μm)
	Settling time (ms)	Overshoot (%)	
PID (Chen and Lee, 2006)	2.15	20	0.0273
First-order lag (Pang et al., 2005)	-	-	0.1070

จากตารางที่ 2-1 พบว่าตัวควบคุมที่ใช้โดยส่วนมากแล้วพบว่าเป็นแบบไม่เชิงเส้น (nonlinear) ซึ่งเหมาะสมกับการทำงานของฮาร์ดดิสก์ซึ่งเป็นระบบไม่เชิงเส้น (nonlinear system) และในงานวิจัยได้เลือกใช้ระบบควบคุมแบบพีชซี PID ที่เป็นตัวควบคุมแบบไม่เชิงเส้นมาใช้ในการควบคุมการทำงานของหัวอ่าน เนื่องจากพีชซี PID มีการใช้งานอย่างแพร่หลายในการควบคุมที่เป็นระบบไม่เชิงเส้น ทำให้ระบบได้ค่าตามที่กำหนดไว้ (set point) ได้รวดเร็วและแม่นยำกว่าการใช้การควบคุมแบบ PID ทั่วไป โดยระบบควบคุมแบบพีชซี PID ที่ใช้เป็นระบบควบคุมที่พัฒนาต่อจากระบบควบคุมแบบ PID มีรายละเอียดของระบบควบคุมแต่ละตัวดังนี้

2.3.1 ระบบควบคุมแบบ PID

การควบคุมแบบ PID ถูกใช้สำหรับการควบคุมแบบวงปิดโดยทั่วไป ตัวควบคุมนี้ใช้การคิดเปรียบเทียบค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างค่าที่วัดได้กับค่าที่ต้องการ วิธีควบคุมแบบ PID สามารถแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (2.20)$$

หรือ

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.21)$$

เมื่อ K_p คือ Proportional gain

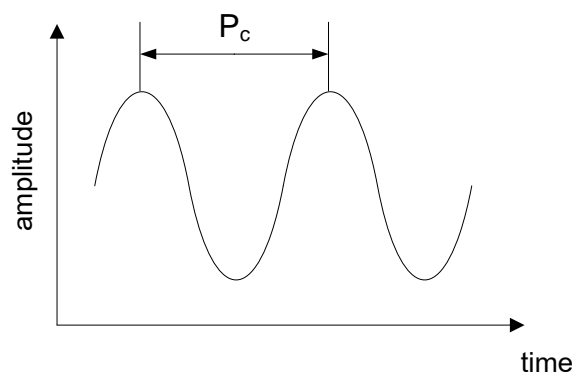
K_i คือ Integral gain

K_d คือ Derivative gain

T_i คือ Integral time

T_d คือ Derivative time

การหาพารามิเตอร์ K_p, K_i และ K_d นี้จะใช้วิธีการของ Ziegler-Nichols (Ziegler and Nichols, 1943) วิธีการนี้เริ่มต้นจากการกำหนดค่าของ T_i เท่ากับ ∞ และ T_d เท่ากับ 0 ใช้การควบคุมแบบ Proportional เพียงอย่างเดียว และเพิ่มค่า K_p จาก 0 ไปยังค่าวิกฤต (critical gain, K_c) สังเกตได้จากค่าผลตอบสนองที่ได้จะอยู่ในรูปแบบการแกว่ง critically stable ดังแสดงในรูปที่ 2-8



รูปที่ 2-8 รูปแบบการแกว่ง critically stable

ค่า K_c และคาบของการแกว่งที่ค่าวิกฤต (P_c) ที่ได้สามารถนำมาหาพารามิเตอร์ของการควบคุมแบบ PID ด้วยวิธี Ziegler-Nichols ดังนี้

$$K_p = 0.6K_c \quad (2.22)$$

$$K_i = \frac{2K_p}{P_c} \quad (2.23)$$

$$K_d = \frac{K_p P_c}{8} \quad (2.24)$$

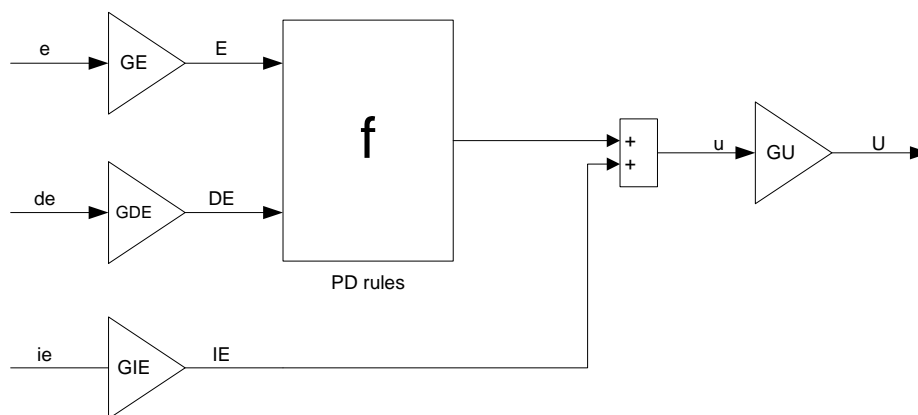
ซึ่งวิธีการนี้สามารถใช้หาค่าพารามิเตอร์เพื่อใช้ในการควบคุมมอเตอร์ขดลวดเสียง

2.3.2 ระบบควบคุมแบบฟังก์ชันสวิตช์

ฟังก์ชันสวิตช์ที่ใช้ในงานวิจัยสำหรับควบคุมตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกจะทำการตรวจสอบเงื่อนไข (case) ที่ต้องการเมื่อมีอินพุตเข้ามา ถ้าถูกต้องตามเงื่อนไขก็จะทำตามคำสั่งที่กำหนด (statement) และในกรณีที่ไม่ตรงกับเงื่อนไขก็จะไม่ทำงาน โดยโปรแกรม MATLAB Simulink ที่ใช้ในงานวิจัยจะใช้เพียงเงื่อนไขเดียวในการวิเคราะห์

2.3.3 ระบบควบคุมแบบพีชชี PID

การทำงานของพีชชี PID เป็นนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการควบคุม PID มาใช้ในระบบควบคุมพีชชี การควบคุมของพีชชี PID ประกอบด้วย 3 อินพุต คือ ค่าความคลาดเคลื่อนของ proportional gain (E) ค่าความคลาดเคลื่อนของ integral gain (IE) และค่าความคลาดเคลื่อนของ derivative gain (DE) ในส่วนของค่าความคลาดเคลื่อนของ integral gain มีค่าค่อนข้างมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่าความคลาดเคลื่อนอื่นๆ จึงเป็นปัญหาในการออกแบบกฎของพีชชี (Jantzen, 1998) จึงแยกการทำงานของ integral gain ออกมา ทำให้ได้รูปแบบการควบคุมพีชชี PD+I ดังแสดงในรูปที่ 2-9



รูปที่ 2-9 แผนภาพของตัวควบคุมพีชชี PD+I

สามารถเขียนการควบคุมพีชชี PD+I ของตัวอินพุตทั้ง 3 ได้เป็น

$$U_n = [f(GE * e_n, GDE * ce_n) + GIE * ie_n] * GU \quad (2.25)$$

หรือเขียนเป็นรูปแบบเชิงเส้นได้เป็น

$$\begin{aligned}
 U_n &= [GE * e_n + GDE * ce_n + GIE * ie_n] * GU \\
 &= GE * GU * [e_n + \frac{GDE}{GE} * ce_n + \frac{GIE}{GE} * ie_n]
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

เมื่อนำสมการที่ (2.26) เปรียบเทียบกับสมการที่ (2.21) จะได้ว่า

$$GE * GU = K_p \tag{2.27}$$

$$\frac{GDE}{GE} = T_d \tag{2.28}$$

$$\frac{GIE}{GE} = \frac{1}{T_i} \tag{2.29}$$

และการออกแบบระบบควบคุมแบบฟัชซี ยังประกอบด้วยฟัชซีเซต ตัวดำเนินการเบื้องต้น ขบวนการฟัชซีรีชันนิ่ง (fuzzy reasoning) โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.3.3.1 ฟัชซีเซต

ฟัชซีเซต คือ เซตของสิ่งใด ๆ ที่มีค่าความเป็นสมาชิกของเซตระหว่าง 0 กับ 1 คุณสมบัติที่ทำให้ฟัชซีเซตแตกต่างจากเซตในระบบเดิม (Crisp Set) คือสมาชิกของฟัชซีเซตจะมีค่าของความเป็นสมาชิกแตกต่างกันตั้งแต่ 0 ถึง 1 ในขณะที่ในระบบเดิมจะมีค่าความเป็นสมาชิกเพียง 0 หรือ 1 คือเป็นสมาชิกหรือไม่เป็นสมาชิกเท่านั้น สามารถนิยามฟัชซีเซตได้จากการกำหนดให้ μ_A เป็นฟังก์ชันความเป็นสมาชิก (membership function) มีสมาชิกตั้งแต่ 0 ถึง 1 ดังสมการที่ (2.30)

$$\mu_A(x) = [0,1] \tag{2.30}$$

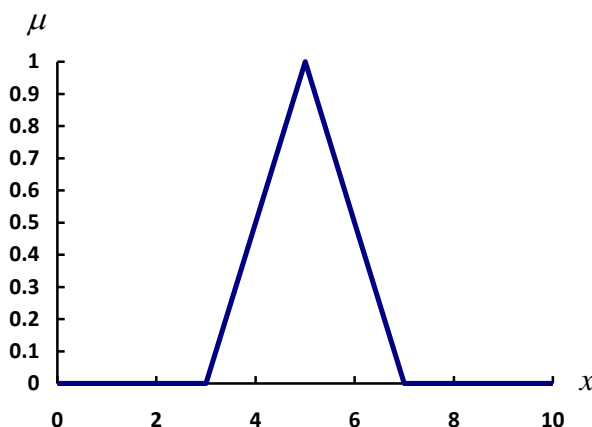
และเขียนฟัชซีเซต A ได้ดังนี้

$$A = \{x, \mu_A(x) \mid x \in X\} \tag{2.31}$$

โดยฟัชซีเซต A เป็นเซตของคู่ลำดับ (tuples) x และ $\mu_A(x)$ ซึ่ง x เป็นสมาชิกของเอกภพสัมพัทธ์ (universe) X หรือประชากร ถ้าสมมุติให้เอกภพสัมพัทธ์ X เป็นเซตต่อเนื่อง (continous) ดังรูปที่ 2-10 สามารถเขียนสัญกรณ์ (notation) ของฟัชซีเซต A ได้เป็น

$$A = \int_U \frac{\mu_A(x)}{x} \quad (2.32)$$

โดยที่ \int_U คือ การยูเนียน (union)



รูปที่ 2-10 ตัวอย่างฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต A แบบสามเหลี่ยม

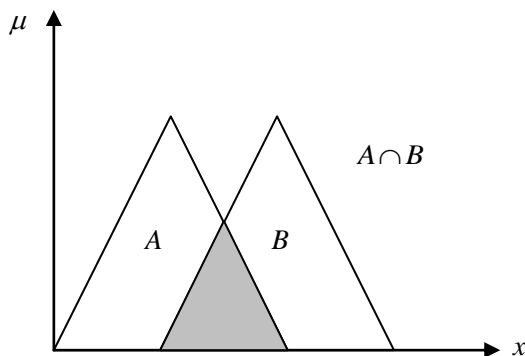
ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกนั้นเป็นฟังก์ชันที่กำหนดระดับความเป็นสมาชิกของตัวแปรที่ต้องใช้งาน รูปร่างของฟังก์ชันความเป็นสมาชิกนั้นมีความสำคัญต่อกระบวนการแก้ไขปัญหา โดยฟังก์ชันความเป็นสมาชิกมีรูปร่างของฟังก์ชันอยู่หลายชนิดด้วยกัน เช่น สามเหลี่ยม สี่เหลี่ยมคางหมู เกาส์เซียน (gaussian) ระฆังคว่ำ (bell-shaped) เป็นต้น โดยในงานวิจัยได้เลือกใช้ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกแบบสามเหลี่ยมดังรูปที่ 2-10 เนื่องจากเป็นรูปแบบที่ไม่ซับซ้อนต่อการคำนวณ และจากการทดลองพบว่าให้ผลตอบสนองใกล้เคียงกับผลของฟังก์ชันความเป็นสมาชิกที่มีลักษณะฟังก์ชันอื่นที่คล้ายกับแบบสามเหลี่ยม

2.3.3.2 ตัวดำเนินการทางฟัซซีเซต (operation)

ตัวดำเนินการที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมีด้วยกันหลายตัว เช่น ตัวดำเนินการตามวิธีของ Mamdani ตัวดำเนินการตามวิธีของ TSK ตัวดำเนินการตามวิธีของ Tsukamoto สำหรับตัวดำเนินการที่ใช้ในงานวิจัย คือ ตัวดำเนินการตามวิธีของ Mamdan แบ่งเป็นตัวดำเนินการค่าต่ำสุด (minimum operator) สำหรับการเชื่อมประโยคแบบ *and* และตัวดำเนินการค่าสูงสุด (maximum operator) สำหรับการเชื่อมประโยคแบบ *or* ซึ่งเขียนได้ดังนี้

1) ตัวดำเนินการค่าต่ำสุด จะเป็นการอินเตอร์เซกชัน (intersection) ของฟัซซีเซต ดังสมการ (2.33) และรูปที่ 2-11

$$\mu_{A \cap B} = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (2.33)$$

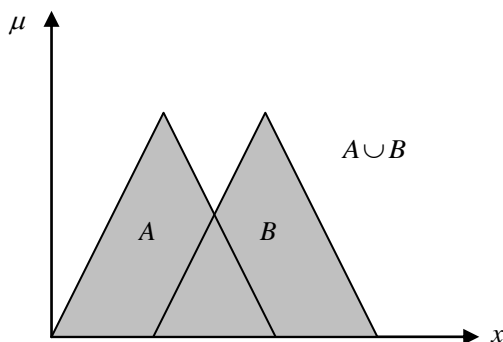


รูปที่ 2-11 การอินเตอร์เซกชันของฟัซซีเซต A และ B

2) ตัวดำเนินการค่าสูงสุด จะเป็นการยูเนียนของฟัซซีเซตตั้งสมการ (2.34) และ

รูปที่ 2-12

$$\mu_{A \cup B} = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (2.34)$$



รูปที่ 2-12 การยูเนียนของฟัซซีเซต A และ B

2.3.3.3 ขบวนการฟัซซีรีซันนิ่ง (fuzzy reasoning)

ฟัซซีลอจิกสามารถจัดให้อยู่ในรูปของสมการที่ (2.35) เรียกว่า กฎฟัซซีซิงเกิลตัน (fuzzy singleton rule) (Wang, 1994) โดย x_p เป็นตัวแปรอินพุต ส่วน z เป็นตัวแปรเอาต์พุต สามารถเขียนได้เป็น

$$\text{Rule } l : \text{if } x_{p_1} \text{ is } F_1^l \text{ and } \dots, \text{ and } x_{p_n} \text{ is } F_n^l \text{ then } z \text{ is } y_F^{-l} \quad (2.35)$$

โดยที่ l คือ ลำดับของกฎพื้นฐานควบคุมฟัซซี (fuzzy rule base) ตั้งแต่ 1 ถึง M
 F_n^l คือ ตัวแปรเชิงภาษา (linguistic) ของส่วนสาเหตุ (antecedence)

และกำหนดให้ $\mu_{F_1^l}(x_i)$ เป็นฟังก์ชันความเป็นสมาชิกและ y_F^{-l} เป็นผลเอาต์พุต
 ของฟัซซี $f_F(x)$ ซึ่งใช้ในการควบคุมระบบ สามารถแสดงสมการของ $f_F(x)$ ได้ดังนี้

$$f_F(x) = \frac{\sum_{i=1}^M y_F^{-l} \mu_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (2.36)$$

โดยที่ μ_i เป็นผลที่ได้จากการดำเนินการ ค่าที่ได้จากฟังก์ชันความเป็นสมาชิก
 จากส่วนของสาเหตุ สามารถยกตัวอย่างของขบวนการฟัซซีรีชันนิ่งโดยใช้ตัวดำเนินการตามวิธี
 ของ Mamdani ดังนี้

$$\text{Rule 1 : If } x_{p_1} \text{ is } A_{11} \text{ and } x_{p_2} \text{ is } A_{12} \text{ then } y_F \text{ is } B_1 \quad (2.37)$$

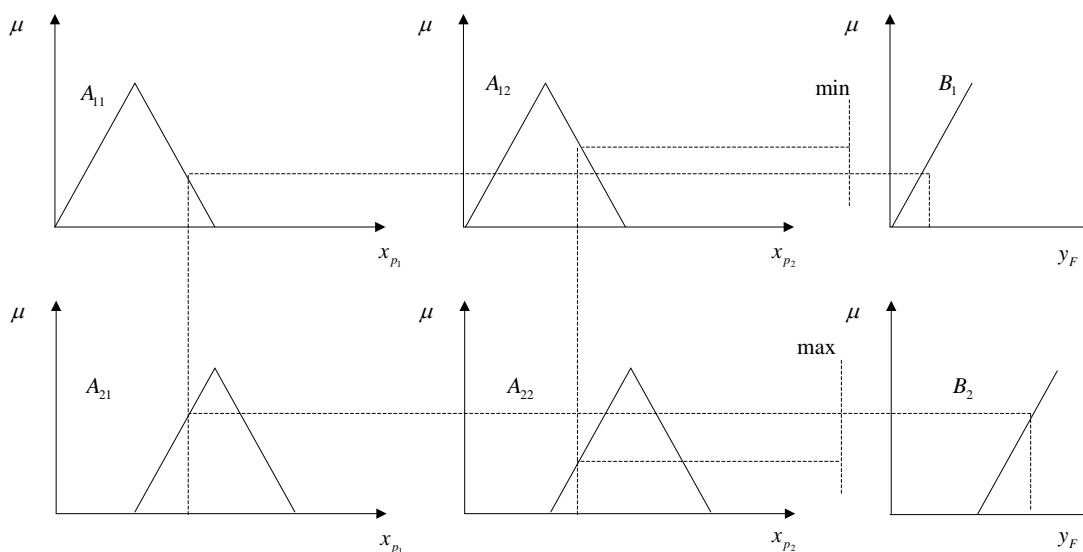
$$\text{Rule 2 : If } x_{p_1} \text{ is } A_{21} \text{ and } x_{p_2} \text{ is } A_{22} \text{ then } y_F \text{ is } B_2 \quad (2.38)$$

ผลของการดำเนินการให้เป็น w_{F1} และ w_{F2} โดยใช้ตัวดำเนินการ *and* และ
or ตามลำดับได้เป็น

$$w_{F1} = \min(\mu_{A_{11}}(x_{p_1}), \mu_{A_{12}}(x_{p_2})) \quad (2.39)$$

$$w_{F2} = \max(\mu_{A_{21}}(x_{p_1}), \mu_{A_{22}}(x_{p_2})) \quad (2.40)$$

และขบวนการฟัซซีรีชันนิ่งที่เกิดขึ้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2-13



รูปที่ 2-13 ขบวนการฟัซซีชันหนึ่ง

จากรูปสามารถหาเอาต์พุตของระบบควบคุมฟัซซีได้เป็น

$$y_F = \frac{\sum_{i=1}^2 w_{Fi} y_{Fi}}{\sum_{i=1}^2 w_{Fi}} \quad (2.41)$$

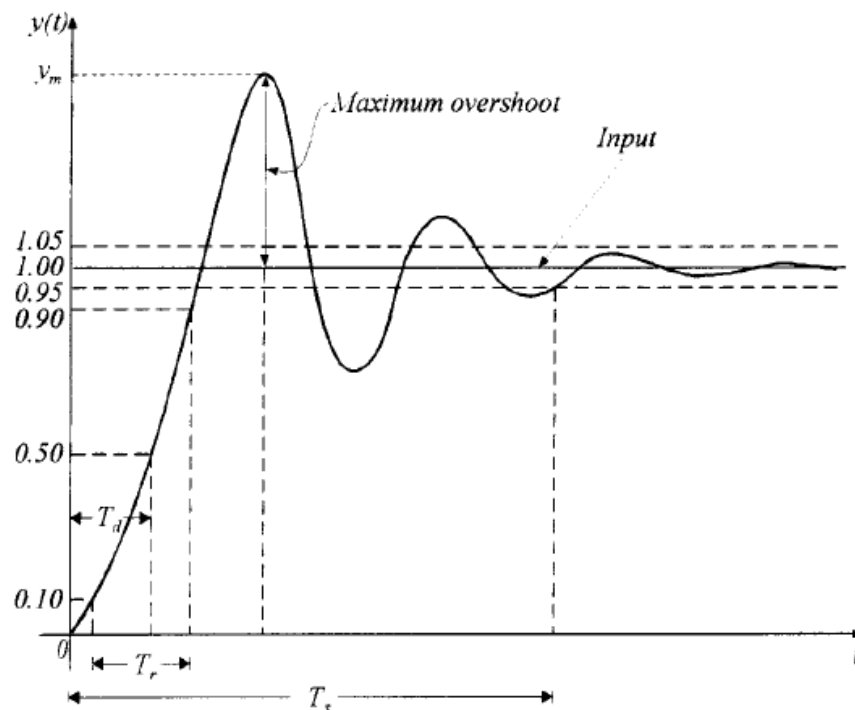
กระบวนการที่กล่าวมาเป็นการอธิบายถึงการทำงานของระบบควบคุมฟัซซี ระบบควบคุมนี้จะช่วยให้ระบบมีประสิทธิภาพดีกว่าการควบคุมแบบ PID เพียงอย่างเดียว และสามารถเปรียบเทียบผลของระบบควบคุมทั้งสองได้โดยใช้การวัดผลตอบสนองเมื่อให้หัวอ่านเคลื่อนที่ไปตามแนว และป้อนสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อน ดังจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

2.4 สมรรถนะของการควบคุมหัวอ่าน

หลังจากการออกแบบระบบควบคุมเสร็จสิ้น การเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างระบบควบคุมแบบขั้นตอนเดียวและสองขั้นตอน หรือ ระหว่างระบบควบคุม PID และฟัซซี PID เป็นสิ่งชี้วัดว่าระบบควบคุมใดมีความแม่นยำ และรวดเร็วในการเข้าถึงตำแหน่งที่ได้โดยการทดสอบสมรรถนะของการควบคุมหัวอ่าน (Peng et al., 2004) ในงานวิจัยได้เลือกใช้การทดสอบ 2 วิธี ได้แก่

2.4.1 การทดสอบผลตอบสนองเมื่อให้หัวอ่านเคลื่อนที่ไปตามแนวข้อมูล (track seeking and following test)

ผลการตอบสนองเมื่อหัวอ่านเคลื่อนที่ไปตามแนวข้อมูลเป็นการทดสอบสมรรถนะโดยให้หัวอ่านเคลื่อนที่ไปตามระยะทางของเส้นแนวข้อมูลที่กำหนด ในงานวิจัยได้ใช้ผลตอบสนองขั้นบันได (step response) ในการทดสอบ ตัวบ่งชี้ผลการทดสอบศึกษาได้จากการเปรียบเทียบผลของ overshoot, rise time (T_r) และ settling time (T_s) โดยวิธีการคำนวณหาค่าทั้งสามจากผลตอบสนองขั้นบันไดหนึ่งหน่วย (Paraskevopoulos, 2002) ดังแสดงในรูปที่ 2-14 มีดังนี้



รูปที่ 2-14 ผลตอบสนองขั้นบันไดหนึ่งหน่วยของระบบเสถียร (Paraskevopoulos, 2002)

1) Overshoot หาได้จากการเปรียบเทียบระหว่างค่าสูงสุดของผลตอบสนอง (maximum value, y_m) และค่าสถานะคงตัว (steady state value, y_{ss}) ค่า overshoot ที่ได้จะอยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์ หาได้จากสมการ (2.42)

$$\text{overshoot}(\%) = 100 \left(\frac{y_m - y_{ss}}{y_{ss}} \right) \quad (2.42)$$

และค่า overshoot จากผลการตอบสนองของขั้นบันไดต้องมีค่าน้อยกว่า 5% ของระยะห่างของแต่ละแนวข้อมูล (Peng et al., 2004 และ Chen and Lee, 2006)

2) Rise time (T_r) เป็นช่วงเวลาของผลตอบสนองที่เพิ่มขึ้นจาก 10 เปอร์เซ็นต์ จนถึง 90 เปอร์เซ็นต์ ของค่าสถานะคงตัว

3) Settling time (T_s) เป็นช่วงเวลาที่ยอดตอบสนองเริ่มต้นจนถึงค่าผลตอบสนองอยู่ที่ 2-5 เปอร์เซ็นต์ ของค่าสถานะคงตัว

2.4.2 การทดสอบผลการป้อนสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อน (position error signal test, PES)

ในการทำงานจริงของฮาร์ดดิสก์จะมีสัญญาณรบกวนจากภายนอก โดยสัญญาณรบกวนนั้นแบ่งเป็นสัญญาณแกว่งซ้ำ (repeatable runouts, RROs) และสัญญาณแกว่งไม่ซ้ำ (non repeatable runouts, NRRROs) (Chen and Lee, 2006) ซึ่งจะเป็นสิ่งรบกวนที่ทำให้หัวอ่านเคลื่อนที่ออกไปจากตำแหน่งเป้าหมาย สัญญาณแกว่งซ้ำเป็นผลมาจากการหมุนของมอเตอร์หมุนแผ่นจานฮาร์ดดิสก์ ซึ่งมีค่าสัญญาณซ้ำหลายความถี่ ส่วนสัญญาณแกว่งไม่ซ้ำเป็นผลมาจาก 3 ส่วนหลัก ได้แก่ การสั่นสะเทือนอย่างรุนแรง (vibration shocks) ตัวรบกวนเชิงกล (mechanical disturbance) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (electrical noise) สัญญาณรบกวนจากการสั่นสะเทือนอย่างรุนแรงเป็นผลมาจากแรงคงที่เมื่อขึ้นส่วน flex cable สาย การเสียดทานแบร์ริงแกนหมุน (pivot-bearing) และแรงลมภายในตัวฮาร์ดดิสก์ ตัวรบกวนเชิงกลประกอบด้วย การสั่นสะเทือนของมอเตอร์หมุนแผ่นจาน การกระพือของแผ่นจานและการสั่นสะเทือนของสไลเดอร์ และสำหรับสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้าเป็นผลมาจากความผิดพลาดจากการจัดระดับ (quantization error) สัญญาณรบกวนสื่อสารข้อมูล (media noise) สัญญาณรบกวนของตัวแยกสัญญาณเซอร์โว (servo demodulator) และสัญญาณรบกวนขยายสัญญาณ (power amplifier noise) สัญญาณแกว่งไม่ซ้ำนี้เป็นผลจากการรบกวนและไม่สามารถคาดคะเนได้ไม่เหมือนกับสัญญาณแกว่งซ้ำ ระบบควบคุมหัวอ่านที่ดีนั้นต้องสามารถกำจัดได้ทั้งสัญญาณแกว่งซ้ำและไม่ซ้ำ การทดสอบจะใช้สัญญาณแกว่งซ้ำเป็นสัญญาณรบกวนโดยให้หัวอ่านอยู่ ตำแหน่ง 0 และผลตอบสนองสัญญาณคลาดเคลื่อนที่ได้จะถูกวิเคราะห์ด้วยค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานที่ความน่าเชื่อถือ 99 เปอร์เซ็นต์ ($3\sigma_{pes}$) ผลตอบสนองสัญญาณคลาดเคลื่อนที่ดีนั้นควรมีค่าน้อยกว่า 10 เปอร์เซ็นต์ของความหนาแน่นแนวข้อมูล (Chen and Lee, 2006)

ผลการทดสอบผลตอบสนองเมื่อให้หัวอ่านเคลื่อนที่ไปตามแนวข้อมูลและการทดสอบโดยป้อนสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อนนี้ สามารถทำให้เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบควบคุมได้

2.5 ผลตอบสนองเชิงความถี่ (frequency response analysis)

ในงานวิจัยได้ใช้การวิเคราะห์ผลตอบสนองเชิงความถี่มาตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง แบบจำลองมีสมการที่ใช้วิเคราะห์การเคลื่อนที่ดังนี้

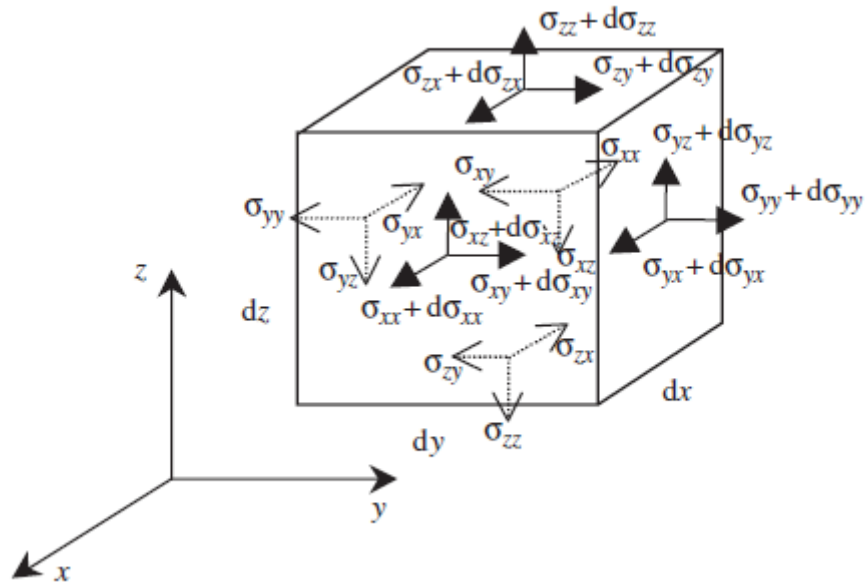
$$M\ddot{x} + C\dot{x} + Kx = f(x) \quad (2.43)$$

- เมื่อ M คือ เมทริกซ์ของมวล (mass) มีหน่วยเป็น (kg)
 C คือ เมทริกซ์ของตัวหน่วง (damping) มีหน่วยเป็น (N·s/m)
 K คือ เมทริกซ์ของความแข็งตึง (stiffness) มีหน่วยเป็น (N/m)
 \ddot{x} คือ เวกเตอร์ความเร่ง มีหน่วยเป็น (m/s²)
 \dot{x} คือ เวกเตอร์ความเร็ว มีหน่วยเป็น (m/s)
 x คือ เวกเตอร์การกระจัด มีหน่วยเป็น (m)
 $f(x)$ คือ เวกเตอร์แรง มีหน่วยเป็น (N)

เมื่อเอลิเมนต์ดังรูปที่ 2-15 มีแรงกระทำทิศทาง x ทำให้เอลิเมนต์เกิดการเปลี่ยนแปลงรูปร่างโดยมีสมการการเคลื่อนที่ (Liu and Quek, 2003) ดังนี้

$$\rho \ddot{u} dx dy dz = (\sigma_{xx} + d\sigma_{xx}) dy dz - \sigma_{xx} dy dz + (\sigma_{yx} + d\sigma_{yx}) dx dz - \sigma_{yx} dx dz + (\sigma_{zx} + d\sigma_{zx}) dx dy - \sigma_{zx} dx dy + f_x \quad (2.44)$$

- เมื่อ ρ คือ ความหนาแน่นของวัสดุ มีหน่วยเป็น (kg/m³)
 \ddot{u} คือ เวกเตอร์ความเร่งในทิศทาง x มีหน่วยเป็น (m/s²)
 σ คือ ความเค้น (stress) มีหน่วยเป็น (Pa)
 f_x คือ แรงภายนอกที่กระทำ มีหน่วยเป็น (N)



รูปที่ 2-15 ความเค้นที่เกิดขึ้นบนเอลิเมนต์ (Liu and Quek, 2003)

โดยที่เทอมทางด้านซ้ายของสมการ (2.44) เป็นแรงที่เกิดขึ้นภายในของเอลิเมนต์ และ f_x เป็นแรงภายนอกที่กระทำ ณ ตำแหน่งกึ่งกลางของเอลิเมนต์ จะได้ว่า

$$d\sigma_{xx} = \frac{\partial \sigma_{xx}}{\partial x} dx; \quad d\sigma_{yx} = \frac{\partial \sigma_{yx}}{\partial y} dy; \quad d\sigma_{zx} = \frac{\partial \sigma_{zx}}{\partial z} dz \quad (2.45)$$

จากสมการ (2.44) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{\partial \sigma_{xx}}{\partial x} + \frac{\partial \sigma_{yx}}{\partial y} + \frac{\partial \sigma_{zx}}{\partial z} + f_x = \rho \ddot{u} \quad (2.46)$$

ในทำนองเดียวกันเมื่อมีแรงกระทำในทิศทาง y และ z จะได้สมการดังนี้

$$\frac{\partial \sigma_{xy}}{\partial x} + \frac{\partial \sigma_{yy}}{\partial y} + \frac{\partial \sigma_{zy}}{\partial z} + f_y = \rho \ddot{v} \quad (2.47)$$

$$\frac{\partial \sigma_{xz}}{\partial x} + \frac{\partial \sigma_{yz}}{\partial y} + \frac{\partial \sigma_{zz}}{\partial z} + f_z = \rho \dot{w} \quad (2.48)$$

ความเค้นมีความสัมพันธ์กับความเครียด (strain, ε) ตามกฎของฮุก (Hooke's law) ดังนี้

$$\{\sigma\} = \{c\} \{\varepsilon\} \quad (2.49)$$

เมื่อ $\{c\}$ คือ เมทริกซ์ความสัมพันธ์ระหว่างความเค้นและความเครียด (constitutive matrix) มีหน่วยเป็น (m^2/N)

ในงานวิจัยได้มีการใส่ค่า loss factor (η) ลงไปในระบบเพื่อให้ระบบมีความใกล้เคียงกับระบบจริงมากที่สุดซึ่งค่า loss factor มีความสัมพันธ์กับค่าการหน่วงของวัสดุ (damping ratio, ξ) คือ

$$\eta = 2\xi \quad (2.50)$$

เนื่องจากระบบที่เกิดขึ้นจริงมีสมบัติความยืดหยุ่น (viscoelasticity) ของวัสดุ จึงเขียนความสัมพันธ์ของความเค้นและความเครียดใหม่ได้เป็น

$$\{\sigma\} = (1 + \eta)\{c\} \{\varepsilon\} \quad (2.51)$$

ความเครียดที่เกิดขึ้นเป็นการเปลี่ยนแปลงการกระจัดต่อหนึ่งหน่วยความยาว สามารถแสดงความเครียดอยู่ในรูปของอนุพันธ์ของการกระจัดได้ดังนี้

$$\varepsilon_{xx} = \frac{\partial u}{\partial x}; \quad \varepsilon_{yy} = \frac{\partial v}{\partial y}; \quad \varepsilon_{zz} = \frac{\partial w}{\partial z} \quad (2.52)$$

$$\varepsilon_{xy} = \frac{\partial u}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial x}; \quad \varepsilon_{xz} = \frac{\partial u}{\partial z} + \frac{\partial w}{\partial x}; \quad \varepsilon_{yz} = \frac{\partial v}{\partial z} + \frac{\partial w}{\partial y} \quad (2.53)$$

โดยที่ u, v และ w คือการกระจัดในทิศทาง x, y และ z ตามลำดับ ความสัมพันธ์ของความเครียดและการกระจัดในสมการ (2.52) และ (2.53) สามารถเขียนได้ในรูปแบบของเมทริกซ์ได้เป็น

$$\{\varepsilon\} = \{L\} \{U\} \quad (2.54)$$

เมื่อ $\{U\}$ คือ เวกเตอร์การกระจัดมีรูปแบบ ดังนี้

$$\{U\} = \begin{Bmatrix} u \\ v \\ w \end{Bmatrix} \quad (2.55)$$

และ $\{L\}$ เป็นเมทริกซ์ของผลต่างเชิงอนุพันธ์ย่อยดังแสดงในสมการ (2.56)

$$\{L\} = \begin{Bmatrix} \frac{\partial}{\partial x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\partial}{\partial y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & \frac{\partial}{\partial z} & \frac{\partial}{\partial y} \\ \frac{\partial}{\partial z} & 0 & \frac{\partial}{\partial x} \\ \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial x} & 0 \end{Bmatrix} \quad (2.56)$$

จากสมการ (2.46) ถึง (2.48) สามารถเขียนเป็นรูปเมทริกซ์อย่างง่าย ดังนี้

$$\{L^T\} \sigma + \{f_b\} = \rho \{\ddot{U}\} \quad (2.57)$$

เมื่อ $\{f_b\}$ เป็นเมทริกซ์ของเวกเตอร์แรงภายนอกที่กระทำต่อเอลิเมนต์ในทิศทาง x, y และ z

$$\{f_b\} = \begin{Bmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{Bmatrix} \quad (2.58)$$

ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองเชิงความถี่ที่มีการเคลื่อนที่แบบฮาร์มอนิก จะได้ว่า

$$\{\ddot{U}\} = -\omega^2 \{U\} \quad (2.59)$$

จากสมการ (2.57) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\{f_b\} = -\rho\omega^2 \{U\} - \{L^T\} \sigma \quad (2.60)$$

แรงภายนอกที่ใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองเชิงความถี่ในโปรแกรม COMSOL Multiphysics (COMSOL Inc., 2011) มีลักษณะเป็นแรงฮาร์มอนิกโดยประกอบด้วย 2 ส่วน คือ แอมพลิจูด (F_x) และเฟส (F_{xPh}) มีรูปแบบของแรงที่กระทำเปลี่ยนแปลงตามความถี่เชิงมุม (ω) หรือความถี่ที่กระตุ้น ดังนี้

$$f_b = F_{xfreq} = F_x(\omega) \cos(\omega t + F_{xPh}(\omega) \frac{\pi}{180}) \quad (2.61)$$

$$\omega = 2\pi f \quad (2.62)$$

หรือเขียนอยู่ในรูปแบบเมทริกซ์ของทั้ง 3 ทิศทาง ได้เป็น

$$\{F_{freq}\} = \begin{Bmatrix} F_{xfreq} \\ F_{yfreq} \\ F_{zfreq} \end{Bmatrix} \quad (2.63)$$

สมมติให้ผลตอบสนองฮาร์มอนิกมีความถี่เชิงมุมเหมือนกับแรงที่กระทำ ดังนี้

$$u = u_{amp} \cos(\omega t + \phi_u) \quad (2.64)$$

เมื่อ u_{amp} คือ แอมพลิจูดผลตอบสนองของเวกเตอร์การกระจัด มีหน่วยเป็น (m)

ϕ_u คือ เฟสของผลตอบสนอง มีหน่วยเป็น (เรเดียน, rad)

สามารถเขียนความสัมพันธ์ให้อยู่ในสัญกรณ์เชิงซ้อน (complex notation) ได้เป็น

$$u = \text{Re}(u_{amp} e^{j\phi_u} e^{j\omega t}) = \text{Re}(\tilde{u} e^{j\omega t}) \quad (2.65)$$

เมื่อ

$$\tilde{u} = u_{amp} e^{j\phi_u} \quad (2.66)$$

หรือเขียนอยู่ในรูปเมทริกซ์ได้เป็น

$$\{U\} = \text{Re}(\{\tilde{U}\} e^{j\omega t}) \quad (2.67)$$

จากสมการ (2.61) สามารถเขียนแรงที่กระทำในรูปสัญกรณ์เชิงซ้อนได้เป็น

$$F_{xfreq} = \text{Re} \left(F_x(\omega) e^{jF_{xph}(f) \frac{\pi}{180}} e^{j\omega t} \right) = \text{Re}(\tilde{F}_x e^{j\omega t}) \quad (2.68)$$

เมื่อ

$$\tilde{F}_x = F_x(\omega) e^{jF_{xph}(f) \frac{\pi}{180}} \quad (2.69)$$

และ

$$\{\tilde{F}\} = \begin{Bmatrix} \tilde{F}_x \\ \tilde{F}_y \\ \tilde{F}_z \end{Bmatrix} \quad (2.70)$$

ดังนั้น แรงที่กระทำเมื่อกระตุ้นแบบฮาร์มอนิกมีสมการ ดังนี้

$$\{F_{freq}\} = \text{Re}(\{\tilde{F}_x\}e^{j\omega t}) \quad (2.71)$$

จากสมการที่ (2.60) สามารถเขียนสมการวิเคราะห์ผลตอบสนองใหม่ได้เป็น

$$\text{Re}(\{\tilde{F}_x\}e^{j\omega t}) = -\rho\omega^2\{U\} - \{L^T\}\sigma \quad (2.72)$$

สมการนี้สามารถหาค่าการกระจัดเมื่อมีการกระตุ้นแบบฮาร์มอนิกได้ และผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ได้สามารถนำไปใช้ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองได้ เมื่อแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ตรวจสอบความถูกต้องของแล้ว สามารถนำมาใช้จำลองฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบหัวอ่านแบบสองชั้นตอนเพื่อหาค่าเอกลักษณ์ของระบบได้โดยใช้วิธีการของ Gauss-Newton ดังมีรายละเอียดตามหัวข้อถัดไป

2.6 การหาเอกลักษณ์ของระบบ (System Identification)

การหาเอกลักษณ์ของระบบของมอเตอร์ขดลวดเสียงและตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกโดยใช้ผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ได้จากแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ของที่สร้างขึ้นโดยนำผลการตอบสนองความถี่ที่ได้มาทำการจำลองฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ ($G(s)$) ด้วยวิธีการของ Gauss-Newton (Dennis and Schnabel, 1996) ซึ่งให้ค่าฟังก์ชันผิดพลาด (E_r) น้อยที่สุดระเบียบวิธีการของ Gauss-Newton สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$E_r = \sum_{k=1}^n w_i(k) \left| h(k) - \frac{B(\omega(k))}{A(\omega(k))} \right|^2 \quad (2.73)$$

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b(1)s^i + b(2)s^{i-1} + \dots + b(i+1)}{a(1)s^j + a(2)s^{j-1} + \dots + a(j+1)} \quad (2.74)$$

โดยที่ $A(\omega(k))$ คือ ผลการแปลงฟูเรียร์ของพหุนาม a

$B(\omega(k))$ คือ ผลการแปลงฟูเรียร์ของพหุนาม b

$\omega(k)$ คือ ค่าความถี่เชิงมุม

h คือ ค่าเชิงซ้อนของผลตอบสนองความถี่

w_i คือ ฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก

i คือ อันดับของพหุนาม $A(s)$

j คือ อันดับของพหุนาม $B(s)$

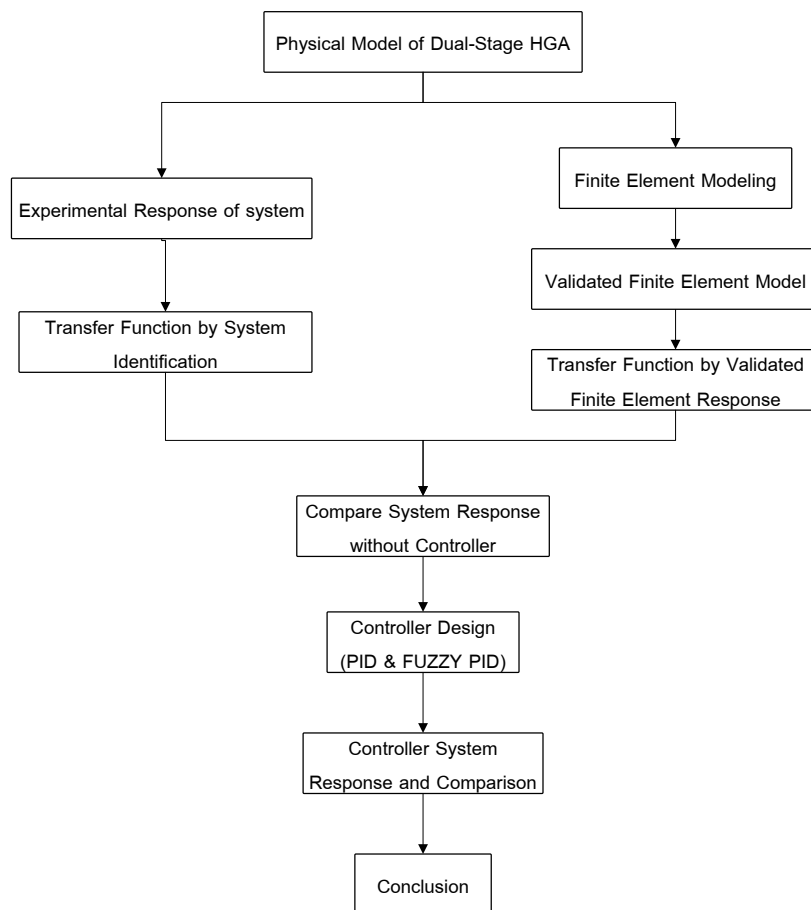
ค่าอันดับของพหุนาม $A(s)$ และ $B(s)$ สามารถเลือกโดยให้เหมาะสมและใกล้เคียงกับข้อมูลจริงในช่วงความถี่ที่สนใจ โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวทำงานทั้งสองนี้ได้นำไปใช้ในระบบควบคุมเพื่อออกแบบระบบควบคุมต่อไป

จากผลการนำเสนอการศึกษาเรื่องการควบคุมหัวอ่านแบบสองชั้นตอนสามารถเข้าใจหลักการทำงานของตัวทำงานที่ใช้ในระบบ และเลือกระบบควบคุมแบบสองชั้นตอนที่เหมาะสมกับระบบได้จากหัวข้อระบบควบคุมแบบสองชั้นตอน ซึ่งมีรายละเอียดของเทคนิคการควบคุมการเคลื่อนที่ของหัวอ่านแบบสองชั้นตอน ได้แก่ ระบบควบคุม PID ระบบควบคุม ฟังก์ชันสวิตช์ ระบบควบคุมพีชชี PID ที่ใช้ในงานวิจัย รวมถึงการทดสอบสมรรถนะของการควบคุมและการวิเคราะห์ผลตอบสนองเชิงความถี่ และการหาเอกลักษณ์ของระบบ โดยจะใช้เนื้อหาที่ศึกษามานี้ในขั้นตอนของการดำเนินงานและวิเคราะห์ผลของงานวิจัยดังกล่าวในบทต่อไป

บทที่ 3

วิธีการดำเนินงานวิจัย

ในการดำเนินงานเพื่อควบคุมหัวอ่านฮาร์ดดิสก์แบบสองชั้นตอน ผู้วิจัยเริ่มจากการออกแบบด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ที่ทำการหาเอกลักษณ์ของระบบ (system identification) มาจากผลการทดลอง พร้อมทั้งสร้างแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ชุดแขนเลื่อนและตรวจสอบความถูกต้อง จากนั้นจึงนำตัวควบคุม (controller) ที่ออกแบบไว้มาควบคุมการทำงานฟังก์ชันถ่ายโอนที่จำลองมาจากแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ของระบบต่อมา จึงทำการปรับปรุงระบบควบคุมให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น โดยมีแผนภาพขั้นตอนการวิจัย ดังแสดงในรูปที่ 3-1

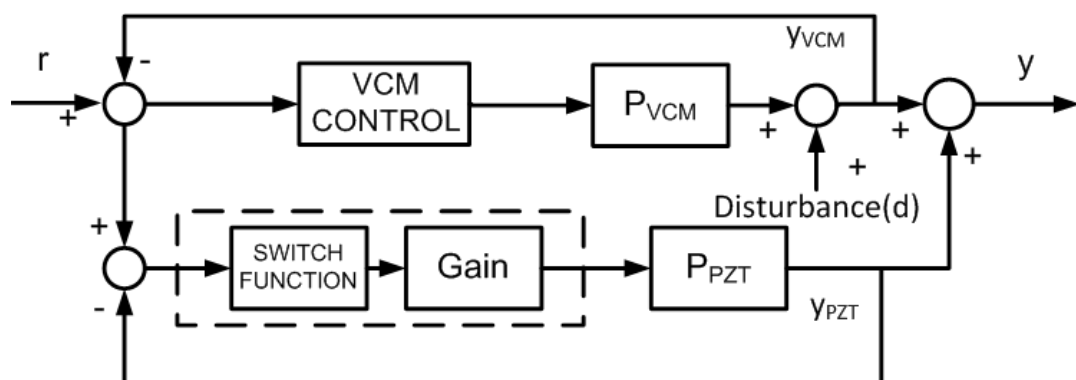


รูปที่ 3-1 ขั้นตอนการวิจัย

3.1 การออกแบบระบบควบคุมแบบสองชั้นตอน

การออกแบบระบบควบคุมแบบสองชั้นตอนมีแผนภาพการออกแบบโดยการออกแบบระบบควบคุมเริ่มต้นจากการจำลองฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวทำงานทั้งสองที่ได้มาจากผลวัดการตอบสนองต่อความถี่ด้วยระเบียบวิธีการของ Gauss-Newton ที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.6 จากนั้นจึงนำฟังก์ชันถ่ายโอนมาใช้ในระบบควบคุมแบบ dual feedback loop และออกแบบตัวควบคุมแบบ PID และ ฟัชซี PID ควบคุมการทำงานของตัวทำงานมอเตอร์ขดลวดเสียงและใช้วิธีฟังก์ชันสวิตช์และตัวขยายสัญญาณควบคุมตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก

จากรูปที่ 3-2 ระบบควบคุมแบบ dual feedback loop ที่เลือกใช้สามารถควบคุมแต่ละวงปิดของตัวทำงานได้พร้อมกัน จึงให้ผลตอบสนองของระบบได้รวดเร็วมากขึ้น และการออกแบบระบบควบคุม PID และฟัชซี PID เพื่อควบคุมตัวทำงานมอเตอร์ขดลวดเสียงมีขั้นตอนการออกแบบระบบควบคุมตามที่เสนอไว้ในหัวข้อที่ 2.3 โดยระบบควบคุม PID ใช้เทคนิควิธีการของ Ziegler–Nichols ในการหาพารามิเตอร์ (Ziegler and Nichols, 1943 และ Ziegler and Nichols, 1942) และนำพารามิเตอร์ K_p, K_i และ K_d ที่หาได้ในระบบควบคุม PID มาใช้ในระบบควบคุมฟัชซี PID ซึ่งมีขั้นตอนดังแสดงในหัวข้อ 2.3.2 เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในระบบควบคุม และสำหรับระบบควบคุมตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกมีขั้นตอนการออกแบบดังนี้



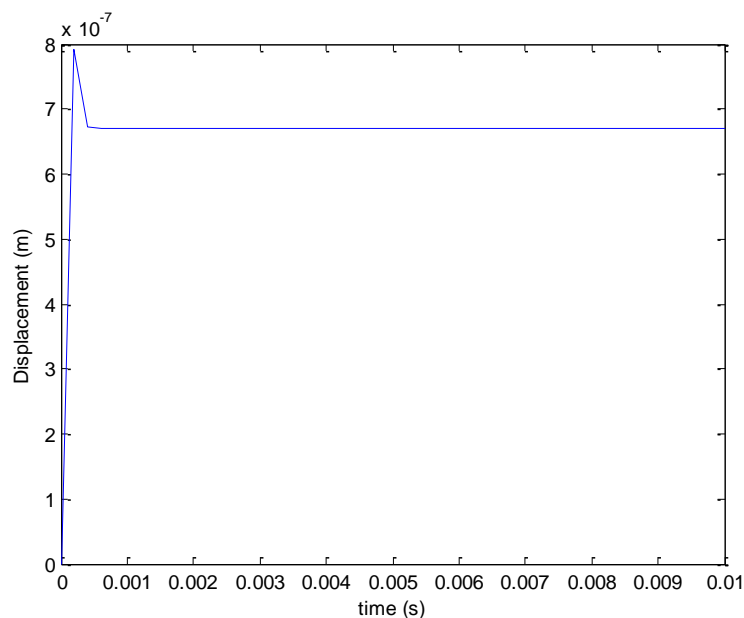
รูปที่ 3-2 ระบบควบคุมแบบ dual feedback loop

3.1.1 ฟังก์ชันสวิตช์และตัวขยายสัญญาณสำหรับตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก

ตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกเป็นตัวทำงานที่เคลื่อนที่ในระดับไมโครเมตร โดยฟังก์ชันสวิตช์ทำงานเมื่อค่า $|r - y_{VCM} - y_{PZT}|$ น้อยกว่าหรือเท่ากับ $1 \mu\text{m}$ เมื่อ r คือ ตำแหน่งที่ต้องการ y_{VCM} และ y_{PZT} คือ สัญญาณป้อนกลับของวงปิดมอเตอร์ขดลวดเสียงและตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกตามลำดับ เพื่อให้หัวอ่านเลื่อนเข้าตำแหน่งที่ต้องการได้เร็วขึ้นในช่วงเริ่มต้นการทำงาน สามารถแสดงฟังก์ชันสวิตช์ได้ดังสมการ

$$\text{switch function} = \begin{cases} 0 & \text{when } |r - y_{VCM} - y_{PZT}| > 1 \\ 1 & \text{when } |r - y_{VCM} - y_{PZT}| \leq 1 \end{cases} \quad (3.1)$$

และเนื่องจากลักษณะสัญญาณที่ได้จากตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกคล้ายกับค่าคงที่เมื่อทำการควบคุมวงปิดดังแสดงในรูปที่ 3-3 เพราะตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกเคลื่อนไปยังตำแหน่งที่ต้องการได้อย่างรวดเร็ว ทำให้สามารถใช้ตัวขยายสัญญาณ (K_a) เพื่อให้ได้ค่าสัญญาณที่เหมาะสมเมื่อทำงานร่วมกับตัวทำงานมอเตอร์ขดลวดเสียง โดยตัวขยายสัญญาณที่เหมาะสมสำหรับระบบมีค่าเท่ากับ -2

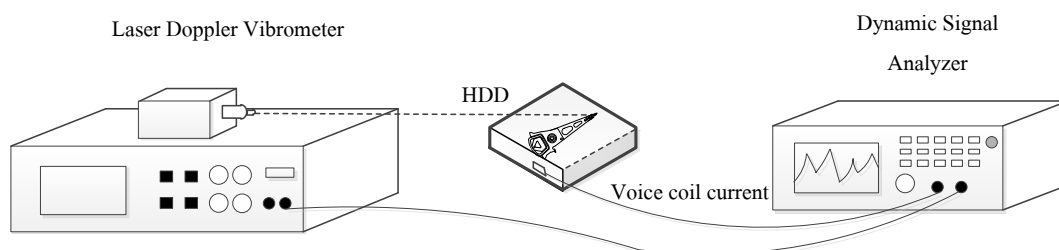


รูปที่ 3-3 ผลตอบสนองวงปิดของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกที่ K_a เท่ากับ -2

สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนที่ใช้ในระบบควบคุมได้มาจากผลตอบสนองเชิงความถี่ของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ที่มีตัวทำงานทั้งสองอยู่ในระบบ และแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ได้มีการตรวจสอบความถูกต้องโดยเปรียบเทียบกับผลการทดลองผลตอบสนองเชิงความถี่ซึ่งมีรายละเอียดขั้นตอนการทดลองดังในหัวข้อถัดไป

3.2 การทดสอบผลตอบสนองเชิงความถี่

ในงานวิจัยนี้ได้นำผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวทำงานมาตรวจสอบความถูกต้องของระบบ โดยชิ้นส่วนแขนเลื่อนที่ใช้แบบ 5 แขนที่ใช้ในฮาร์ดดิสก์ขนาด 3.5 นิ้ว ความหนาแน่นแนวข้อมูล 230 kTPI และมีชุดหัวอ่านติดอยู่ที่แขนด้านบนสุดเพียงตัวเดียววางอยู่ในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ปกติ ในการทดสอบ ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์วางอยู่บนฐานทดสอบและเจาะรูต่างข้างที่ตรงกับตำแหน่งของสไลด์เตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3-4 เพื่อวัดผลการเคลื่อนที่โดยเครื่องวัดการกระจัดทางแสง Laser Doppler Vibrometer (LDV) ในการทดสอบหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวทำงานจะมีการกระตุ้นทางไฟฟ้าด้วยสัญญาณฮาร์มอนิกที่ตัวทำงานแต่ละตัว และสัญญาณการตอบสนองที่ได้จาก LDV จะนำเข้าสู่เครื่อง dynamic signal analyzer เพื่อคำนวณให้ได้ค่าผลตอบสนองเชิงความถี่ในรูปของ gain และ phase

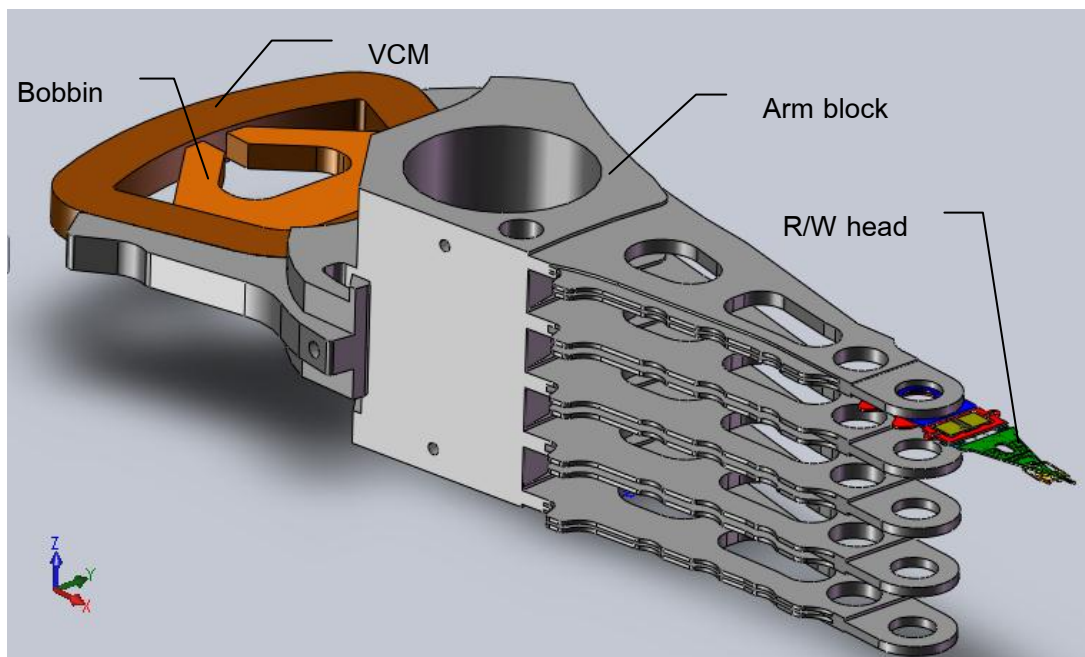


รูปที่ 3-4 แผนผังการทดสอบผลตอบสนองเชิงความถี่

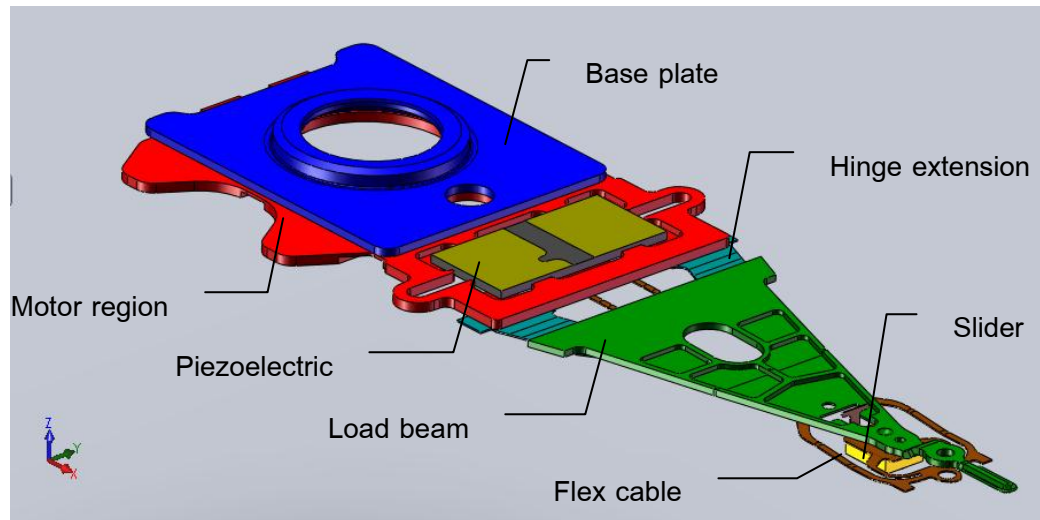
ผลตอบสนองความถี่ที่ได้จากการทดลองนี้สามารถนำมาใช้เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ที่สร้างขึ้นซึ่งต้องมีลักษณะและสมบัติทางกายภาพที่ใกล้เคียงกับการทดสอบมากที่สุด โดยมีรายละเอียดการจำลองแบบด้วยระเบียบวิธีทางไฟไนต์เอลิเมนต์จะถูกล่ามถึงในหัวข้อถัดไป

3.3 การจำลองแบบด้วยระเบียบวิธีทางไฟไนต์เอลิเมนต์

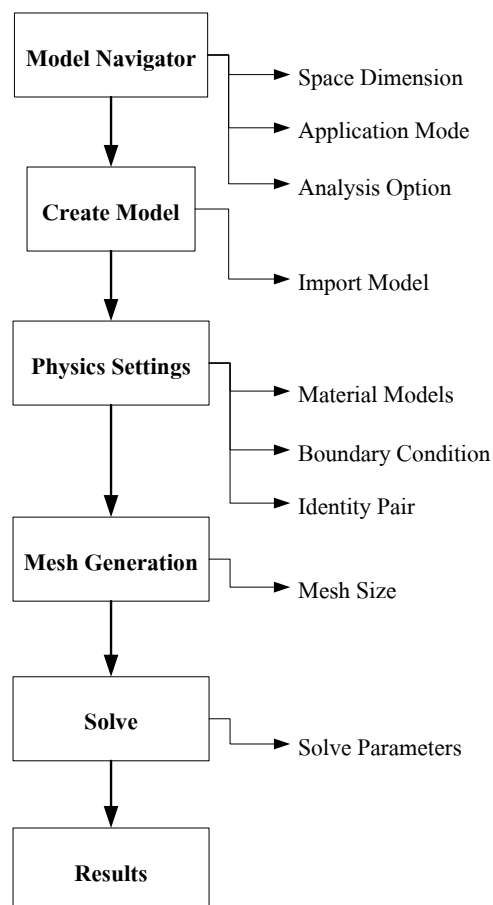
ชุดแขนเลื่อนของฮาร์ดดิสก์ที่ใช้ในงานวิจัยประกอบด้วยชิ้นส่วนหลัก คือ ชุดแขนเลื่อน และชุดหัวอ่าน โดยชุดแขนเลื่อนประกอบด้วย มอเตอร์ขดลวดเสียง (voice coil motor, VCM) แขนเลื่อน (arm block) และ bobbin แสดงในรูปที่ 3-5 และชุดหัวอ่านประกอบด้วย base plate, motor region, hinge extension, flex cable, slider และตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก โดยตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกแนบอยู่บน motor region ดังแสดงในรูป 3-6 ชุดแขนเลื่อนนี้ใช้ในฮาร์ดดิสก์ขนาด 3.5 นิ้ว โปรแกรม SolidWorks ถูกนำมาใช้ในการเขียนแบบ 3 มิติของชุดแขนเลื่อน และใช้โปรแกรม COMSOL Multiphysics ในการสร้างแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ จากนั้นจึงทำการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ด้วยผลการตอบสนองเชิงความถี่ของระบบ และผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ได้จะถูกนำมาใช้เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนในการควบคุมแบบสองชั้นตอนขึ้นตอนการทำให้แบบจำลองด้วยวิธีไฟไนต์เอลิเมนต์ดังแสดงในรูปที่ 3-7



รูปที่ 3-5 ชุดแขนเลื่อน



รูปที่ 3-6 ชุดหัวอ่าน



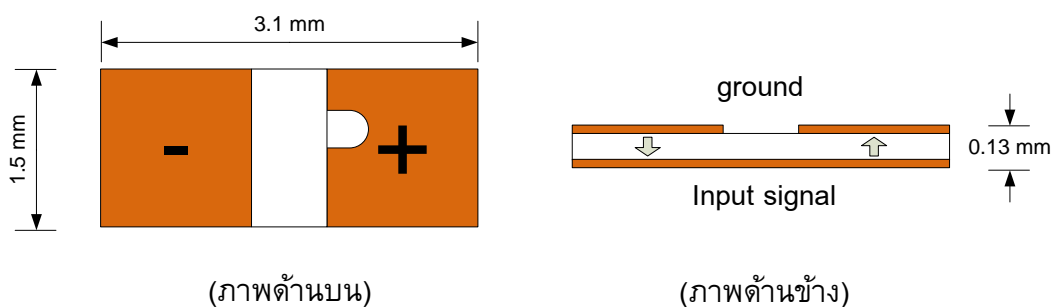
รูปที่ 3-7 ขั้นตอนการจำลองแบบด้วยวิธีไฟไนต์เอลิเมนต์

3.3.1 Model navigator

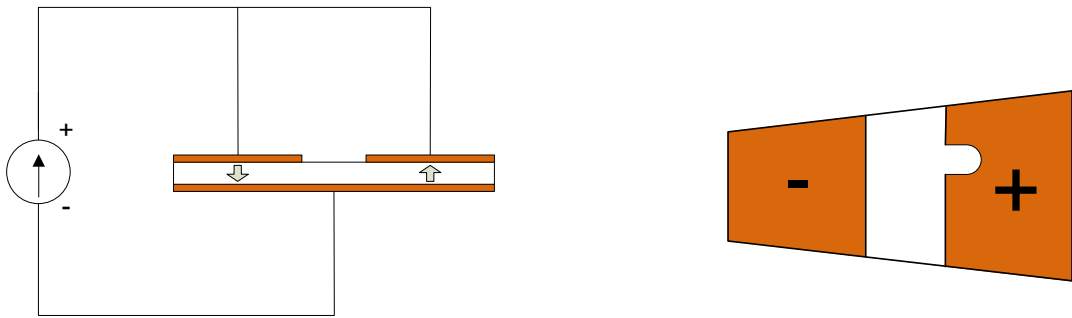
Model navigator เป็นการกำหนดสมการหลักที่ใช้ในการคำนวณ จากการเริ่มต้นเลือกมิติทำการ (space dimension) และแอปพลิเคชันโหมด (application modes) ใช้เพื่อเลือกโมดูลที่เหมาะสมกับงานที่ต้องการเช่น โมดูลการวิเคราะห์การส่งถ่ายความร้อน (heat transfer module) โมดูลการวิเคราะห์ไฟฟ้า (AC/DC module) และวิธีการวิเคราะห์ผล (analysis option) ให้เหมาะสมกับเงื่อนไขที่ต้องการ โดยในงานวิจัยได้เลือกมิติทำการ 3 มิติ และเลือกใช้โมดูลการวิเคราะห์เป็นแบบ structure mechanics module > piezoelectric devices และใช้การวิเคราะห์แบบผลตอบสนองเชิงความถี่ เพื่อคำนวณหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของมอเตอร์ขดลวดเสียงและตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก แล้วนำไปตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์กับผลการทดลอง

3.3.2 การสร้างแบบจำลอง (create modeling)

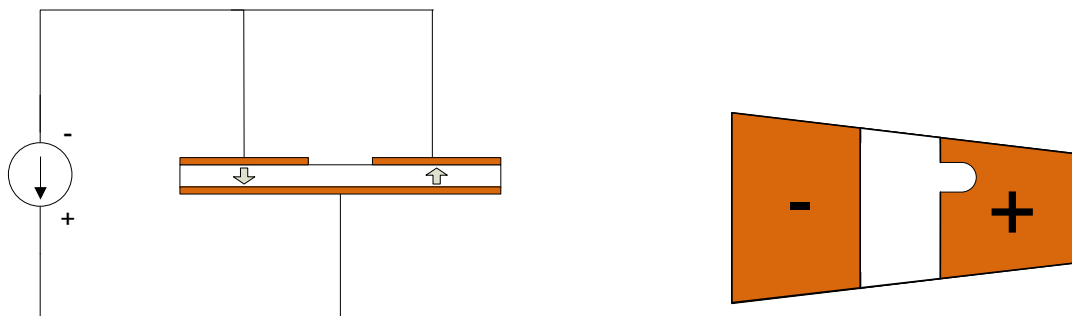
โปรแกรม SolidWorks ถูกนำมาใช้ในการเขียนแบบ 3 มิติของชุดแขนเลื่อน จากนั้นทำการส่งออก (export) ไปยังโปรแกรม COMSOL Multiphysics ในรูปแบบของไฟล์ parasolid (.x_t) โดยให้มีรูปร่างลักษณะและขนาดเท่ากับต้นแบบชุดแขนเลื่อน ยกเว้นในชั้นส่วนของ flexure cable และตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกเนื่องจากชั้นส่วนนี้ประกอบด้วยวัสดุ 4 ชั้น ได้แก่ ชั้นสแตนเลสสตีล ทองแดง 2 ชั้น และชั้นพลาสติกฟิล์ม จึงลดเหลือในชั้นของสแตนเลสสตีลชั้นเดียวเพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณ นอกจากนี้ตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกได้ถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนเพื่อให้มีคุณสมบัติแบบเดียวกับชิ้นงานจริงที่มีทิศทางโพลาไรเซชัน (polarization direction) 2 ทิศทาง ดังแสดงในรูปที่ 3-8 และมีการเปลี่ยนแปลงรูปร่างเมื่อมีการกระตุ้นด้วยความต่างศักย์ที่เป็นบวกและลบ ดังรูปที่ 3-9 ก) และ ข) ตามลำดับ



รูปที่ 3-8 ทิศทางโพลาไรเซชันของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก



ก) กระตุ้นด้วยแรงดันไฟฟ้าบวก



ข) กระตุ้นด้วยแรงดันไฟฟ้าลบ

รูปที่ 3-9 การเปลี่ยนแปลงรูปร่างของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก
เมื่อถูกกระตุ้นด้วยแรงดันไฟฟ้า

3.3.3 กำหนดสมบัติทางกายภาพ (physic settings)

การกำหนดคุณสมบัติของวัสดุ (assign material properties) เงื่อนไขขอบ (boundary condition) ที่ใช้ในการวิจัยและการเชื่อมต่อชิ้นส่วน (identity pairs) โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

1) คุณสมบัติของวัสดุ เป็นขั้นตอนการกำหนดค่าของวัสดุที่ใช้ในชุดแขนเลื่อน วัสดุที่ใช้ในแบบจำลองมี 6 ชนิดด้วยกัน คือ อลูมิเนียม (6061 T6) ใช้ในแขนเลื่อน อลูมิเนียม (5052 H32) ใช้ในชิ้นส่วน Bobbin ทองแดง (class 3) ใช้ในมอเตอร์ขดลวดเสียง สเตนเลสตีล (SST 304) ใช้ในชิ้นส่วนชุดหัวอ่าน ได้แก่ base plate, motor region, load beam, flexure

cable และhinge extension อลูมิเนียมไททาเนียมคาร์ไบด์ (Aluminum Titanium Carbide, Al_2O_3-TiC) ใช้เป็นชิ้นส่วนสไลเดอร์ และวัสดุเพียโซอิเล็กทริกใช้เป็นตัวทำงานระดับละเอียด โดยแต่ละชิ้นส่วนมีคุณสมบัติของวัสดุดังแสดงในตารางที่ 3-1 โดย loss factor (η) มีความสัมพันธ์กับค่าการหน่วงของวัสดุ (damping, ξ) ตามสมการ (3.2)

$$\eta = 2\xi \quad (3.2)$$

และในส่วนของวัสดุเพียโซอิเล็กทริกมีคุณสมบัติดังแสดงในตารางที่ 3-2 โดยทิศทางของโพลาริเซชันที่เป็นทิศทางลบได้ทำการกลับค่า Coupling matrix ในตำแหน่ง e_{31} และ e_{33} เพื่อให้ได้ทิศทางที่สอดคล้องกับทิศทางของโพลาริเซชัน

ตารางที่ 3-1 คุณสมบัติวัสดุของชุดแขนเลื่อน

ชิ้นส่วน	วัสดุ	Elastic modulus (GPa)	Mass density (kg/m^3)	Poisson's ratio (ν)	Loss Factor (η)
Arm block	Aluminum 6061 T6	68.9	2700	0.33	0.001
Bobbin	Aluminum 5052 H32	70.3	2680	0.33	0.001
VCM	Copper class 3	21.0	8900	0.33	0.002
Flexure cable	Stainless steel 304	60.0	7930	0.28	0.02
Slider	Aluminum titanium carbide (Al_2O_3-TiC)	393	4220	0.23	0.001
Base plate, Motor region, Load beam, Hinge extension	Stainless steel 304	60.0	7930	0.28	0.001

ตารางที่ 3-1 คุณสมบัติวัสดุของชุดแขนเลื่อน (ต่อ)

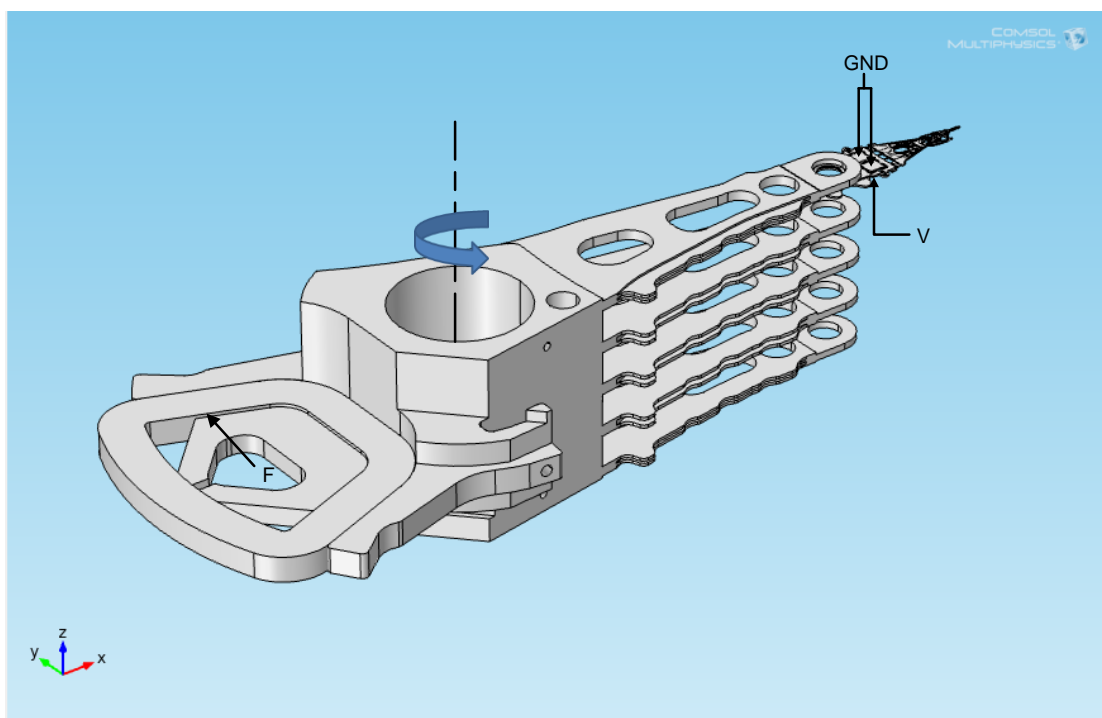
ชิ้นส่วน	วัสดุ	Elastic modulus (GPa)	Mass density (kg/m ³)	Poisson's ratio (ν)	Loss Factor (η)
Piezoelectric actuator	Lead-Zirconium-Titanate (PZT)	64.0	7850	0.31	0.0125

ตารางที่ 3-2 คุณสมบัติตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก (stress-charge form)

คุณสมบัติ	ค่า	หน่วย
Elasticity matrix		
c_{11}^E	14.109	$\times 10^{10}$ Pa
c_{12}^E	9.3474	$\times 10^{10}$ Pa
c_{13}^E	9.8765	$\times 10^{10}$ Pa
c_{33}^E	13.580	$\times 10^{10}$ Pa
c_{44}^E	2.0000	$\times 10^{10}$ Pa
c_{66}^E	2.4390	$\times 10^{10}$ Pa
Coupling matrix		
e_{31}	-6.5432	C/m ²
e_{33}	19.7531	C/m ²
e_{15}	16	C/m ²
Relative permittivity		
ϵ_{11}^{rs}	1204.4	
ϵ_{33}^{rs}	939.21	

ตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกที่มีทิศทางโพลารไรต์เซชัน 2 ทิศทางเมื่อถูกกระตุ้นด้วยไฟฟ้าจะมีการเปลี่ยนแปลงดังแสดงในรูปที่ 3-8 พบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนทิศของสนามไฟฟ้าที่กระตุ้นทำให้เกิดเปลี่ยนแปลงรูปร่างของตัวงานเพียโซอิเล็กทริกดังรูปที่ 3-9 โดยการเปลี่ยนแปลงรูปร่างนี้จะส่งผลให้ชุดหัวอ่านเกิดการส่ายในแนวระนาบ

2) เงื่อนไขขอบ เป็นการกำหนดเงื่อนไขของแบบจำลองให้ใกล้เคียงกับสภาวะแวดล้อมจริง โดยเงื่อนไขขอบเขตที่ใช้ในการวิเคราะห์ คือ กำหนดให้ชุดแขนเลื้อยหมุนรอบแกน z ของแขนเลื้อย และด้านล่างของแขนเลื้อยอยู่บนระนาบ x-y แรง (force, F) ที่กระทำบนมอเตอร์ขดลวดเสียงตั้งฉากกับแนวรัศมีของแกน z ดังแสดงในรูปที่ 3-10 แรงที่กระทำสามารถคำนวณได้จากกระแสไฟฟ้าผ่านค่าคงที่แรงบิดในมอเตอร์ขดลวดเสียง แรงกระทำที่ขดลวดเสียง และแรงดันไฟฟ้า (voltage, V) ตกคร่อมตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกถูกกำหนดเพื่อศึกษาผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบ



รูปที่ 3-10 เงื่อนไขขอบของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์

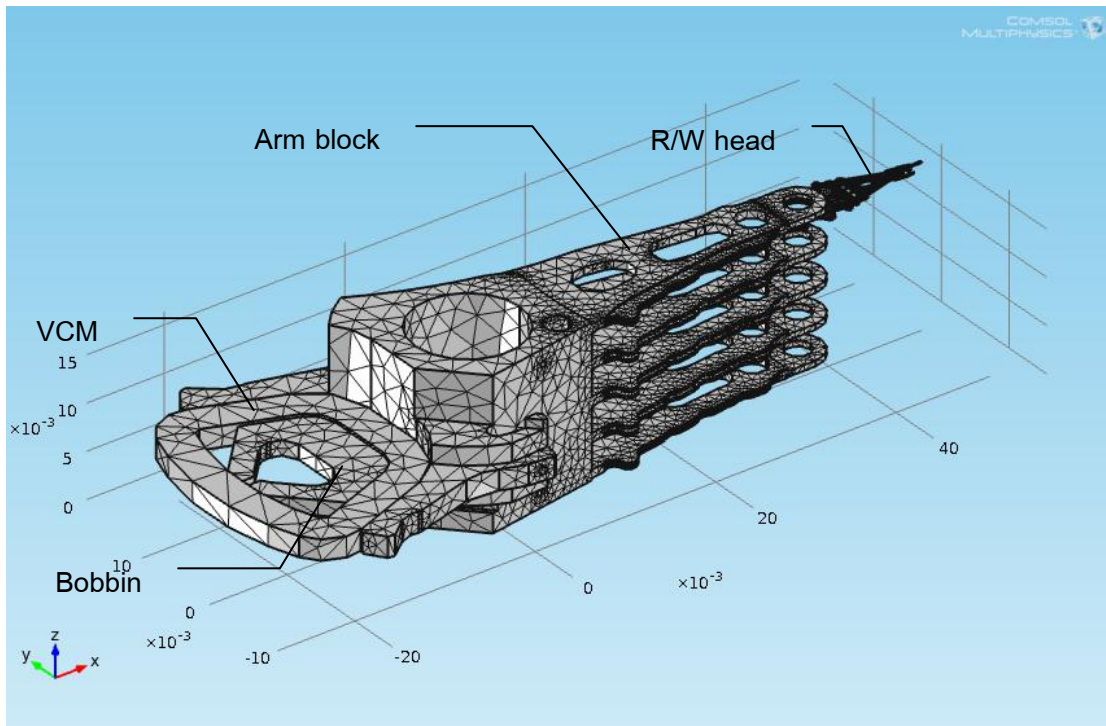
3) การเชื่อมต่อชิ้นงาน เป็นการประกอบชิ้นส่วนของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์เพื่อส่งผ่านผลการคำนวณระหว่างชิ้นส่วนที่ต่อกันเลียนแบบเงื่อนไขการประกอบชิ้นงานจริง โดยมีการเชื่อมต่อชิ้นงานทั้งหมด 12 คู่ ดังตารางที่ 3-3

ตารางที่ 3-3 การเชื่อมต่อชิ้นงานของแบบจำลอง

Part	Bobbin	VCM	Arm block	Base plate	Motor region	Hinge extension (left)	Hinge extension (right)	Load beam	Piezoelectric actuator	Flex cable	Slider
Bobbin		Pair									
VCM	Pair		Pair								
Arm block		Pair		Pair							
Base plate			Pair		Pair						
Motor region				Pair		Pair	Pair		Pair	Pair	
Hinge extension (left)					Pair			Pair			
Hinge extension (right)					Pair			Pair			
Load beam						Pair	Pair			Pair	
Piezoelectric actuator					Pair						
Flex cable					Pair			Pair			Pair
Slider										Pair	

3.3.4 Mesh Generation

แบบจำลองมีการแบ่งเอลิเมนต์เป็นแบบทรงเหลี่ยมสี่หน้าแบบ 10 จุดต่อ (tetrahedral element) ดังในรูปที่ 3-11 แบบจำลองถูกแบ่งเอลิเมนต์เป็นแบบหยาบในชิ้นส่วนของแขนเลื่อน มอเตอร์ขดลวดเสียง และ bobbin เพราะชิ้นงานมีขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับชุดหัวอ่านและเพื่อเป็นการลดจำนวนองศาอิสระ (degree of freedom) รวมของทั้งระบบ และแบ่งเอลิเมนต์แบบละเอียดในส่วนของชุดหัวอ่านเพื่อความแม่นยำในการคำนวณระยะของหัวอ่าน จำนวนเอลิเมนต์ของแต่ละชิ้นงานแสดงในตารางที่ 3-4



รูปที่ 3-11 แบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ชุดแขนเลื่อน

ตารางที่ 3-4 จำนวนเอลิเมนต์ของแบบจำลอง

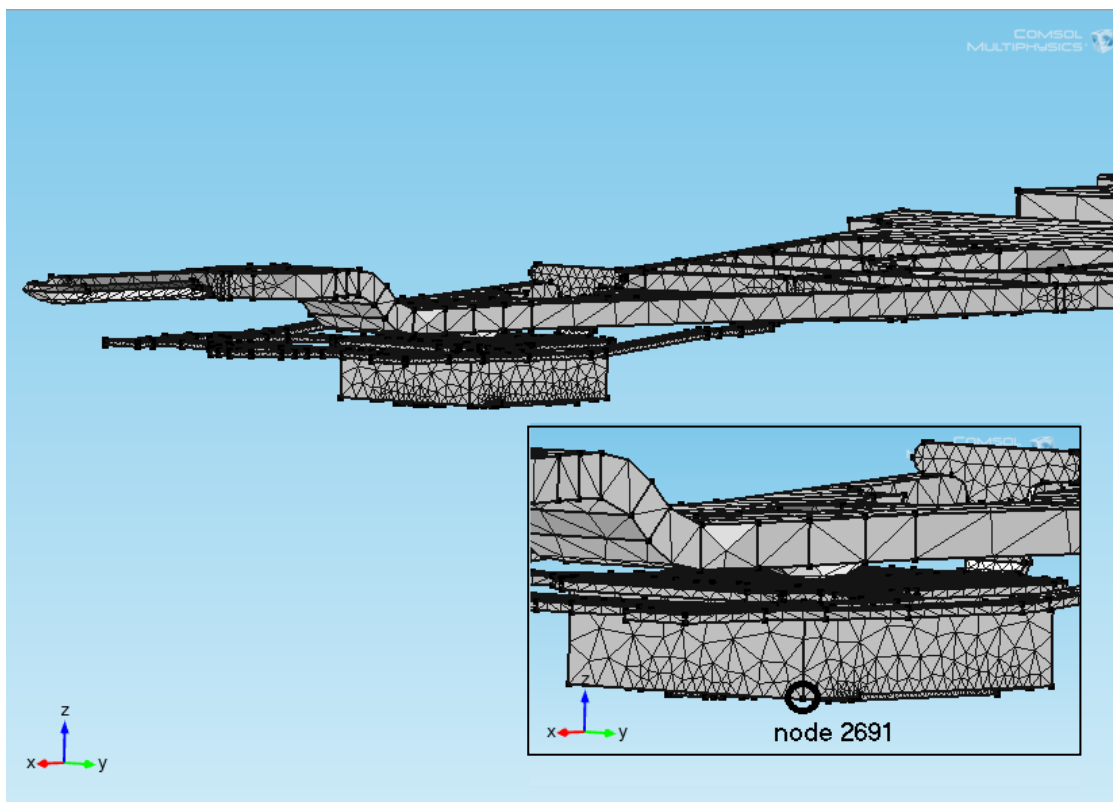
ชิ้นส่วน	จำนวนเอลิเมนต์
1. Bobbin	928
2. VCM	960
3. Arm block	36,963
4. Base plate	8,082
5. Motor region	9,776
6. Hinge extension (left)	4,905
7. Hinge extension (right)	4,949
8. Load beam	9,428
9. Piezoelectric actuator	20,641
10. Flex cable	29,537
11. Slider	12,650

3.3.5 การหาผลเฉลย (solve)

ขั้นตอนนี้เป็นการสั่งให้คำนวณ สามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณได้ โดยในงานวิจัยได้กำหนดพารามิเตอร์การคำนวณผลตอบสนองเชิงความถี่เป็น 2 แบบคือในการคำนวณผลตอบสนองเชิงความถี่มอเตอร์ขดลวดเสียงคำนวณในช่วง 0.5-5.2 kHz และคำนวณผลตอบสนองเชิงความถี่ตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกคำนวณในช่วง 1-5.2 kHz เนื่องจากเป็นช่วงการวัดผลตามการทดสอบการทำงานของชุดแขนเลื่อนและหัวอ่านจริง

3.3.6 ผลการคำนวณ (results)

เป็นขั้นตอนของการแสดงผลการคำนวณที่ได้จากแบบจำลอง ซึ่งในงานวิจัยจะศึกษาผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวทำงานทั้งสองจากตำแหน่งด้านข้างของสไลเดอร์ ดังรูปที่ 3-12 มาเปรียบเทียบกับผลการทดลองเพื่อตรวจสอบถูกต้องของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ และนำแบบจำลองที่ได้มาทำการจำลองฟังก์ชันถ่ายโอนเพื่อใช้ในการออกแบบระบบควบคุมแบบสองขั้นตอนต่อไป



รูปที่ 3-12 ตำแหน่งด้านข้างของสไลเดอร์ที่ทำการศึกษาผลการตอบสนอง

ผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ ผลการ
ออกแบบระบบควบคุม PID และพีซีซี PID ด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนที่จำลองมาจากแบบจำลองไฟ
ไนต์เอลิเมนต์ รวมถึงผลการวัดประสิทธิภาพของการควบคุมหัวอ่าน จะกล่าวถึงในรายละเอียด
ในบทถัดไป

บทที่ 4

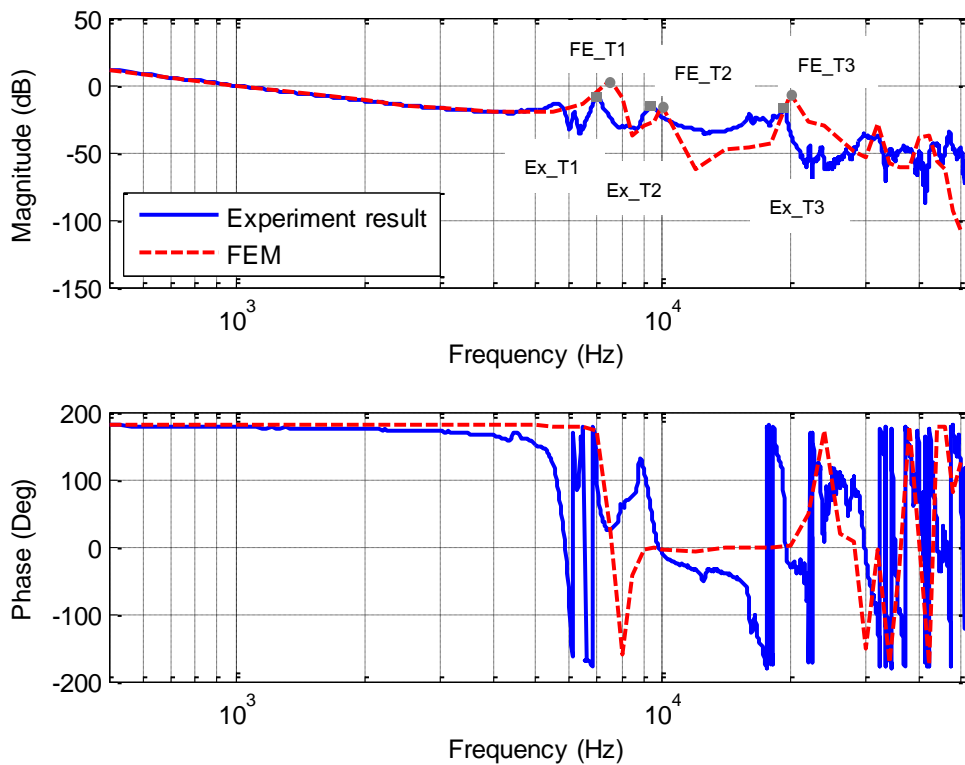
ผลการวิจัย

จากการศึกษาวิธีการออกแบบระบบควบคุมแบบสองขั้นตอนของหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ และการควบคุมหัวอ่านแบบสองขั้นตอนด้วยแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ รวมถึงการสร้างและตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ดังกล่าวไว้ในบทที่ 3 ผลศึกษาวิธีการควบคุมและผลตอบสนองของหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ที่มีการควบคุมแบบสองขั้นตอนด้วยแบบจำลองทางไฟไนต์เอลิเมนต์ที่ได้จึงถูกนำเสนอในบทนี้ โดยเริ่มจากการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองกับผลที่ได้จากการทดลอง จากนั้นจึงทำการจำลองฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์ขดลวดเสียงและตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกที่ได้จากแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ที่ตรวจสอบความถูกต้องแล้ว และนำฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวทำงานทั้งสองมาใช้ในการออกแบบระบบควบคุมหัวอ่านแบบสองขั้นตอนโดยใช้ระบบควบคุม PID และพีซซี PID เพื่อให้ได้ระบบควบคุมหัวอ่านที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดต่อไปนี้

4.1 ผลตอบสนองเชิงความถี่และการตรวจสอบความถูกต้อง

4.1.1 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของมอเตอร์ขดลวดเสียง

ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองเชิงความถี่นั้นถ้าเป็นผลของโหมดการบิดเพียงอย่างเดียว (pure torsional mode) จะมีค่ามุมเฟสอยู่ที่ 0 หรือ 360 องศา และผลของโหมดการส่ายเพียงอย่างเดียว (pure sway mode) มีค่ามุมเฟสอยู่ที่ 180 องศา โดยผลของทั้งโหมดการบิดและส่ายนั้นจะทำให้หัวอ่านเคลื่อนที่ออกจากเส้นแนวข้อมูล (Kilian et al., 2003) และผลตอบสนองเชิงความถี่ของมอเตอร์ขดลวดเสียงของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ที่กำหนดขอบเขตความถี่ตั้งแต่ 0.5–5.2 kHz และมีเงื่อนไขขอบตามที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.3.3 การเปรียบเทียบผลการตอบสนองระหว่างแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์กับการทดสอบด้วย LDV แสดงในรูปที่ 4-1

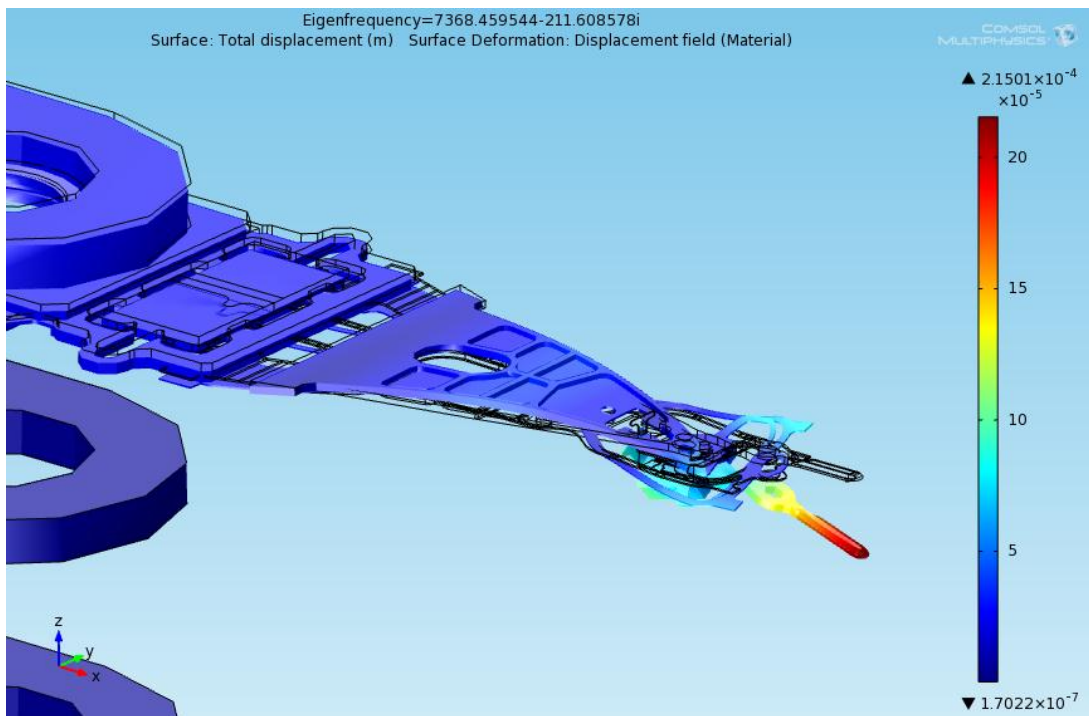


รูปที่ 4-1 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของมอเตอร์ขดลวดเสียง

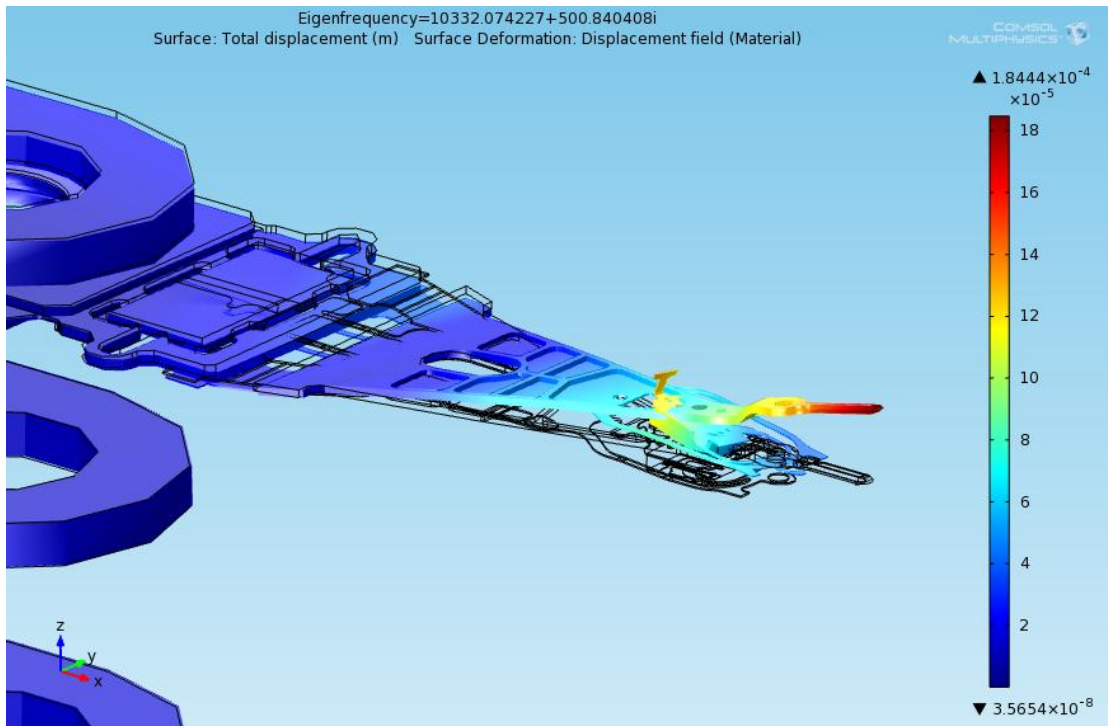
จากผลการทดลองในรูปที่ 4-1 โหมดการสั่นสะเทือนไม่ได้เกิดจากการบิดหรือการส่ายเพียงอย่างเดียว แต่มีผลของทั้งสองเกิดร่วมกัน (coupling) โดยจะเรียกชื่อโหมดที่เกิดขึ้นตามรูปแบบการสั่นที่เด่นชัดเจน และในรูป 4-1 ที่ความถี่ FE_T1, FE_T2 และ FE_T3 มีมุมเฟสเท่ากับ 53.4, -4.5 และ 0.3 องศาตามลำดับ ซึ่งจะใกล้เคียงกับโหมดการสั่นสะเทือนแบบบิด และมีผลการสั่นสะเทือนที่ความถี่ธรรมชาติตามผลการทดลองได้แก่ โหมดการบิดที่ 1 โหมดการบิดที่ 2 และโหมดการบิดที่ 3 ที่ความถี่ 6.99, 9.40 และ 19.2 kHz ตามลำดับ ส่วนผลการวิเคราะห์ผลตอบสนองเชิงความถี่ของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ตามการสั่นสะเทือนแบบบิดทั้ง 3 โหมดที่ความถี่ 7.37, 9.74 และ 20.2 kHz ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 4-2, 4-3 และ 4-4 ตามลำดับ โดยมีผลการเปรียบเทียบความถี่ธรรมชาติผลตอบสนองเชิงความถี่จากมอเตอร์ขดลวดเสียง ดังแสดงในตารางที่ 4-1

ตารางที่ 4-1 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่มอเตอร์ขดลวดเสียงระหว่างแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์และการทดลอง

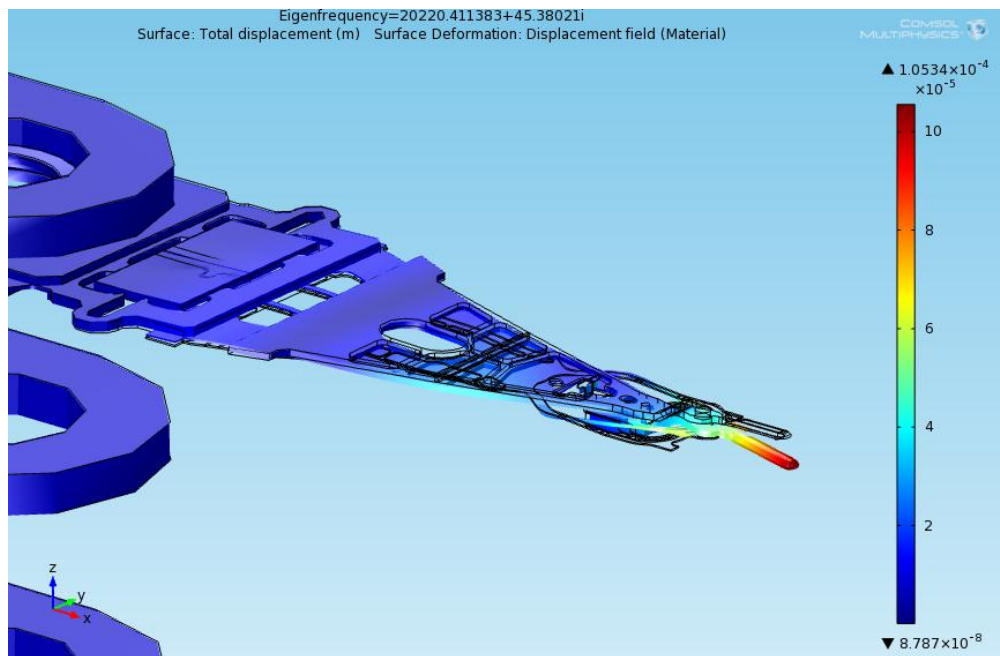
รูปแบบการ สั้นสะท้อน	ความถี่ธรรมชาติ (kHz)		
	การทดลอง	ไฟไนต์เอลิเมนต์	ความผิดพลาด (%)
การบิดโหมดที่ 1	6.99	7.37	5.4
การบิดโหมดที่ 2	9.40	10.3	9.6
การบิดโหมดที่ 3	19.2	20.2	5.2



รูปที่ 4-2 โหมดการบิดที่ 1 ที่ความถี่ 7.37 kHz



รูปที่ 4-3 โหมดการบิดที่ 2 ที่ความถี่ 10.3 kHz

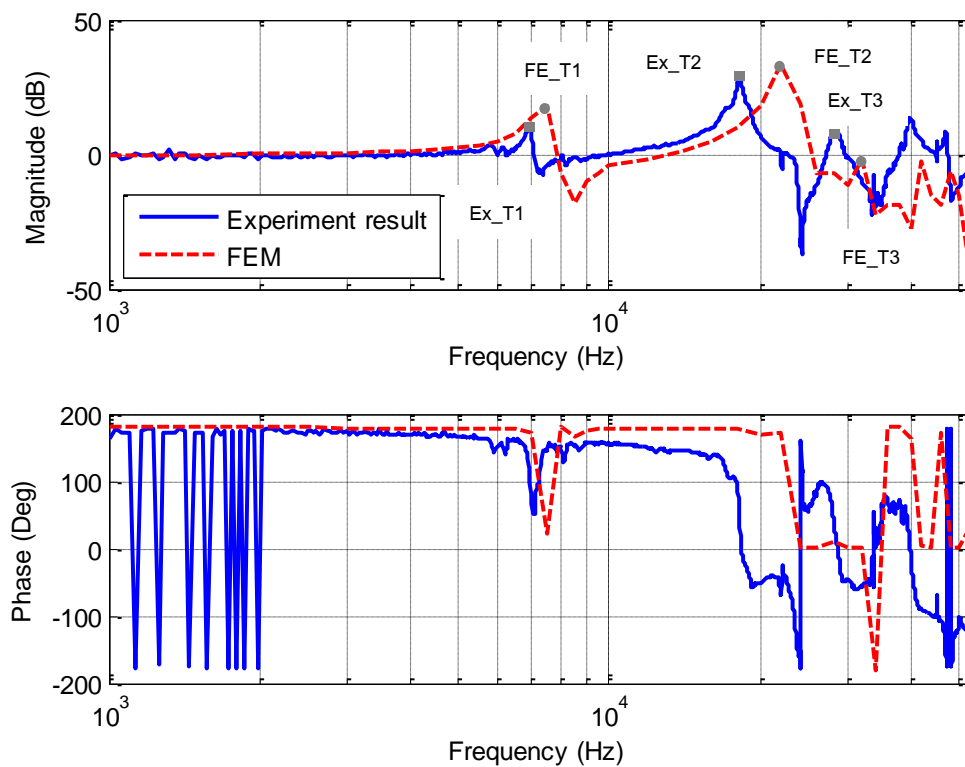


รูปที่ 4-4 โหมดการบิดที่ 3 ที่ความถี่ 20.2 kHz

จากรูปที่ 4-2, 4-3 และ 4-4 เป็นการแสดงรูปแบบการสั่นที่ความถี่ Eigenfrequency ของระบบโดยอยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อน เนื่องจากระบบมีการใส่ค่าความหน่วงซึ่งจำนวนจริงแสดงค่าของความถี่ที่เกิดขึ้น และส่วนจินตภาพเป็นค่าของความหน่วง (COMSOL Inc., 2011) และจากตารางที่ 4-1 ค่าของโหมดการสั่นสะเทือนที่เกิดขึ้นมีค่าคลาดเคลื่อนจากผลการทดลองเล็กน้อยและผลของเฟสในไฟไนต์เอลิเมนต์ต่างกับผลการทดลองในโหมดของการวิเคราะห์ประมาณ 50 องศาในแต่ละโหมด

4.1.2 ผลตอบเชิงสนองความถี่ของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก

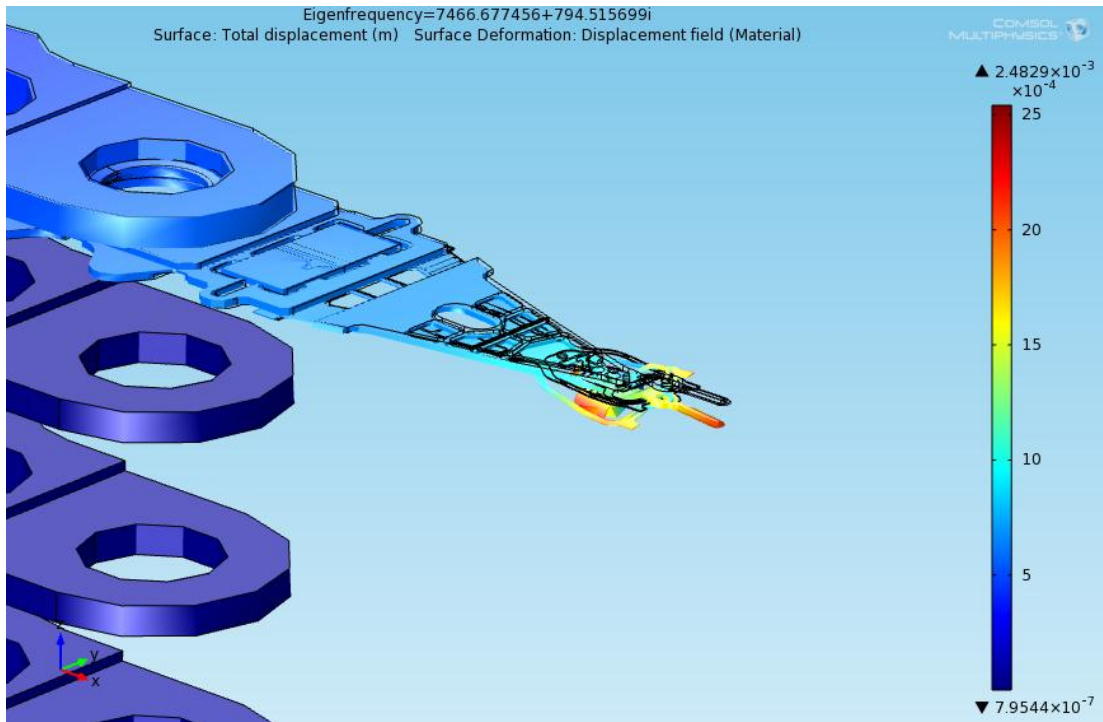
จากผลตอบสนองเชิงความถี่ในรูปที่ 4-5 ที่มีเงื่อนไขขอบตามที่แสดงในหัวข้อ 3.3.3 และกำหนดค่าความถี่ที่ใช้ในการวิเคราะห์ 1-5.2 kHz จากการวิเคราะห์มุมเฟสของผลไฟไนต์เอลิเมนต์ที่ความถี่ FE_T1, FE_T2 และ FE_T3 ในรูปที่ 4-5 ได้มุมเฟสเป็น 62.4, 7.1 และ 1 องศา ตามลำดับ ซึ่งจะเป็นโหมดการสั่นสะเทือนที่ใกล้เคียงกับการสั่นแบบบิต โดยมีโหมดการสั่นดังนี้ โหมดการบิตที่ 1, โหมดการบิตที่ 2 และโหมดการบิตที่ 3 ที่ความถี่ 6.92, 18.2 และ 28.2 kHz ตามลำดับและผลความถี่ธรรมชาติของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ ได้แก่ โหมดการบิตที่ 1, โหมดการบิตที่ 2 และโหมดการบิตที่ 3 ที่ความถี่ 7.47, 22.7 และ 32.2 kHz ตามลำดับ และมีภาพแสดงการสั่นสะเทือนในโหมดต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 4-6 ถึง 4-8 จากการเปรียบเทียบความถี่ธรรมชาติผลตอบสนองเชิงความถี่จากตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกดังแสดงในตารางที่ 4-2 พบว่าค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นในโหมดการบิตที่ 2 มีความคลาดเคลื่อนมากที่สุด แต่ความถี่ที่ทำงานจริงจะอยู่ใกล้กับโหมดการบิตที่ 1 จึงสามารถนำผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกมาใช้ในระบบควบคุมได้



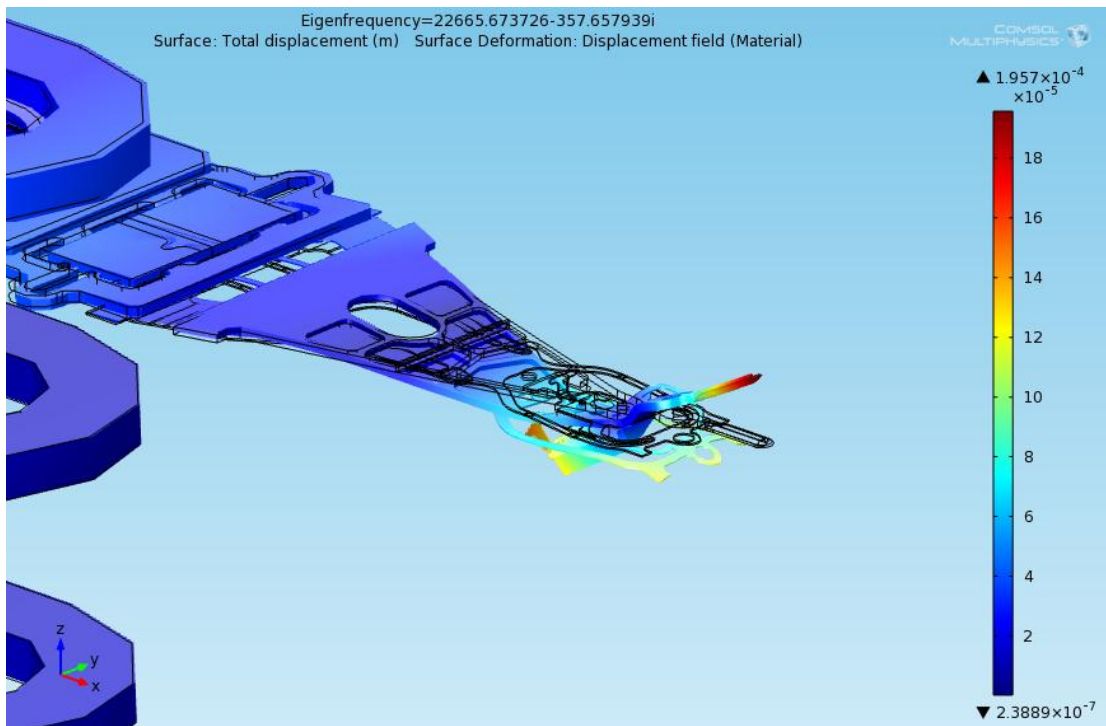
รูปที่ 4-5 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก

ตารางที่ 4-2 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกระหว่างแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์และการทดลอง

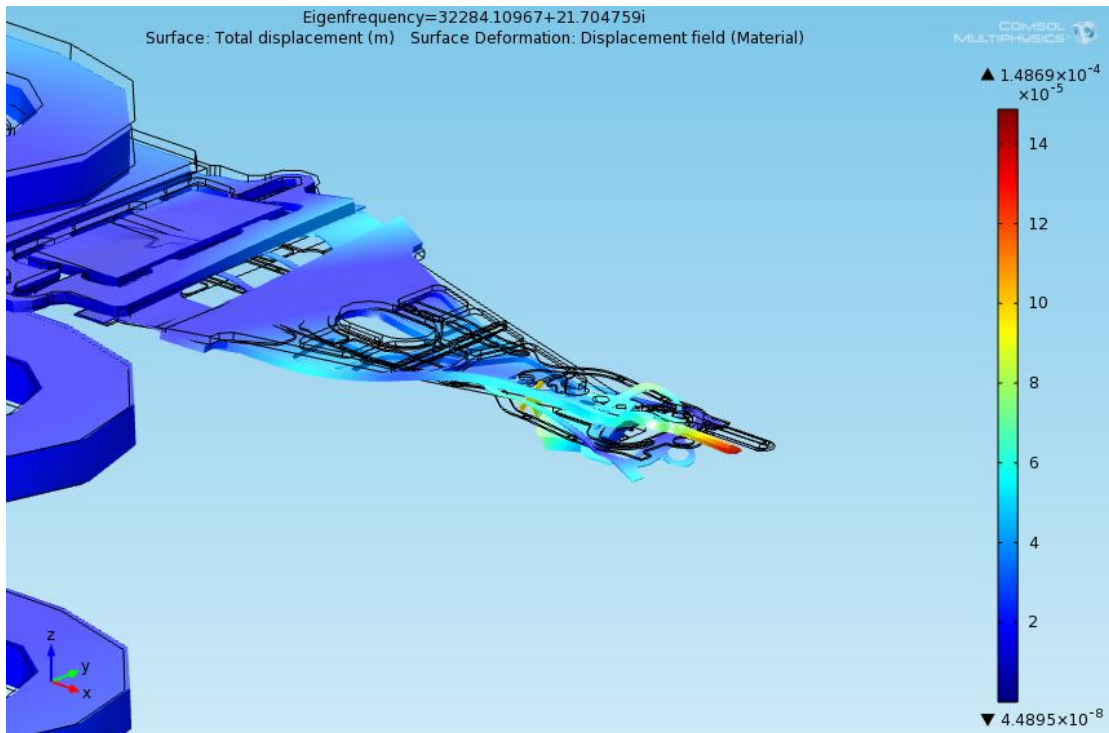
รูปแบบการ สั่นสะเทือน	ความถี่ธรรมชาติ (kHz)		
	การทดลอง	ไฟไนต์เอลิเมนต์	ความผิดพลาด (%)
การบิดโหมดที่ 1	6.92	7.47	7.94
การบิดโหมดที่ 2	18.2	22.7	24.7
การบิดโหมดที่ 3	28.2	32.2	14.2



รูปที่ 4-6 โหมดการบิดที่ 1 ที่ความถี่ 7.47 kHz



รูปที่ 4-7 โหมดการบิดที่ 2 ที่ความถี่ 22.7 kHz



รูปที่ 4-8 โหมดการบิดที่ 3 ที่ความถี่ 32.2 kHz

จากการวิเคราะห์ผลตอบสนองเชิงความถี่ของมอเตอร์ขดลวดเสียงและตัวเพียโซอิเล็กทริกจากแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์และการทดลอง พบว่าค่าความถี่ธรรมชาติที่ได้มีค่าใกล้เคียงกัน และให้ผลเป็นแบบโหมดการบิดเมื่อทำการวิเคราะห์ที่โหมดวิกฤตด้วยค่าของมุมเฟส เนื่องจากค่ามุมเฟสที่เกิดขึ้นให้ผลที่ใกล้เคียงกับโหมดการบิดเพียงอย่างเดียวมากกว่า แต่โหมดที่ทำการวิเคราะห์นั้นก็มีทั้งโหมดการบิดและสายเกิดขึ้นผสมกัน และสำหรับค่าความคลาดเคลื่อนที่อาจเกิดขึ้นจากการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตในการวิเคราะห์ที่มีความคลาดเคลื่อน เช่น การลดจำนวนชั้นของแบบจำลองสายเคเบิล เป็นต้น จึงเป็นสาเหตุที่ทำให้ค่าความถี่ธรรมชาติของตัวทำงานทั้งสองมีความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้น จากผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวทำงานทั้งสองที่ได้จากแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์จะถูกนำมาหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบเพื่อใช้ในการควบคุมต่อไป ซึ่งผลของฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้มีผลของทุกโหมดที่เกิดขึ้นในระบบ โดยมีผลการจำลองระบบดังแสดงในหัวข้อถัดไป

4.2 ผลการหาเอกลักษณ์ของระบบ

จากผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ได้จากแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์เมื่อนำมาทำเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนเพื่อใช้ในระบบควบคุม ด้วยระเบียบวิธีการของ Gauss-Newton (Dennis and Schnabel, 1983) ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.6 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์ขับเคลื่อน (P_{VCM}) และตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก (P_{PZT}) ดังสมการที่ (4.1) และ (4.4) ตามลำดับ

$$P_{VCM} = \frac{Num1}{Den1} \quad (4.1)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} Num1 = & 234.2s^{17} - 1.023 \times 10^8 s^{16} + 4.889 \times 10^{13} s^{15} - 1.85 \times 10^{19} s^{14} \\ & + 4.13 \times 10^{24} s^{13} - 1.308 \times 10^{30} s^{12} + 1.814 \times 10^{35} s^{11} - 4.597 \times 10^{40} s^{10} \\ & + 4.411 \times 10^{45} s^9 - 8.423 \times 10^{50} s^8 + 5.846 \times 10^{55} s^7 - 7.647 \times 10^{60} s^6 \\ & + 3.871 \times 10^{65} s^5 - 2.656 \times 10^{70} s^4 + 1.071 \times 10^{75} s^3 + 2.462 \times 10^{79} s^2 \\ & + 8.163 \times 10^{83} s + 1.722 \times 10^{89} \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} Den1 = & s^{18} + 7009s^{17} + 2.038 \times 10^{11} s^{16} + 1.32 \times 10^{15} s^{15} + 1.669 \times 10^{22} s^{14} \\ & + 9.793 \times 10^{25} s^{13} + 7.087 \times 10^{32} s^{12} + 3.581 \times 10^{36} s^{11} + 1.678 \times 10^{43} s^{10} \\ & + 6.642 \times 10^{46} s^9 + 2.209 \times 10^{53} s^8 + 5.819 \times 10^8 s^{16} + 1.508 \times 10^8 s^{16} \\ & + 1.943 \times 10^8 s^{16} + 4.488 \times 10^{72} s^4 + 1.909 \times 10^{75} s^3 + 4.556 \times 10^{81} s^2 \\ & - 6.765 \times 10^{83} s - 2.841 \times 10^{87} \end{aligned} \quad (4.3)$$

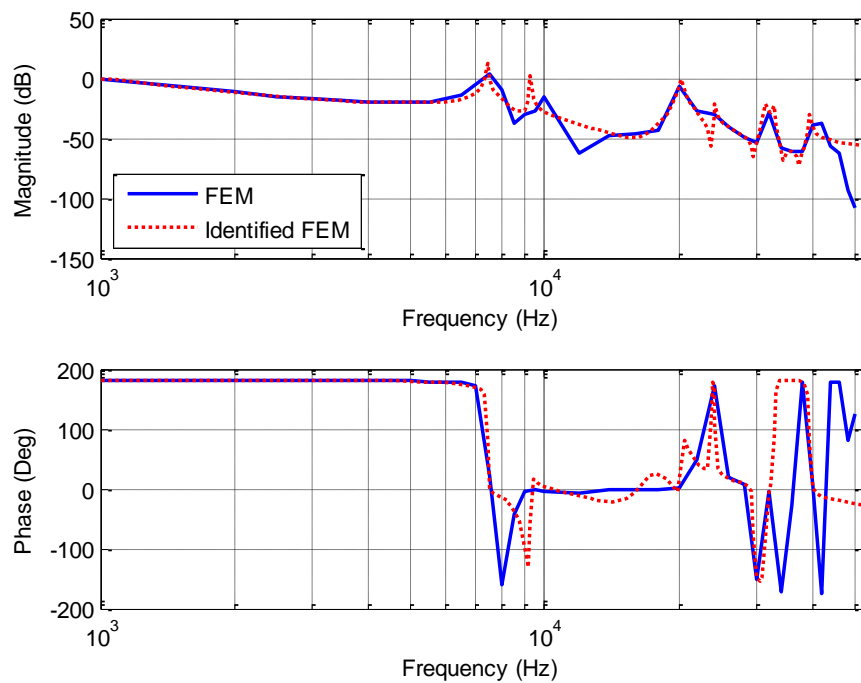
และ

$$P_{PZT} = \frac{Num2}{Den2} \quad (4.4)$$

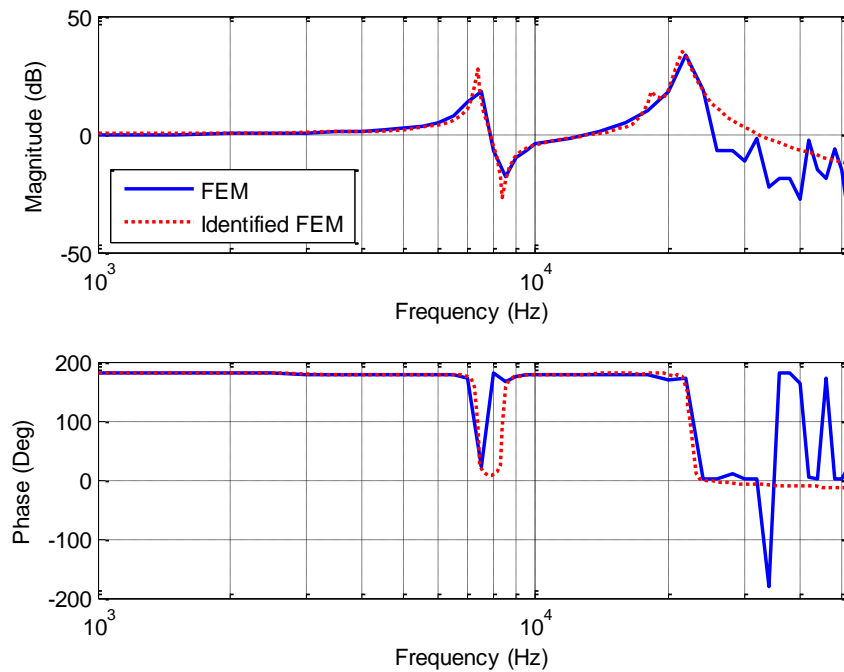
$$\begin{aligned} Num2 = & 1.388 \times 10^4 s^7 - 1.839 \times 10^{10} s^6 + 2.497 \times 10^{14} s^5 - 5.558 \times 10^{20} s^4 \\ & + 3.351 \times 10^{23} s^3 - 4.984 \times 10^{30} s^2 - 2.126 \times 10^{33} s - 9.98 \times 10^{39} \end{aligned} \quad (4.5)$$

$$\begin{aligned} Den2 = & s^8 + 9020s^7 + 5.248 \times 10^8 s^{16} + 3.376 \times 10^{14} s^5 + 9.453 \times 10^{20} s^4 \\ & + 3.588 \times 10^{24} s^3 + 6.38 \times 10^{30} s^2 + 7.714 \times 10^{33} s + 9.812 \times 10^{39} \end{aligned} \quad (4.6)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (4.1) และ (4.4) สามารถนำมาเป็นผลตอบสนองเชิงความถี่ได้ดังรูปที่ 4-9 และ 4-10 ตามลำดับ โดยที่ฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์ขดลวดเสียงที่เป็นตัวทำงานหลักและการเคลื่อนที่ในระดับหยาบมีอันดับของระบบ (system order) เป็น 18 และฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกที่เคลื่อนที่ในระดับละเอียดเป็นระบบอันดับที่ 8 โดยอันดับที่เลือกใช้มีการสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนที่เหมาะสมและใกล้เคียงกับผลตอบสนองเชิงความถี่จากแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ในช่วงความถี่ที่สนใจ และจากฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวทำงานทั้งสองที่ได้นี้จะนำไปใช้ในระบบควบคุม ตามรายละเอียดในหัวข้อถัดไป



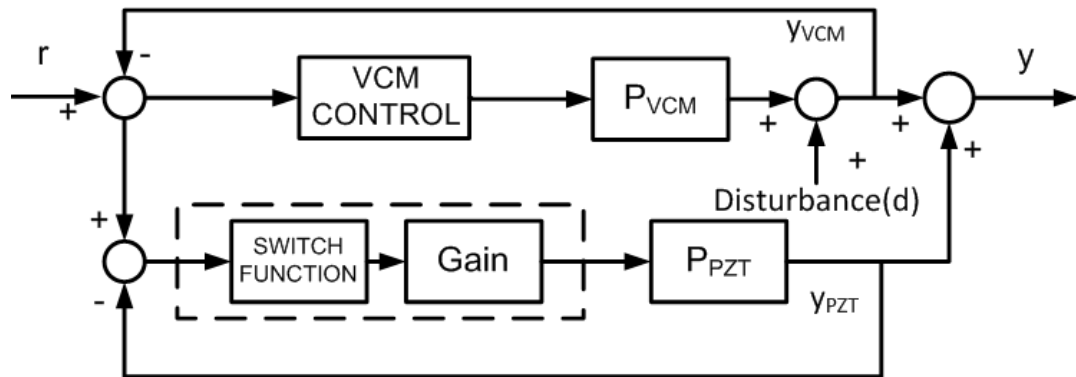
รูปที่ 4-9 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของมอเตอร์ขดลวดเสียงจากการจำลองระบบ



รูปที่ 4-10 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกจากการจำลองระบบ

4.3 ผลการควบคุมระบบและการตอบสนองขั้นบันได

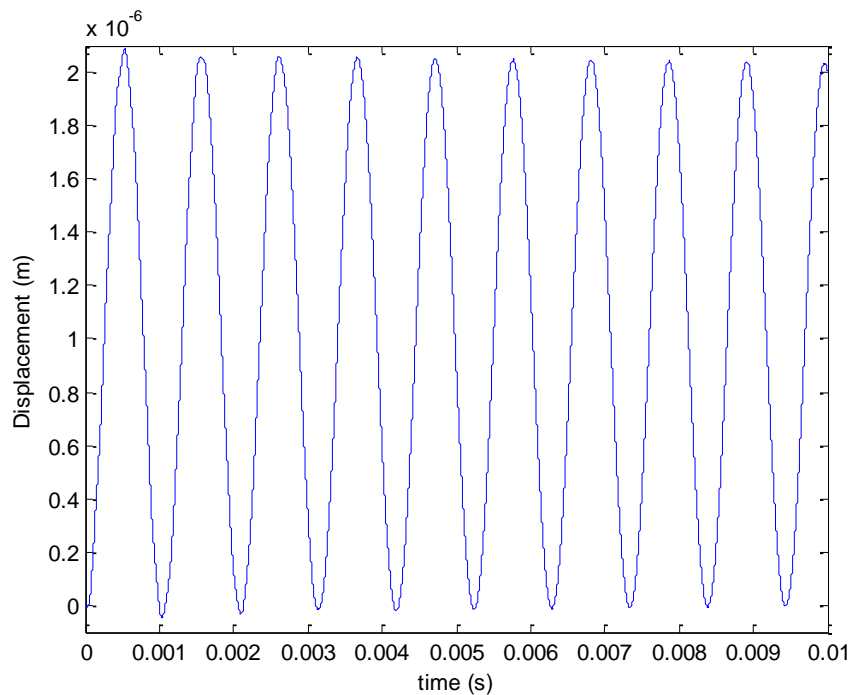
เมื่อได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวทำงานมอเตอร์ขดลวดเสียงและตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกแล้ว จากนั้นจึงนำฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้มาทำการออกแบบระบบควบคุม โดยเริ่มต้นจากการควบคุมหัวอ่านแบบขั้นตอนเดียว กล่าวคือมีการควบคุมตัวทำงานมอเตอร์ขดลวดเสียงเพียงตัวเดียว เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ในการควบคุม ต่อมาจึงทำการควบคุมแบบสองขั้นตอนดังแสดงในแผนภาพ 4-11 และนำพารามิเตอร์ที่ใช้ในระบบควบคุม PID ที่ได้มาใช้ในระบบควบคุมพีชซี PID ต่อไปโดยมีรายละเอียดของระบบควบคุมทั้งสองในหัวข้อที่ 4.3.1 และ 4.3.2 และผลตอบสนองขั้นบันไดที่ใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพมีค่า r เท่ากับ $1 \mu\text{m}$ และต้องการค่า overshoot ของผลตอบสนองระบบน้อยกว่า 5 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 4-11 แผนภาพการควบคุมหัวอ่านแบบสองขั้นตอน

4.3.1 ระบบควบคุม PID

การควบคุมแบบ PID มีการหาพารามิเตอร์ K_p , K_i และ K_d โดยใช้เทคนิควิธีการของ Ziegler–Nichols ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.3.1 เมื่อปรับค่า K_c จนเกิดการแกว่ง critically stable ดังแสดงในรูปที่ 4-12 โดยมีค่า K_c เท่ากับ 0.938 และมีคาบการแกว่ง P_c เท่ากับ 1.038×10^{-3} และสามารถหาค่า T_i และ T_d เท่ากับ 5.18×10^{-4} และ 1.30×10^{-4} ตามลำดับ



รูปที่ 4-12 ผลตอบสนองที่ค่า K_c เท่ากับ 0.938

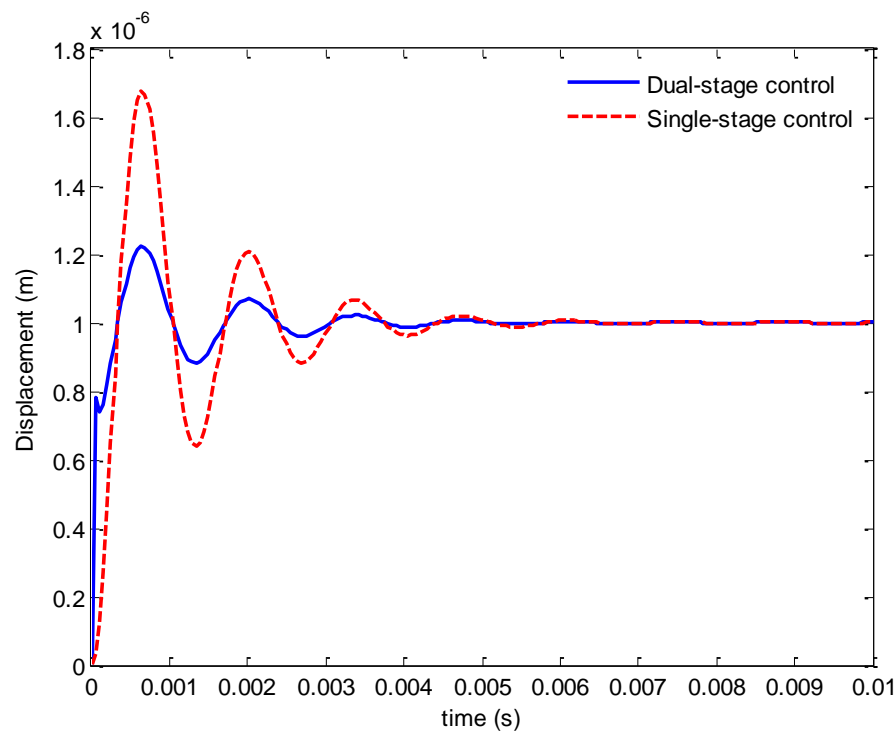
จากค่า K_c และ P_c ที่ได้สามารถนำมาหาค่าพารามิเตอร์ทั้งสามได้ดังนี้

$$K_p = 0.6K_c = 0.6(0.938) = 0.5628 \quad (4.7)$$

$$K_i = \frac{2K_p}{P_c} = \frac{2(0.5628)}{(1.038 \times 10^{-3})} = 1.804 \times 10^3 \quad (4.8)$$

$$K_d = \frac{K_p P_c}{8} = \frac{(0.5628)(1.038 \times 10^{-3})}{8} = 7.302 \times 10^{-5} \quad (4.9)$$

จากพารามิเตอร์ทั้งสามที่หาได้นั้นระบบควบคุมให้ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดดังรูปที่ 4-13 และเมื่อนำมาควบคุมร่วมกับตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกพบว่า มีค่า overshoot ของระบบลดลงกว่าเดิมมาก และมีค่า rise time และ settling time ลดลงกว่าเดิมจึงทำให้ระบบเข้าสู่ตำแหน่งเป้าหมายได้เร็วกว่าเดิม ดังแสดงในตารางที่ 4-3 เนื่องจากมีการใช้ตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกมาช่วยทำงาน ซึ่งตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกเป็นตัวทำงานที่ให้ผลตอบสนองเข้าสู่ตำแหน่งที่ต้องการได้อย่างรวดเร็วเมื่อถูกกระตุ้นจึงทำให้การควบคุมแบบสองขั้นตอนมีประสิทธิภาพดีกว่าการควบคุมแบบขั้นตอนเดียว



รูปที่ 4-13 ผลตอบสนองขั้นบันไดของระบบควบคุม PID

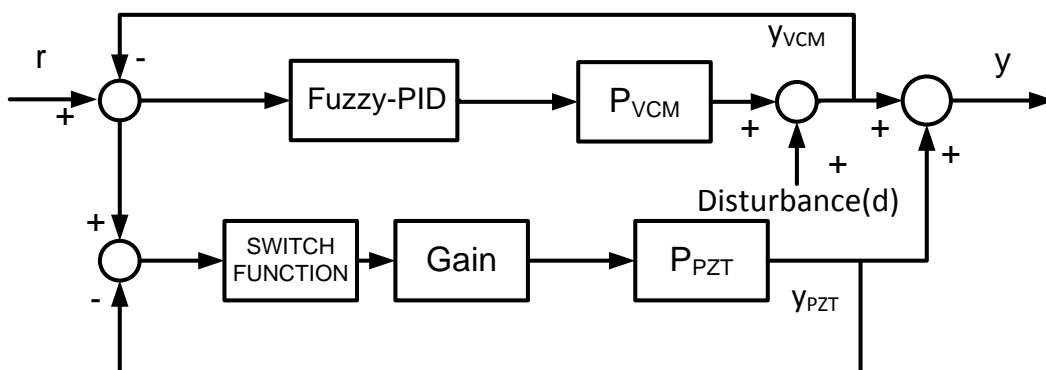
ตารางที่ 4-3 แสดงสมรรถนะของผลตอบสนองขั้นบันไดของระบบควบคุม PID

ระบบควบคุม PID	Rise time (ms)	Settling time (ms)	Overshoot (%)
Single-stage	0.226	4.80	67.51
Dual-stage	0.217	3.50	22.20

แม้ผลตอบสนองของระบบควบคุม PID แบบสองขั้นจะมีค่า overshoot น้อยกว่าแบบขั้นตอนเดียวแล้วก็ตาม แต่สามารถปรับปรุงระบบควบคุมให้มีประสิทธิภาพมากขึ้นโดยใช้ระบบควบคุมฟัซซี่ PID โดยมีรายละเอียดดังในหัวข้อถัดไป

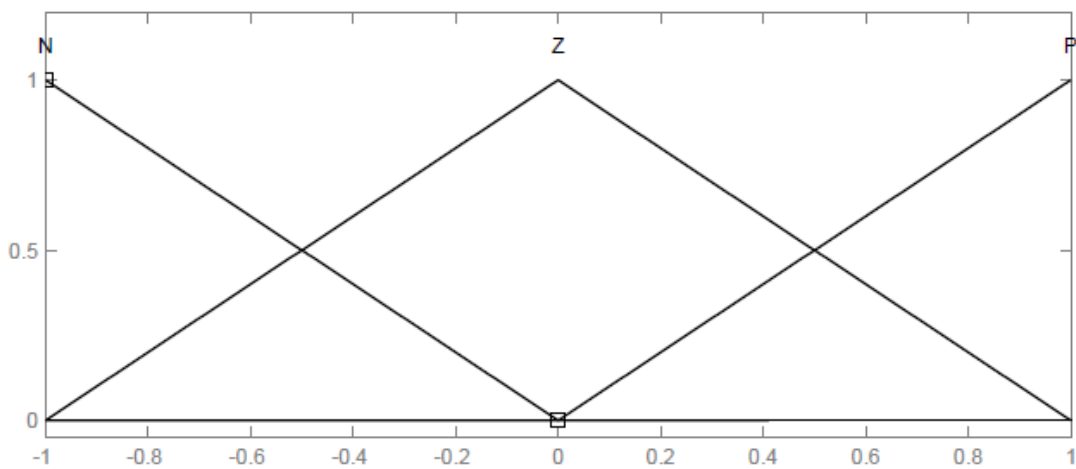
4.3.2 ระบบควบคุมฟัซซี่ PID

ในการออกแบบระบบควบคุมฟัซซี่ PID ได้มีการนำพารามิเตอร์ K_p , T_i และ T_d ที่ได้จากระบบควบคุม PID ดังที่นำเสนอในหัวข้อก่อนหน้านี้มาใช้ และมีวิธีการกำหนดพารามิเตอร์ของระบบควบคุมฟัซซี่ PID มีรายละเอียดดังแสดงในหัวข้อที่ 2.3.3 โดยเริ่มต้นที่ขบวนการฟัซซี่ฟิเคชัน ซึ่งเป็นการนำค่าที่รับเข้ามาในระบบแปลงเป็นฟัซซี่เซตโดยกำหนดให้มีค่า GE เท่ากับ 1 จากนั้นจึงนำเข้าสู่กระบวนการฟัซซี่รีชันนิ่งเพื่อทำการประมวลผล และสามารถหาค่า GU , GDE และ GIE ตามสมการที่ (2.27)-(2.29) ได้เท่ากับ 0.5628 , 1.30×10^{-4} และ 1.92×10^3 ตามลำดับ โดยมีแผนภาพการทำงานของระบบควบคุมฟัซซี่ PID ดังรูปที่ 4-14

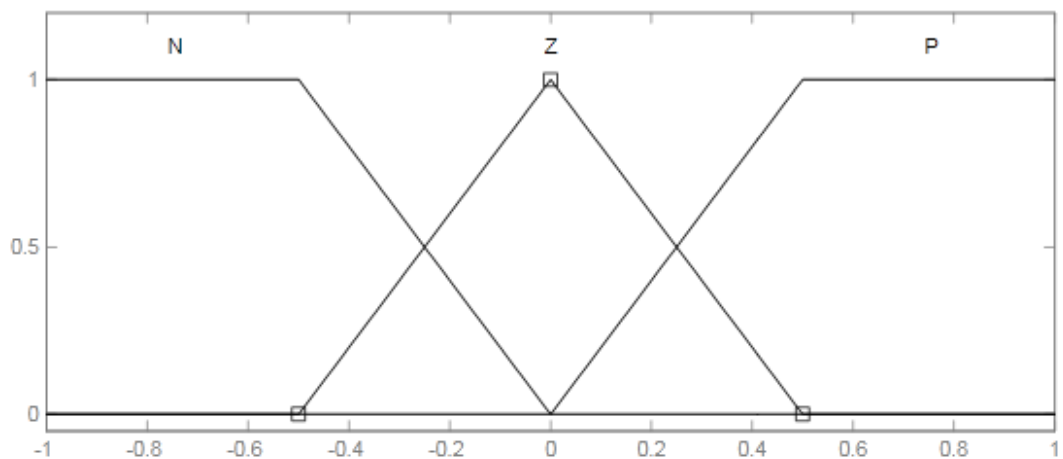


รูปที่ 4-14 ระบบควบคุมฟัซซี่ PID แบบสองขั้นตอน

ระบบควบคุมฟัซซีที่ใช้มีอินพุต 2 ตัว โดยมีฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของค่าความคลาดเคลื่อน (error, E) และค่าอนุพันธ์ความคลาดเคลื่อน (derivative of error, CE) ดังรูปที่ 4-15 มีฟังก์ชันความเป็นสมาชิก (membership function) 3 ฟังก์ชัน และฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของสัญญาณควบคุม (output) ดังรูปที่ 4-16 โดยที่ N , Z และ P คือ Negative, Zero และ Positive ตามลำดับ และกฎที่ใช้ในการควบคุมฟัซซีเป็นไปตามกฎของ Mamdani min ดังแสดงในตารางที่ 4-4 ซึ่งสามารถสร้างกฎฟัซซีแบบ 3×3 ได้ทั้งหมด 9 กฎ ให้ผลตอบแทนของขั้นบันไดดังแสดงในรูปที่ 4-17 และมีสมรรถนะดังแสดงในตารางที่ 4-6



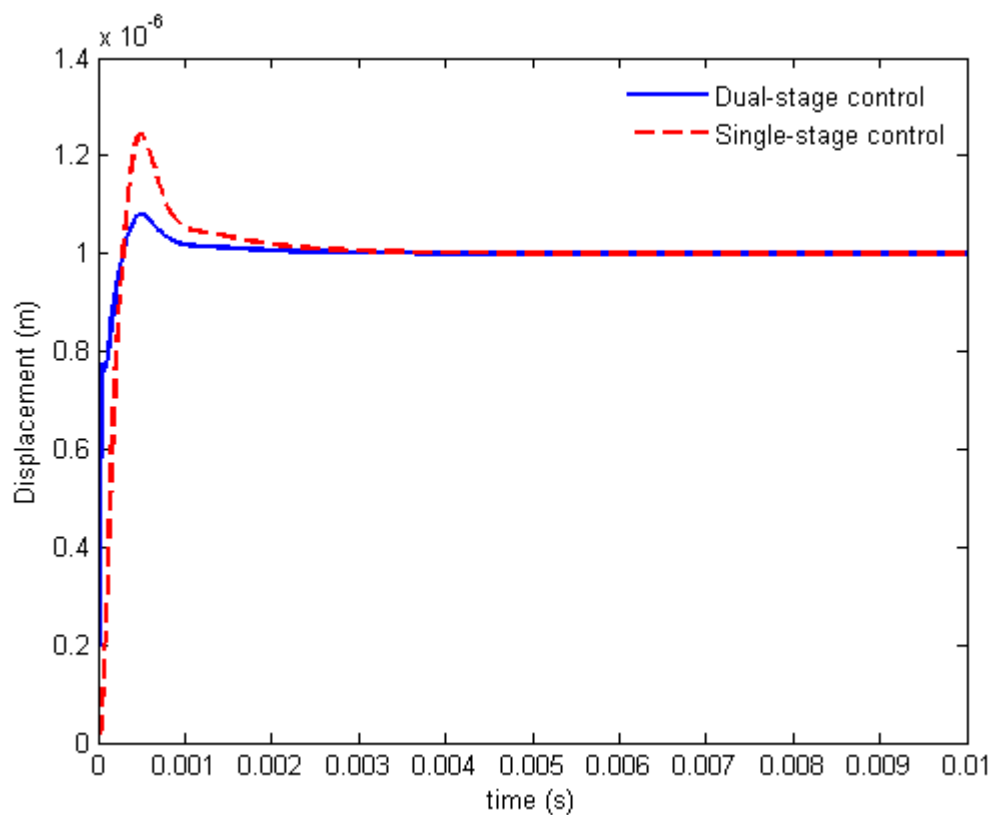
รูปที่ 4-15 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของอินพุตสำหรับฟัซซีแบบ 3×3



รูปที่ 4-16 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของสัญญาณควบคุมสำหรับฟัซซีแบบ 3×3

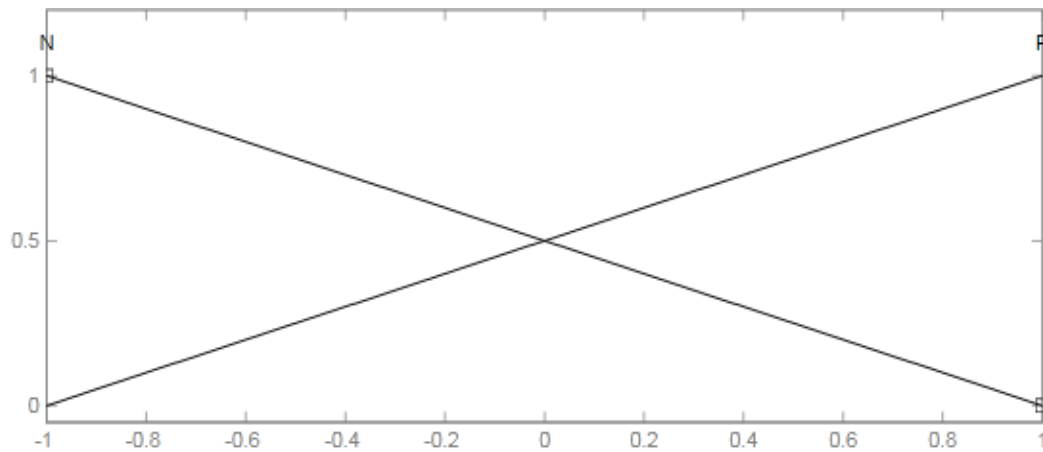
ตารางที่ 4-4 กฎของฟัซซีแบบ 3x3

Output		derivative of error (<i>CE</i>)		
		Negative	Zero	Positive
error (<i>E</i>)	Negative	N	N	Z
	Zero	N	Z	P
	Positive	Z	P	P

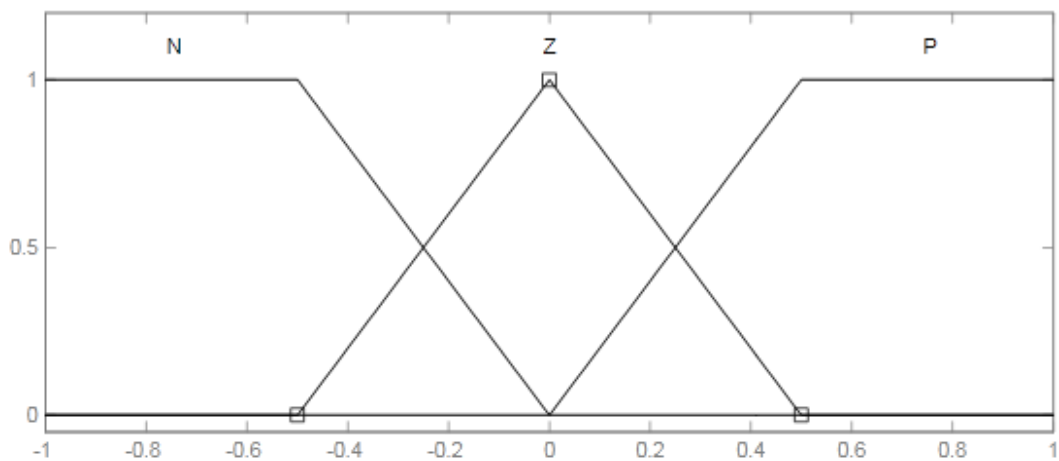


รูปที่ 4-17 ผลตอบสนองขั้นบันไดของระบบควบคุมฟัซซี PID แบบ 3x3

Vaishnav และ Khan (Vaishnav and Khan, 2007) ได้เสนอกฎที่ใช้ได้ครอบคลุมสำหรับทุกปัญหาที่มีอินพุต 2 ตัว และมีกฎที่ใช้ในการควบคุม 4 กฎ โดยมีฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของค่าความคลาดเคลื่อน และค่าอนุพันธ์ความ ดังรูปที่ 4-18 และมีฟังก์ชันความเป็นสมาชิกเพียง 2 ฟังก์ชัน และฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของสัญญาณควบคุมดังรูปที่ 4-19 โดยที่ *N*, *Z* และ *P* คือ Negative, Zero และ Positive ตามลำดับ และกฎที่ใช้ในการควบคุมฟัซซีเป็นไปตามกฎของ Mamdani min ดังแสดงในตารางที่ 4-5



รูปที่ 4-18 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของอินพุตสำหรับฟัซซี่แบบ 2x2

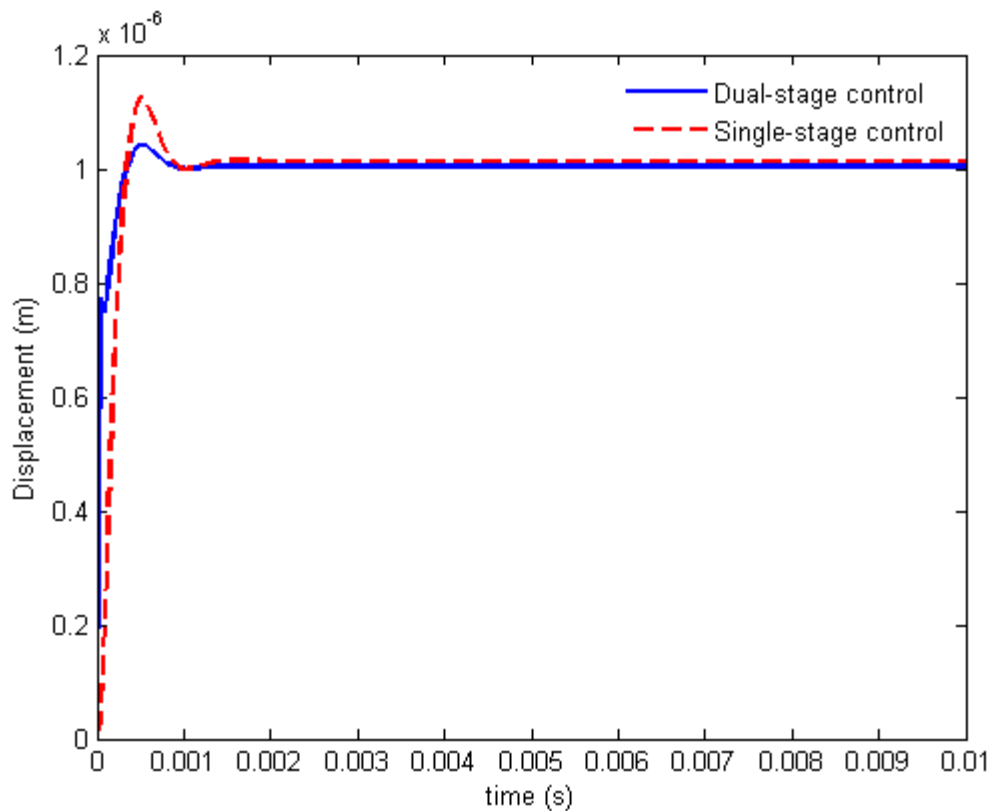


รูปที่ 4-19 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของสัญญาณควบคุมของฟัซซี่ 2x2

ตารางที่ 4-5 กฎของฟัซซี่แบบ 2x2

Output		derivative of error (CE)	
		Negative	Positive
error (E)	Negative	N	Z
	Positive	Z	P

จากระบบควบคุมพีชซี PID แบบ 2x2 ที่นำเสนอนี้ เมื่อนำมาควบคุมตัวทำงานมอเตอร์ขดลวดเสียงแล้วสามารถลดค่า overshoot ลดลงกว่าเดิมอย่างเห็นได้ชัดดังแสดงในรูปที่ 4-20 และเมื่อนำมาทำงานร่วมกับตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกสามารถลด overshoot ของระบบเหลือเพียง 4.13 เปอร์เซ็นต์ และมีค่า settling time ลดลงเหลือ 0.71 ms แต่ให้ค่า rise time ที่เพิ่มขึ้น จากตารางที่ 4-6 ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้นและเมื่อเปรียบเทียบกับระบบควบคุมพีชซี PID แบบ 3x3 จะเห็นได้ว่าการใช้ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกและกฎพีชซีที่น้อยในระบบอันดับสูง (high order system) แบบ 2x2 นั้นสามารถให้ผลตอบสนองที่รวดเร็วกว่าไม่แตกต่างจากพีชซีแบบ 3x3 มากนัก และยังช่วยลดเวลาประมวลผลในการทำงาน



รูปที่ 4-20 ผลตอบสนองขั้นบันไดของระบบควบคุมพีชซี PID แบบ 2x2

ตารางที่ 4-6 สมรรถนะผลตอบสนองขั้นบันไดของระบบควบคุมพีซี PID แบบ 3x3 และ 2x2

ระบบควบคุมพีซีPID	Rise time (ms)	Settling time (ms)	Overshoot (%)
Single-stage			
แบบ 3x3	0.19	1.9	24.57
แบบ 2x2	0.22	0.84	12.57
Dual-stage			
แบบ 3x3	0.18	0.94	8.05
แบบ 2x2	0.21	0.71	4.13

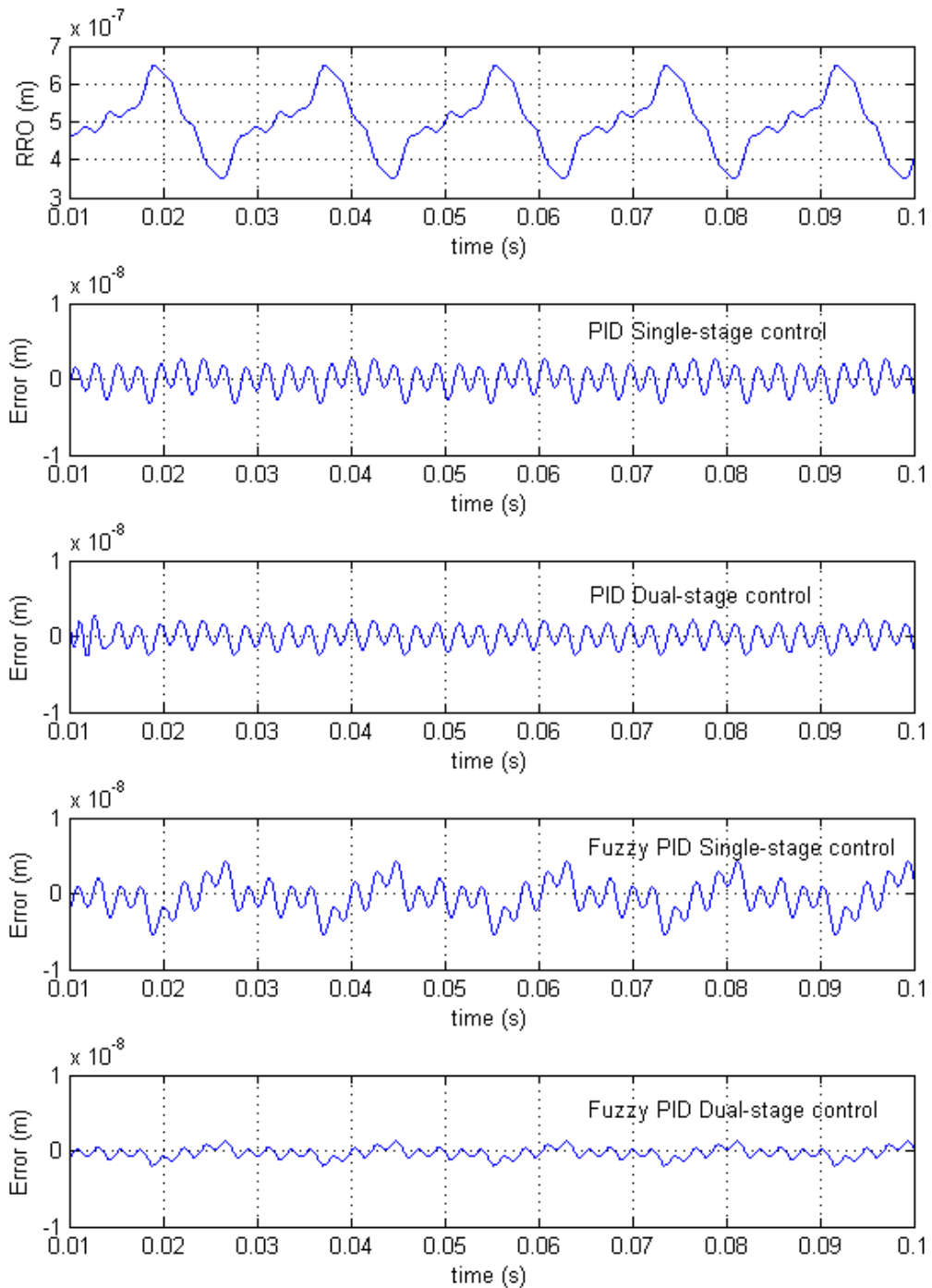
จากผลการควบคุมพบว่า การควบคุมแบบสองขั้นตอนสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของผลตอบสนองของระบบได้ดีกว่าการควบคุมแบบขั้นตอนเดียว และระบบควบคุมแบบพีซี PID แบบ 2x2 สามารถลด overshoot และ settling time ของระบบได้ดีกว่าระบบควบคุมแบบ PID และพีซี PID แบบ 3x3 เนื่องจากการปรับค่าสัญญาณควบคุมให้สอดคล้องตามค่าความคลาดเคลื่อนและค่าอนุพันธ์ความคลาดเคลื่อนตามกฎของพีซี แต่ระบบควบคุมแบบพีซี PID มีข้อเสียในการควบคุมเมื่อระบบมีค่า error เกิดขึ้นมาเพียงเล็กน้อย ระบบต้องทำการคำนวณต่อไปจนกว่าจะได้ค่าตำแหน่งที่ต้องการ และระบบควบคุมพีซี PID จำเป็นต้องทำการปรับฟังก์ชันความเป็นสมาชิกหากรุ่นหรือแบบของระบบขับเคลื่อนเปลี่ยนไป

4.4 ผลการทดสอบสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อน (position error signal test, PES test)

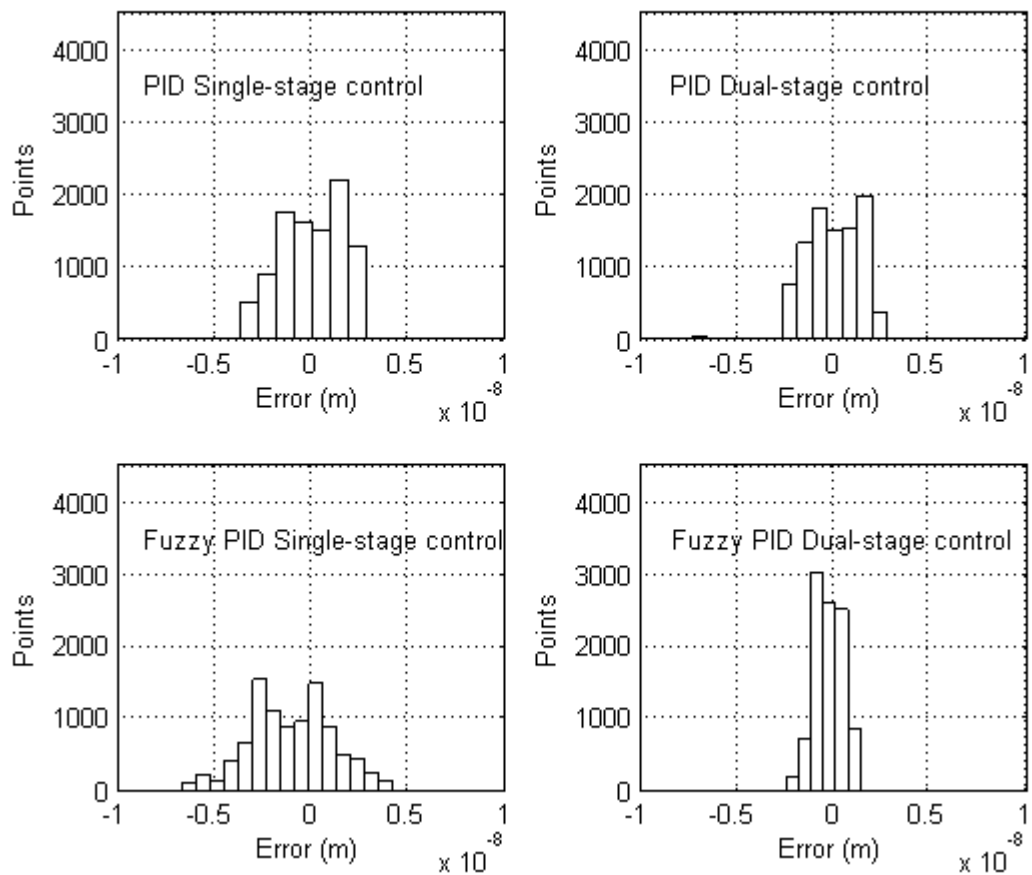
ในการทำงานจริงของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์นั้นมีการคลาดเคลื่อนของตำแหน่งเกิดขึ้น เนื่องจากการรบกวนซึ่งแบ่งเป็นสัญญาณ RROs (repeatable runouts) และ NRROs (non-repeatable runouts) ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.4 และสำหรับสัญญาณที่ใช้ทดสอบเป็นสัญญาณ RROs ดังสมการที่ (4.10) (Peng et al., 2004) โดยสมการนี้มีหน่วยเป็นไมโครเมตรและให้อินพุตของระบบอยู่ตำแหน่งที่ 0 สามารถดูผลของประสิทธิภาพของระบบจากการทดสอบสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อนได้จากค่า $3\sigma_{pes}$ เมื่อทำการพล็อตฮิสโทแกรมของผลตอบสนองต่อสัญญาณ $w(t)$ ตามสมการ

$$w(t) = 0.5 + 0.1\cos(110\pi t) + 0.05\sin(220\pi t) + 0.02\sin(440\pi t) + 0.01\sin(880\pi t) \quad (4.10)$$

โดยมีผลทดสอบของสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อนจากระบบควบคุม PID และฟัซซี่ PID ดังแสดงในรูปที่ 4-21 และในรูปที่ 4-22 เป็นการนำข้อมูลมาแสดงแบบฮิสโทแกรมเพื่อหาค่า $3\sigma_{pes}$ ของผลตอบสนอง



รูปที่ 4-21 ผลตอบสนองสัญญาณ RROs



รูปที่ 4-22 ฮิสโทแกรมของผลตอบสนองสัญญาณ RROs

ตารางที่ 4-7 แสดงค่า $3\sigma_{pes}$ ของผลทดสอบสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อน

ระบบควบคุม	Single-stage (μm)	Dual-stage (μm)
PID	0.0047	0.0038
ฟัซซี่ PID	0.0053	0.0018

ผลตอบสนองสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อนควรมีค่า $3\sigma_{pes}$ น้อยกว่า 10% ของความหนาแน่นแนวข้อมูล ซึ่งฮาร์ดดิสก์ที่ใช้มีขนาดความหนาแน่นแนวข้อมูลเท่ากับ 230 kTPI หรือขนาดเส้นแนวข้อมูลประมาณ $0.1 \mu\text{m}$ จากตารางที่ 4-7 แสดงผลของค่า $3\sigma_{pes}$ ของแต่ละระบบควบคุมพบว่าระบบควบคุมฟัซซี่ PID แบบสองขั้นตอนให้ผลตอบสนองสัญญาณ

คลาดเคลื่อนได้ดีที่สุด โดยให้ค่า $3\sigma_{pes}$ เท่ากับ $0.0018 \mu\text{m}$ โดยมีค่าน้อยกว่า 10% ของความหนาแน่นแนวข้อมูลหรือประมาณ $0.01 \mu\text{m}$ ดังนั้นเมื่อระบบถูกรบกวนด้วยสัญญาณจากภายนอกแล้วระบบควบคุมพีซีซี PID แบบสองชั้นตอนจะช่วยให้ระบบเข้าใกล้ตำแหน่งที่ต้องการมากที่สุด

จากผลการทดสอบประสิทธิภาพจากผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดและผลตอบสนองสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อนพบว่า การควบคุมแบบสองชั้นตอนให้ผลการตอบสนองสัญญาณคลาดเคลื่อนได้ดีกว่าการควบคุมแบบชั้นตอนเดียว เนื่องจากมีตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกมาช่วยในการทำงานและตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกให้ผลการตอบสนองที่รวดเร็ว จึงให้ผลการควบคุมตำแหน่งดีกว่าการทำงานด้วยมอเตอร์ขดลวดเสียงเพียงอย่างเดียวและระบบพีซีซี PID ที่ใช้ในการควบคุมมีกฎพีซีซีน้อย แต่ให้ผลการทดสอบประสิทธิภาพดีกว่าระบบควบคุม PID เนื่องจากระบบพีซีซี PID เหมาะสมกับการควบคุมระบบไม่เชิงเส้น (nonlinear system) เช่น ระบบการควบคุมหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ ทำให้ระบบเข้าตำแหน่งที่ต้องการ (set point) ได้อย่างรวดเร็วและแม่นยำกว่าการใช้ระบบควบคุม PID (Jantzen, 1998)

บทที่ 5

สรุปผล

งานวิจัยนี้มีจุดประสงค์เพื่อศึกษาการควบคุมตำแหน่งหัวอ่านฮาร์ดดิสก์แบบสองชั้นตอนที่สามารถเข้าถึงข้อมูลได้เร็วขึ้น เนื่องจากปัจจุบันฮาร์ดดิสก์ไทรฟ์ต้องการความจุมากขึ้นและมีขนาดเส้นแนวข้อมูล (track) ขนาดเล็กลงจึงต้องการความเร็วและแม่นยำในการเข้าถึงตำแหน่งข้อมูล โดยมีตัวทำงาน 2 ชนิด ได้แก่ มอเตอร์ขดลวดเสียงและตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกมาใช้ในการขับเคลื่อนหัวอ่าน ตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกที่เพิ่มเข้ามาช่วยให้หัวอ่านเคลื่อนที่เข้าสู่ตำแหน่งที่ต้องการได้เร็วกว่าการใช้มอเตอร์ขดลวดเสียงเพียงอย่างเดียว เพราะตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกมีความแข็งตึง (stiffness) มากกว่ามอเตอร์ขดลวดเสียงแต่มีข้อจำกัดเรื่องระยะการเคลื่อนที่ ซึ่งสามารถเคลื่อนที่ได้ในระดับไมโครเมตร ด้วยการเข้าถึงข้อมูลได้เร็วขึ้นจึงเป็นการเพิ่มสมรรถนะการทำงานของฮาร์ดดิสก์และคอมพิวเตอร์เพื่อรองรับความต้องการเทคโนโลยีที่สูงขึ้นในอนาคต

ฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์ขดลวดเสียงและตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกในงานวิจัยนี้ได้จากการหาเอกลักษณ์ของระบบ (system identification) ของผลตอบสนองเชิงความถี่ของแบบจำลองไฟไนต์ของชุดแขนเลื่อน ซึ่งแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์นั้นได้ถูกตรวจสอบความถูกต้องโดยใช้ผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ได้จากการทดลอง ในการเปรียบเทียบเพื่อตรวจสอบความถูกต้องพบว่าค่าผลจำลองโหมดการสั่นสะเทือนที่เกิดขึ้นมีค่าความเคลื่อนต่างจากผลการทดลองเล็กน้อย เนื่องจากการกำหนดเงื่อนไขขอบในแบบจำลองแตกต่างกับลักษณะทางกายภาพเล็กน้อย และมีการลดชั้นส่วนของ flexure cable จาก 4 ชั้น ให้เหลือเพียง 1 ชั้น เพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณและการต่อชิ้นงานลง ผลตอบสนองเชิงความถี่ของแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ที่ได้นี้ถูกนำมาใช้หาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวทำงานทั้งสองโดยการหาเอกลักษณ์ของระบบด้วยระเบียบวิธีของ Gauss-Newton จากนั้นจึงใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้มาออกแบบระบบควบคุม

ระบบควบคุมแบบสองชั้นตอนในงานวิจัยนี้เป็นแบบ dual feedback loop ซึ่งมีข้อดีคือสามารถควบคุมวงปิดของแต่ละตัวทำงานได้พร้อมกัน จึงทำให้ระบบมีผลตอบสนองที่รวดเร็วยิ่งขึ้น โดยการใช้ระบบควบคุม PID ควบคุมมอเตอร์ขดลวดเสียง และใช้ฟังก์ชันสวิตช์ควบคุมกับตัวขยายสัญญาณสำหรับควบคุมตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริก ต่อมาได้ทำการพัฒนามา

เป็นระบบควบคุมพีซี PID พบว่าระบบควบคุมแบบสองขั้นตอนของระบบพีซี PID สามารถลด overshoot ของระบบเหลือเพียง 4.13 เปอร์เซ็นต์ และช่วยลด rise times และ settling time เหลือเพียง 0.21 และ 0.71 ms ตามลำดับ ซึ่งให้สมรรถนะดีกว่าระบบ PID จากการทดสอบผลตอบแทนขั้นบันได พบว่าตัวควบคุมทั้งแบบ PID และพีซี PID ของการควบคุมระบบแบบสองขั้นตอนมีสมรรถนะดีกว่าการควบคุมแบบขั้นตอนเดียว นอกจากนี้ผลการทดสอบสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อนพบว่าระบบควบคุมพีซี PID นี้ให้ค่า $3\sigma_{pes}$ เท่ากับ 0.0018 μm ซึ่งเข้าใกล้กับตำแหน่งอ้างอิงมากที่สุด และมีค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นน้อยกว่า 10 เปอร์เซ็นต์ของความหนาแน่นแนวข้อมูล ดังนั้นระบบควบคุมพีซีแบบสองขั้นตอนจึงเป็นระบบที่มีสมรรถนะดีที่สุดสำหรับงานวิจัยนี้

ความรู้ที่ได้จากงานวิจัยชิ้นนี้สามารถนำไปออกแบบและสร้างแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ของชุดแขนเลื่อนเพื่อใช้ประโยชน์ในการปรับเปลี่ยนรูปแบบของชิ้นงานได้ และนำผลตอบแทนเชิงความถี่ที่ได้มาใช้เพื่อออกแบบระบบควบคุม โดยไม่จำเป็นต้องสร้างชิ้นงานจริง ทำให้ลดค่าใช้จ่าย ลดเวลา และประหยัดทรัพยากรที่ใช้ในการสร้างต้นแบบของชุดหัวอ่านได้

บรรณานุกรม

- ศิริขรรีวัตร. (2549). ผลการคายประจุไฟฟ้าสถิตในหัวบันทึก *Electrostatic discharge effects in Recording heads*. ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ.
- Boettcher, U., Raeymaekers, B., De Callafon, R. A., and Talke, F. E. (2009). "Dynamic Modeling and Control of a Piezo-Electric Dual-Stage Tape Servo Actuator." *Magnetics, IEEE Transactions on*, 45(7), 3017 –3024.
- Chang, J. K., and Ho, H. T. (1999). "LQG/LTR frequency loop shaping to improve TMR budget." *IEEE Transactions on Magnetics*, 35(5), 2280–2282.
- Choraingern, J., Trisuwannawat, T., Numsomran, A., and Model, A. P. (2009). "PID controller design for following control of hard disk drive by characteristic ratio assignment method." *Engineering and Technology*, 73–79.
- Chen, B. M., and Lee, T. H. (2006). *Hard Disk Drive Servo Systems*. Springer.
- Chen, B. M., Lin, Z., and Liu, K. (2002). "Robust and perfect tracking of discrete-time systems." *Automatica*, 38(2), 293–299.
- COMSOL Inc. (2011). *COMSOL4.2 Structural Mechanics Module User's Guide*. COMSOL: United States.
- Dennis, J. E., and Schnabel, R. B. (1996). *Numerical methods for unconstrained optimization and nonlinear equations*. SIAM.
- Ding, J., Wu, S. C., and Tomizuka, M. (2004). "Settling control with reference redesign for dual actuator hard disk drive systems." *Annual Reviews in Control*, 28(2), 219–227.
- Guo, L., Martin, D., and Brunnett, D. (1999). "Dual-stage actuator servo control for high density disk drives." *1999 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, 1999. Proceedings*, IEEE, 132–137.
- Horowitz, R., Li, Y., Oldham, K., Kon, S., and Huang, X. (2007). "Dual-stage servo systems and vibration compensation in computer hard disk drives." *Control Engineering Practice*, 15(3), 291–305.
- Jantzen, J. (1998). "Tuning of fuzzy PID controllers." *Technical University of Denmark Department of Automation Bldg*, 871(98), 1–22.
- Kilian, S., Zander, U., and Talke, F. E. (2003). "Suspension modeling and optimization using finite element analysis." *Tribology International*, 36(4–6), 317–324.

- Liu, G. R., and Quek, S. S. (2003). *The finite element method: a practical course*. Butterworth-Heinemann.
- Mamun, A. A., Guo, G., and Bi, C. (2007). *Hard disk drive: mechatronics and control*. CRC Press.
- Pang, C., Wu, Daowei, Guo, G., Chong, T., and Wang, Y. (2005). "Suppressing sensitivity hump in HDD dual-stage servo systems." *Microsystem Technologies*, 11(8), 653–662.
- Paraskevopoulos, P. N. (2002). *Modern control engineering*. Marcel Dekker.
- Peng, K., Chen, B. M., Lee, T. H., and Venkataramanan, V. (2004). "Design and implementation of a dual-stage actuated HDD servo system via composite nonlinear control approach." *Mechatronics*, 14(9), 965–988.
- Selvakumar, P., and Kannadasan, T. (2010). "Modified intelligent fuzzy controller of tracking a Hard Disk Drive actuator using the approaching index switch." *2010 International Conference on Industrial Electronics, Control & Robotics (IECR)*, IEEE, 180–184.
- Sun, H., Yang, Z., Li, K., Li, B., Xie, J., Wu, Dan, and Zhang, L. (2009). "Vibration suppression of a hard disk driver actuator arm using piezoelectric shunt damping with a topology-optimized PZT transducer." *Smart Materials and Structures*, 18(6), 065010.
- Suthasan, T., Mareels, I., and Al-Mamun, A. (2004). "System identification and controller design for dual actuated hard disk drive." *Control Engineering Practice*, 12(6), 665–676.
- Suzuki, K., and Kurita, M. (2004). "Active-head sliders for flying-height adjustment in magnetic storage." *Micro Electro Mechanical Systems, 2004. 17th IEEE International Conference on. (MEMS)*, IEEE, 865– 868.
- Thum, C. K., Du, C., Chen, Ben M., Ong, E. H., and Tan, K. P. (2010). "A Unified Control Scheme for Track Seeking and Following of a Hard Disk Drive Servo System." *Ieee Transactions on Control Systems Technology*, 18(2), 294–306.
- Vaishnav, S. R., and Khan, Z. J. (2007). "Design and performance of PID and fuzzy logic controller with smaller rule set for higher order system." *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science 2007*.

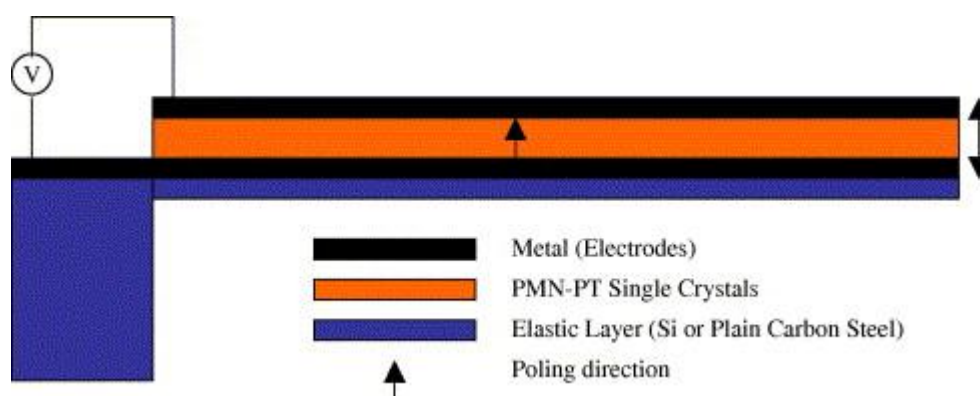
- Venkataramanan, V., Chen, B. M., Lee, T. H., and Guo, G. (2002). "A new approach to the design of mode switching control in hard disk drive servo systems." *Control Engineering Practice*, 10(9), 925–939.
- Wang, L. X. (1994). *Adaptive Fuzzy Systems and Control: Design and Stability Analysis*. Prentice Hall.
- Zheng, J., Guo, G., and Wang, Y. (2005). "Identification and decentralized control of a dual-actuator hard disk drive system." *IEEE Transactions on Magnetics*, 41(9), 2515–2521.
- Zhong, Z. W., and Sun, J. (2004). "A suspension integrated with a piezoelectric microactuator for dual stage actuation." *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 24(9-10), 686–692.
- Ziegler, J. G., and Nichols, N. B. (1942). "Optimum setting for PID controllers." *Transactions of ASME*, 64, 759–768.
- Ziegler, J. G., and Nichols, N. B. (1943). "Process Lags in Automatic Control Circuit." *Trans. American Society of Mechanical Engineers*, 65, 433–444.

ภาคผนวก ก
ตัวอย่างการสร้างแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ด้วยโปรแกรม
COMSOL Multiphysics

ในการสร้างแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ของโปรแกรม COMSOL Multiphysics ประกอบด้วยขั้นตอนของการเลือกโมดูล คุณสมบัติของวัสดุ เงื่อนไขขอบ การต่อชิ้นงาน และผลการวิเคราะห์ โดยได้ยกตัวอย่างงานตามวิจัยของ Kim และคณะ (2006) ที่ทำการเปรียบเทียบคุณสมบัติการดัดงอ (bending) ของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกเซรามิก 3 ชนิด ที่ให้ประสิทธิภาพดีที่สุดสำหรับการใช้งานในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

การจำลองแบบด้วยระเบียบวิธีทางไฟไนต์เอลิเมนต์

งานวิจัยของ Kim และคณะ (2006) มีแผนภาพเค้าร่างของตัวทำงานทำงานเพียโซอิเล็กทริกเซรามิก ดังรูป ก-1 โดยในตัวอย่างนี้ได้เลือกผลของชั้นเพียโซอิเล็กทริกที่ทำจากวัสดุ $\text{pb}(\text{Mg}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3\text{-PbTiO}_3$ (PMN-PT) และชั้นยืดหยุ่น (elastic layer) ที่ทำจากวัสดุเหล็กกล้าคาร์บอน (carbon steel) ซึ่งให้ผลการเปลี่ยนแปลงรูปร่างที่ดีที่สุด ชั้น PMN-PT และชั้นเหล็กกล้าคาร์บอนมีความกว้างและความยาวเท่ากับ 2 mm และ 12 mm ตามลำดับ ความหนาของชั้น PMN-PT และชั้นเหล็กกล้าคาร์บอน เท่ากับ 150 μm และ 40 μm ตามลำดับ



รูปที่ ก-1 โครงสร้างของตัวทำงานเพียโซอิเล็กทริกแบบโค้ง (Kim et al., 2006)

โดยในโปรแกรม COMSOL Multiphysics มีขั้นตอนการสร้างและวิเคราะห์แบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ ดังนี้

1. Model navigator

เป็นการเลือกสมการหลักที่ใช้ในการคำนวณ โดยเริ่มจากการเลือกมิติทำการเป็น 3 มิติ ใช้โมดูลการวิเคราะห์แบบ piezoelectric devices และใช้การวิเคราะห์แบบสถิต (static) โดยมีขั้นตอนนี้

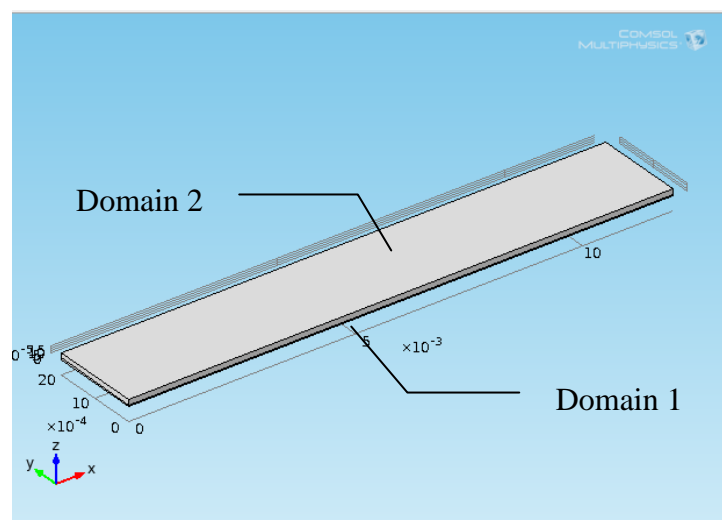
- 1) ไปที่หน้าต่าง Model Wizard ในส่วนของ Select Space Dimension เลือก 3D คลิก Next
- 2) ในส่วนของ Add physics เลือก Structural Mechanics> Piezoelectric Devices (pzd) คลิก Next
- 3) ในส่วนของ Studies เลือก Preset Studies> Stationary คลิก Finish

2. การสร้างแบบจำลอง

ได้มีการส่งออก (export) ชิ้นงานจากโปรแกรม SolidWorks เป็นรูปแบบ 3 มิติ โดยจัดเก็บในรูปแบบไฟล์ parasolid (.x_t) มีขนาดดังที่กล่าวไว้ในข้างต้น โดยมีขั้นตอนดังนี้

- 1) ไปที่หน้าต่าง Model Builder เลือก Geometry 1 คลิกซ้ายเลือก Import
- 2) ในส่วนหน้าต่าง Settings ของ Import1 คลิก Browse เพื่อเลือกชิ้นงาน
- 3) เมื่อเลือกชิ้นงานแล้วให้คลิก Open จากนั้นจึงคลิก Import

ในตัวอย่างนี้ได้ทำการ Import ชิ้นงานมา 2 ชิ้น โดยเรียกชิ้นงานที่ Import ว่า Domain ดังนั้นจึงได้ว่าชั้นเหล็กกล้าคาร์บอนเป็น Domain 1 และชั้น PMN-PT เป็น Domain 2 ดังรูป ก-2



รูปที่ ก-2 ชิ้นงานที่ได้จากการ import

และในขั้นตอนนี้ได้มีการเชื่อมต่อชิ้นงานโดย

- 1) ไปที่หน้าต่าง Model Builder เลือก Definitions คลิกซ้ายเลือก Identity Pair1

2) ที่หน้าต่าง Settings ของ Pair เลือกส่วนของ Source Boundaries ในส่วนด้านล่างของวัสดุ PMN-PT ที่ติดกับวัสดุเหล็กกล้าคาร์บอน และด้านบนของวัสดุเหล็กกล้าคาร์บอน เลือกเป็น Destination Boundaries

3. กำหนดสมบัติทางกายภาพ

เป็นขั้นตอนของการกำหนดคุณสมบัติของวัสดุ เงื่อนไขขอบ และการเชื่อมต่อชิ้นงาน โดยมีคุณสมบัติของวัสดุแสดงในตารางที่ ก-1 และมีเงื่อนไขขอบแสดงในรูป ก-3 มีการตรึง (fixed) ในชั้นเหล็กกล้าคาร์บอน และกระตุ้นไฟฟ้าทางด้านบนของชั้น PMN-PT และทางด้านล่างเป็นกราวด์ ซึ่งอยู่ระหว่างชั้นของ PMN-PT และเหล็กกล้าคาร์บอน

ตารางที่ ก-1 คุณสมบัติของวัสดุ

คุณสมบัติ	PMN-PT	เหล็กกล้าคาร์บอน
Elastic modulus (Gpa)	-	210
Poisson's ratio	-	0.28
Mass density (kg/m ³)	7850	7800
Elastic compliance matrix (10 ⁻¹² m ² /N)		
S_{11}^E	70.2	-
S_{12}^E	-13.1	-
S_{13}^E	-56.0	-
S_{33}^E	119.4	-
S_{44}^E	14.5	-
S_{66}^E	15.2	-
Piezoelectric charge constant (10 ⁻¹² C/N)		
d_{31}	-1338	-
d_{33}	2820	-
d_{15}	146	-
Relative dielectric constant		
ϵ_{11}^{rt}	1600	-
ϵ_{33}^{rt}	8250	-

3.1 Materials เป็นการกำหนดคุณสมบัติของวัสดุสามารถใช้ค่าวัสดุที่มีอยู่ในโปรแกรม (library material) หรือสามารถตั้งค่าได้เองโดยมีวิธีดังนี้

วัสดุเหล็กกล้าคาร์บอน

1) ในหน้าต่างของ Model Builder คลิกขวาบนเมนู Materials และเลือก Material

2) เลือก Domain 1

3) ไปที่หน้าต่าง Settings ของ Material

4) คลิกในส่วนของ Material properties เลือก Solid mechanics>Linear Elastic Material Model>Young's Modulus and Poisson's Ratio คลิก Add to Material

5) ตั้งค่าความหนาแน่นของวัสดุในส่วนของ Material properties เลือก Basic Properties> Density คลิก Add to Material

6) ในส่วนของ Material Contents ให้ใส่ค่าคุณสมบัติวัสดุของเหล็กกล้าคาร์บอนในตารางตามตารางที่ ก-1

วัสดุ PMN-PT

1) ในหน้าต่างของ Model Builder คลิกขวาบนเมนู Materials และเลือก Material

2) เลือก Domain 2

3) ไปที่หน้าต่าง Settings ของ Material

4) คลิกในส่วนของ Material properties เลือก Piezoelectric Models> Strain-Charge Form คลิก Add to Material

5) ทำการใส่ค่าความหนาแน่นของวัสดุเหมือนกับขั้นตอนของวัสดุเหล็กกล้าคาร์บอน

6) ในส่วนของ Material Contents ให้ใส่ค่าคุณสมบัติของวัสดุ PMN-PT ในตารางตามตารางที่ ก-1

3.2 Piezoelectric Devices เป็นส่วนที่ใช้ในการกำหนดสมการที่ใช้ในการคำนวณ ในตัวอย่างนี้ ได้ใช้สมการคำนวณของ Piezoelectric Material Model และ Linear Elastic Material Model และใช้ในการกำหนดเงื่อนไขขอบที่ใช้ในการคำนวณโดยแบ่งเป็นส่วนของ Structural และ Electrical มีขั้นตอนการทำงานดังนี้

Piezoelectric Material Model 1

1) ในหน้าต่าง Model Builder คลิกเลือก Piezoelectric Devices> Piezoelectric Material Model 1

2) ไปที่หน้าต่าง Settings ของ Piezoelectric Material Model 1 เลือกในส่วน ของ Piezoelectric Material Properties> Constitutive relation> Strain-charge form เพื่อให้ สอดคล้องกับค่า Strain- Charge Form ของวัสดุ PMN-PT ที่กำหนดไว้ใน Materials

Linear Elastic Material Model 1

1) ในหน้าต่าง Model Builder คลิกซ้ายในส่วนของ Piezoelectric Devices และเลือก Linear Elastic Material Model

2) เลือก Domain 1

Fixed Constrain 1

1) ในหน้าต่าง Model Builder คลิกซ้ายในส่วนของ Piezoelectric Devices และเลือกเงื่อนไขขอบเป็น Structural> Fixed Constraint

2) เลือกขอบหมายเลข 1 ดังรูปที่ ก-3

Electric Potential 1

1) ในหน้าต่าง Model Builder คลิกซ้ายในส่วนของ Piezoelectric Devices และเลือกเงื่อนไขขอบเป็น Electrical> Electric Potential

2) เลือกขอบหมายเลข 7 ดังรูปที่ ก-3

3) ไปที่หน้าต่าง Settings ของ Electric Potential

4) กำหนดค่า V_0 ในส่วนของ Electric Potential เป็น 10 โวลต์

Ground 1

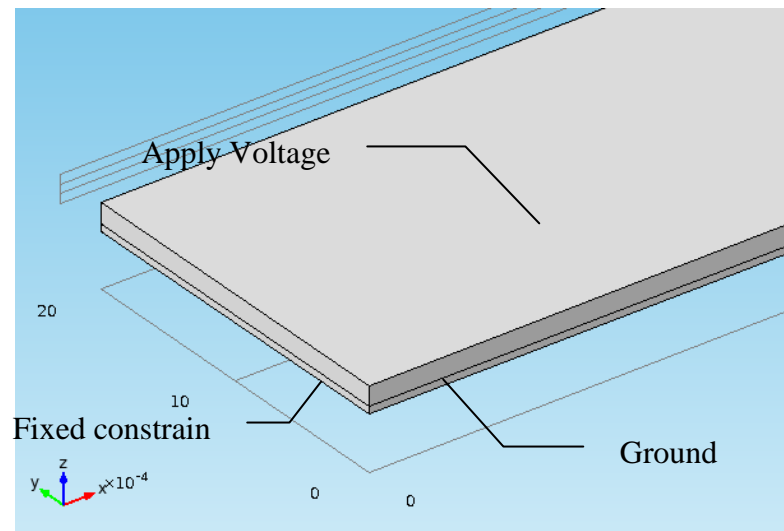
1) ในหน้าต่าง Model Builder คลิกซ้ายในส่วนของ Piezoelectric Devices และเลือกเงื่อนไขขอบเป็น Electrical> Ground

2) เลือกขอบหมายเลข 6 ดังรูปที่ ก-3

Free Pair

1) ในหน้าต่าง Model Builder คลิกซ้ายในส่วนของ Piezoelectric Devices และเลือกการเชื่อมต่อชิ้นงานเป็น Pair> Structural> Free

2) เลือก Identity Pair1 ในส่วน Pair Selection ที่สร้างไว้ในขั้นตอนการสร้าง ชิ้นงาน ไปยัง Boundary Selection



รูปที่ ก-3 เงื่อนไขว้ขอบ

4. Mesh Generation

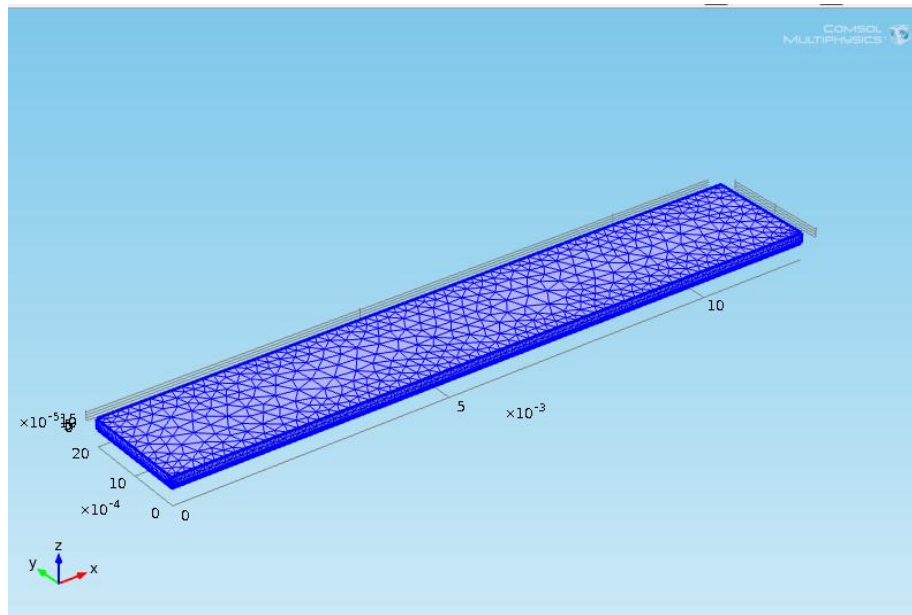
เป็นการแบ่งเอลิเมนต์เป็นทรงเหลี่ยมสี่หน้าโดยสามารถกำหนดขนาดของเอลิเมนต์ได้หรือให้ทำการแบ่งเอลิเมนต์โดยอัตโนมัติ ซึ่งมีขั้นตอนดังนี้

Free Tetrahedral 1

1) ในหน้าต่าง Model Builder คลิกซ้ายในส่วนของ Model 1 > Mesh 1 และเลือก Free Tetrahedral

2) ในหน้าต่าง Settings คลิก Build All

สามารถแบ่งเอลิเมนต์ออกได้เป็น 22,805 เอลิเมนต์ ดังรูป ก-4 ดูได้จาก คลิกซ้ายที่ Mesh1 และเลือก Statistics



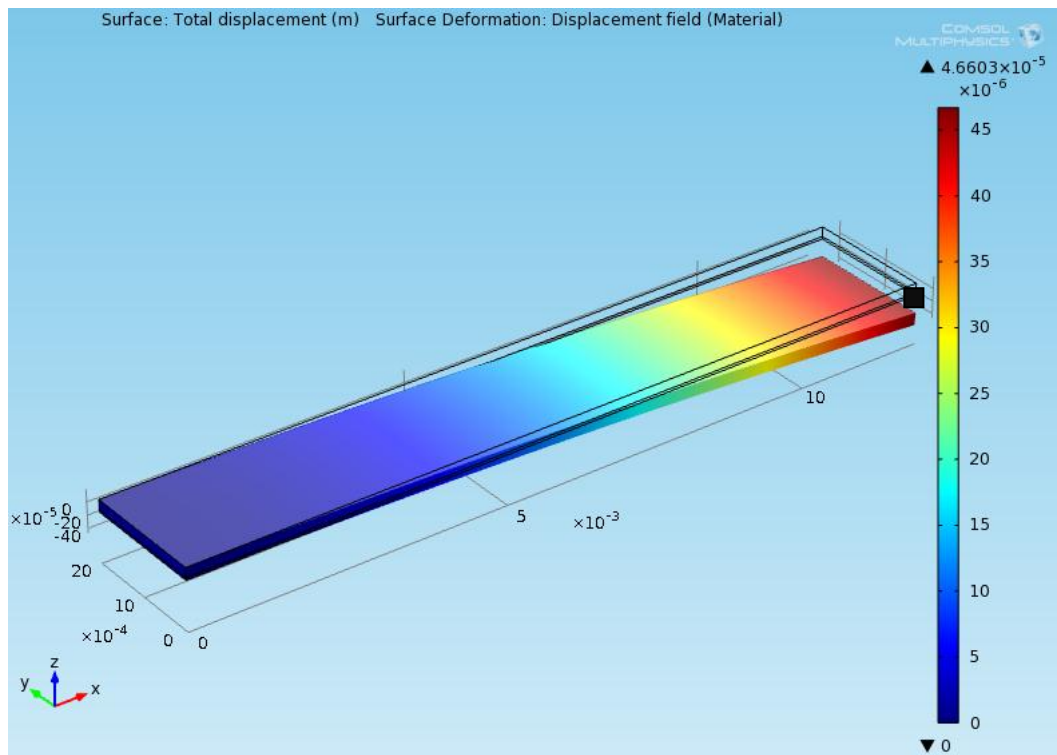
รูปที่ ก-4 ผลการแบ่งเอลิเมนต์ของชิ้นงาน

5. การคำนวณ

ในตัวอย่างนี้ได้ทำการเลือกวิธีการคำนวณเป็นแบบสถิตไว้ในข้างต้น ดังนั้นจึงไม่ต้องเลือกการคำนวณใหม่โดยสามารถสั่งให้คำนวณได้โดยเลือก Compute จากการคลิกซ้าย Study 1 ในหน้าต่าง Model Builder

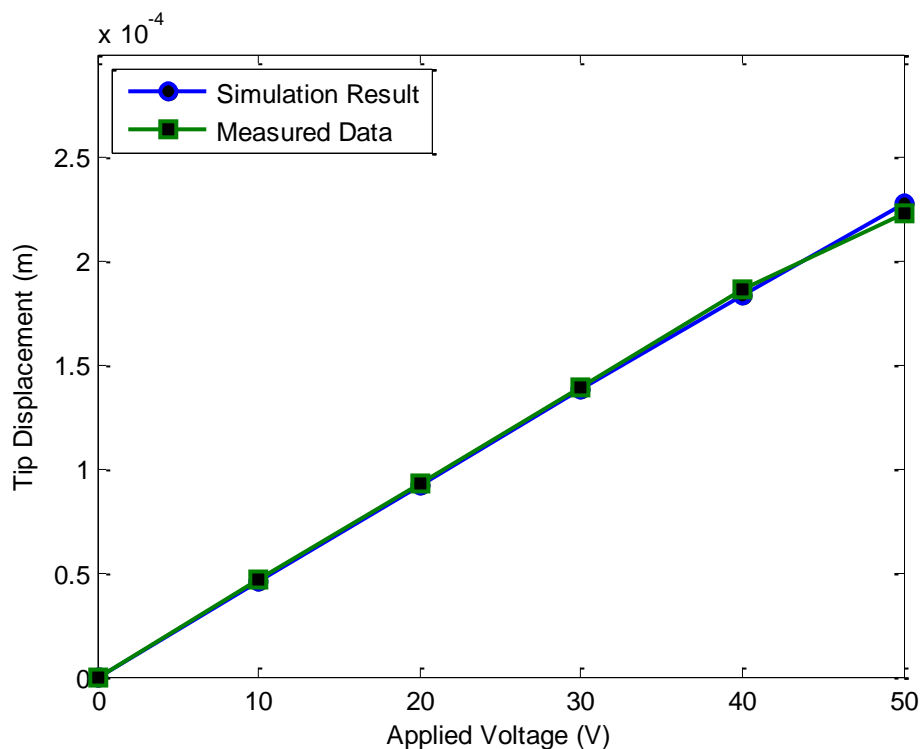
6. ผลการคำนวณ (results)

เมื่อทำการคำนวณเสร็จแล้วสามารถดูผลการเปลี่ยนแปลงรูปร่างได้ดังรูปที่ ก-5 และในการเปรียบเทียบผลได้ทำการวิเคราะห์ที่ตำแหน่ง node 7 ดังรูป ก-5



รูปที่ ก-5 ผลการเปลี่ยนแปลงรูปร่างที่ความต่างศักย์ 10 โวลต์

และเมื่อเปรียบเทียบกับผลการทดลองของ Kim และคณะ (2006) ระบบถูกกระตุ้นที่ความต่างศักย์ต่างกันได้ดังนี้



รูปที่ ก-6 ผลการเปรียบเทียบเมื่อกระตุ้นไฟฟ้าระหว่างผลการจำลองและการทดลอง

จากตัวอย่างการสร้างแบบจำลองไฟไนต์เอลิเมนต์ด้วยโปรแกรม COMSOL Multiphysics นี้ ได้นำเสนอถึงขั้นตอนการสร้างและวิเคราะห์แบบจำลอง ซึ่งสามารถใช้เป็นแนวทางในการสร้างแบบจำลองของชิ้นงานที่ประกอบกันและมีวัสดุเพียโซอิเล็กทริกเป็นส่วนประกอบ นอกจากนี้ยังสามารถนำไปประยุกต์ในการสร้างแบบจำลองอื่นๆ ได้

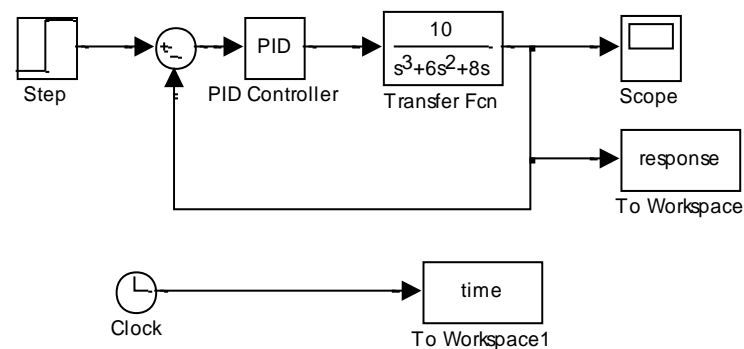
7. เอกสารอ้างอิง

Kim, K. C., Kim, Y. S., Kim, H. J., and Kim, S. H. (2006). "Finite element analysis of piezoelectric actuator with PMN–PT single crystals for nanopositioning." *Current Applied Physics*, 6(6), 1064–1067.

ภาคผนวก ข

ตัวอย่างการใช้โปรแกรม MATLAB Simulink และแผนภาพบล็อกที่ใช้ในงานวิจัย

การใช้โปรแกรม Simulink เพื่อสร้างโมเดลอย่างง่ายและวิธีการคำนวณสำหรับโปรแกรม โดยสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับโมเดลที่มีความซับซ้อนได้ โดยตัวอย่างของโมเดลที่ใช้เป็นการควบคุมฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีอันดับสูงด้วยตัวควบคุม PID (Vaishnav and Khan 2007) ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ K_p , K_i และ K_d เท่ากับ 2.88, 2.59 และ 0.799 ตามลำดับ ซึ่งมีแผนภาพดังรูปที่ ข-1



รูปที่ ข-1 แผนภาพการทำงาน

จากแผนภาพสามารถแบ่งขั้นตอนการใช้งานของโปรแกรม Simulink ได้ 2 ขั้นตอน คือ การสร้างและจำลองโมเดล (simulation) โดยมีรายละเอียดดังนี้

1.การสร้างโมเดล

1.1 สร้างโมเดล

1) ทำการเรียกโปรแกรม Simulink มาใช้งานโดยพิมพ์ simulink ในหน้าต่าง command ของ MATLAB จะได้หน้าต่างของ Simulink Library Browser มา

2) เลือก File> New> Model ในหน้าต่าง Simulink Library Browser เพื่อสร้างหน้าต่างเปล่าในการทำโมเดล

1.2 เพิ่มบล็อกในโมเดล

ในการเลือกบล็อกที่จะใช้งานสามารถเลือกได้จากหน้าต่าง Simulink Library Browser โดยในตัวอย่างมีการใช้งาน 6 บล็อก ได้แก่

- Step เพื่อสร้างสัญญาณขั้นบันได
- Sum เพื่อบวกหรือลบสัญญาณอินพุต
- PID Controller เพื่อระบุค่า K_p , K_i และ K_d
- Transfer Function เพื่อระบุค่าฟังก์ชันถ่ายโอน
- Scope เพื่อดูผลของสัญญาณ

- Time เพื่อระบุค่าของสัญญาณเวลาในการคำนวณ
- To Workspace เพื่อเก็บค่าสัญญาณไว้ในตัวแปรโดยแสดงผลใน workspace

ของ MATLAB

นอกจากนี้ยังสามารถเพิ่มบล็อกได้โดยเลือกบล็อกในแต่ละ library เช่น step จะอยู่ใน Sources library เป็นต้น แล้วทำการลากบล็อกที่ต้องการไปยังหน้าต่างเปล่าที่สร้างขึ้น และแก้ไขค่าของแต่ละบล็อกได้โดยการดับเบิลคลิกที่บล็อก

1.3 เชื่อมต่อบล็อก

ในแต่ละบล็อกจะมีช่องทางเข้า/ออก (input/output port) ดังรูปที่ ข-2 เพื่อใช้ในการเชื่อมต่อ โดยที่ช่องทางเข้าสามารถเชื่อมต่อช่องทางออกได้ และช่องทางออกสามารถเชื่อมต่อช่องทางเข้าได้ แต่ไม่สามารถเชื่อมต่อระหว่างช่องทางที่เหมือนกันได้



รูปที่ ข-2 ช่องทางเข้า/ออกของบล็อก

การเชื่อมต่อทำได้โดยให้ตัวชี้ (pointer) อยู่ในช่องทางออกตำแหน่งเริ่มต้น จากนั้นจึงทำการลากเส้นไปยังตำแหน่งช่องทางเข้า และสามารถแตกเส้น (branch line) โดยชี้ที่เส้นแล้วกด Ctrl จากนั้นจึงลากไปยังช่องทางที่ต้องการ

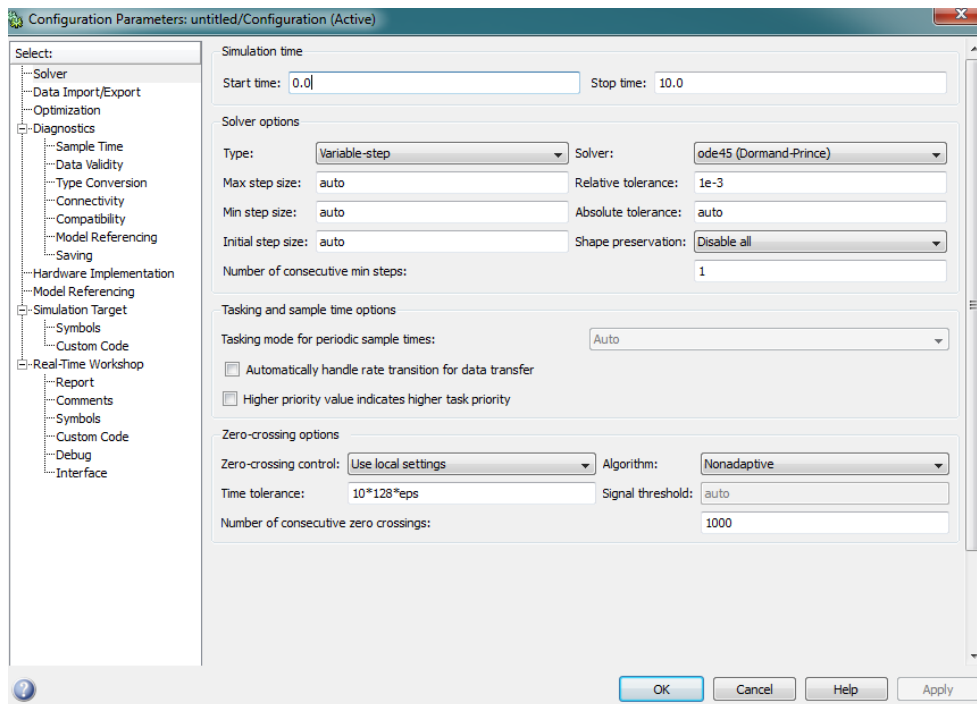
1.4 จัดเก็บโมเดล

หลังจากสร้างโมเดลเสร็จสามารถเก็บชิ้นงานเพื่อใช้ต่อไปได้โดยเลือก File> Save พิมพ์ชื่อไฟล์ แล้วคลิก Save

2. การจำลองโมเดล

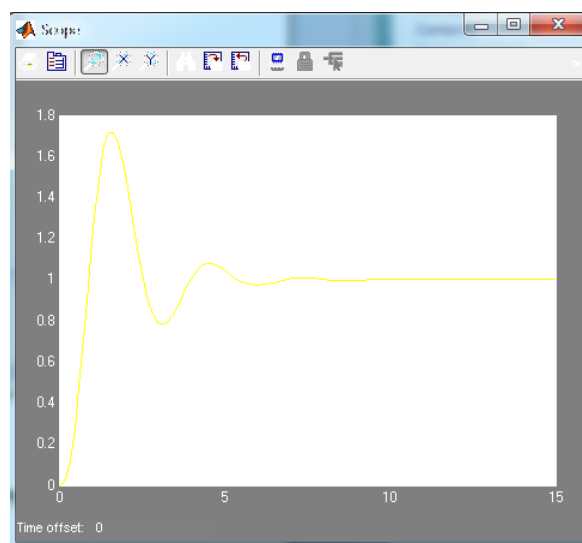
ก่อนคำนวณแบบจำลองสามารถตั้งค่าการจำลองได้ เช่น เวลาเริ่มต้น (start time) เวลาหยุด (stop time) ที่ใช้ในการคำนวณ ชนิดของวิธีการคำนวณ (solver) เป็นต้น โดยใช้ขั้นตอนดังนี้

1) เลือก Simulation> Configuration Parameters เพื่อเข้าสู่หน้าต่างการตั้งค่าการคำนวณดังรูป ข-3



รูปที่ ข-3 หน้าต่างของ Configuration Parameters

- 2) แก้ไขเวลาใน Stop time เป็น 15 แล้วคลิก OK
- 3) ทำการคำนวณโดยเลือก Simulation> Start ในหน้าต่างของโมเดล
- 4) ดับเบิ้ลคลิกที่ Scope เพื่อดูผลของการคำนวณได้ดังรูป ข-4

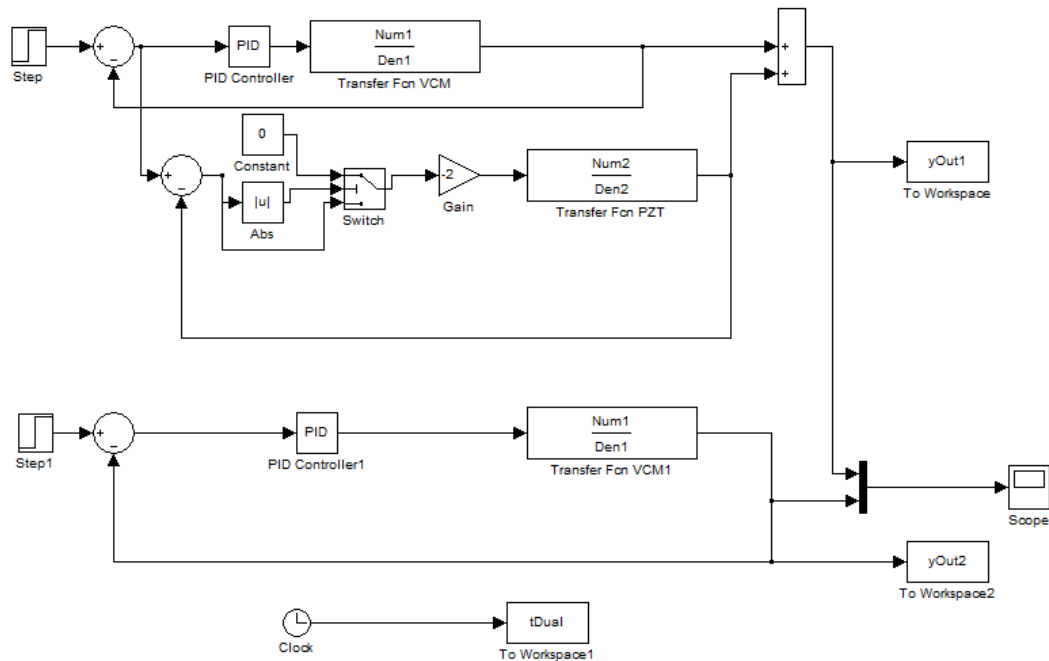


รูป ข-4 ผลการคำนวณของแบบจำลอง

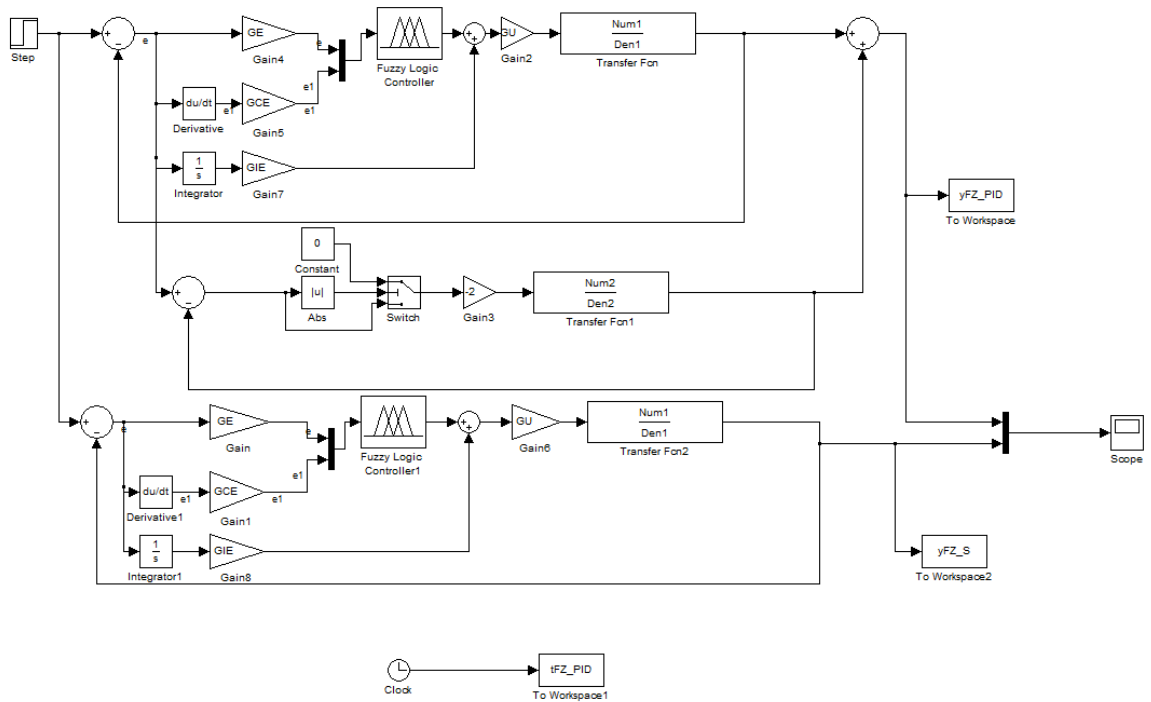
5) สามารถใช้ฟังก์ชัน stepinfo ใน MATLAB Command เพื่อหาคุณลักษณะต่างๆของสัญญาณ โดยใช้ค่าที่ได้จากบล็อกของ To Workspace

ในงานวิจัยจะมีแผนภาพการทำงานของตัวควบคุมแบบ PID และพีซซี PID ดังรูปที่ ข-5 และ ข-6 ตามลำดับ โดยมีขั้นตอนการสร้างและจำลองดังนี้

- 1) สร้างโมเดลดังรูป ข-5 และ ข-6 แล้วทำการเชื่อมต่อบล็อก
- 2) กำหนดค่าของแต่ละบล็อก ได้แก่
 - Step ให้ค่า Step time เท่ากับ 0 และ Final value เท่ากับ 10^{-6}
 - PID Controller มีค่าเท่ากับที่ระบุไว้ในหัวข้อ 4.3.1
 - Transfer Fcn มีค่า Numerator coefficient และ Denominator coefficient ดังที่แสดงไว้ในหัวข้อ 4.2
 - Switch เลือก Criteria for passing first input เป็น $u_2 > \text{Threshold}$ มีค่า Threshold เท่ากับ 10^{-6} แล้วทำการต่อบล็อกดังรูป ข-5



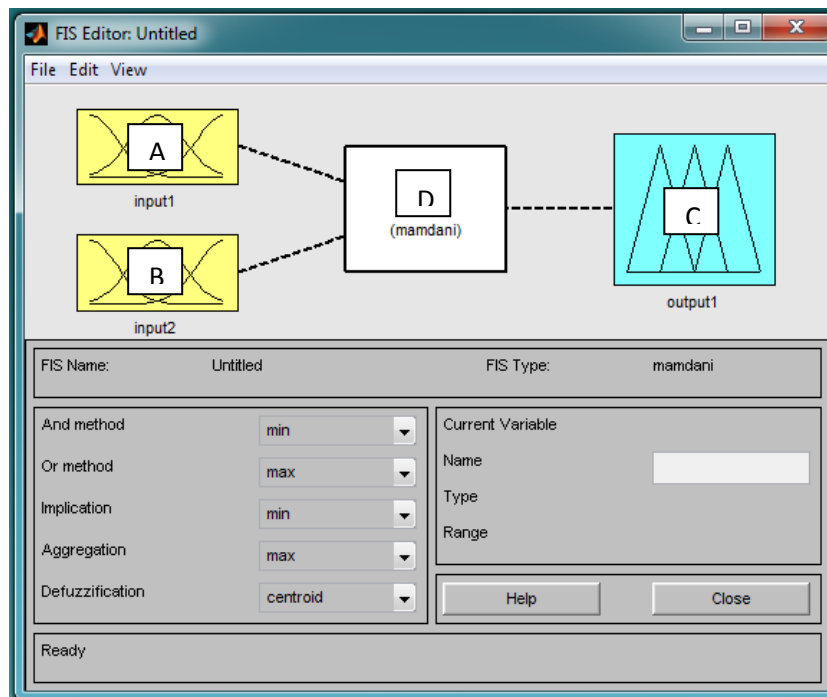
รูปที่ ข-5 แผนภาพการควบคุมด้วยตัวควบคุม PID



รูปที่ ข-6 แผนภาพการควบคุมด้วยตัวควบคุมพีชซี PID

สำหรับบล็อกของ Fuzzy Logic Controller ในรูปที่ ข-6 ใช้ไฟล์ FIS ที่ทำขึ้นมาเพื่อกำหนดค่า logic ที่ใช้ในงานวิจัย โดยมีรายละเอียดดังนี้

2.1) เปิดหน้าต่างที่ใช้ในการกำหนดค่าพีชซี (FIS Editor) ดังรูป ข-7 โดยพิมพ์ fuzzy ใน MATLAB Command



รูปที่ ข-7 หน้าต่างของ FIS Editor

2.2) ในหน้าต่าง FIS Editor เลือก Edit> Add Variable> Input แล้วกด เพื่อเพิ่มจำนวนอินพุตของฟังก์ชันความเป็นสมาชิก และสามารถเปลี่ยนชื่อของแต่ละตัวแปรได้ที่ Current Variable> Name

2.3) กำหนดค่าฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของแต่ละอินพุตและเอาต์พุตโดยดับเบิลคลิกที่ตำแหน่ง A, B และ C ของรูป ข-7 หน้าต่างของ Membership Function Editor จะเปิดออกมา

2.4) ในหน้าต่าง Membership Function Editor จะเพิ่มจำนวนความเป็นสมาชิกได้จาก Edit> Add MFs และเลือกชนิดและกำหนดค่าของฟังก์ชันความเป็นสมาชิกที่ Type และ Params ตามลำดับ

2.5) เมื่อกำหนดค่าฟังก์ชันความเป็นสมาชิกเสร็จแล้ว ไปที่หน้าต่าง FIS Editor แล้วคลิกที่ตำแหน่ง D ในรูปที่ ข-7 เพื่อกำหนดกฎฟัซซีซิงเกิล ซึ่งมีตัวดำเนินการแบบ Mamdani

2.6) บันทึกการกำหนดค่าฟัซซีโดย เลือก File> Export> To File

3) ตั้งค่าการคำนวณในหน้าของ Configuration Parameters โดยเลือก Simulation> Configuration Parameters มีการตั้งค่าต่าง ๆ ดังนี้

- Stop time เท่ากับ 0.01
- Solver เลือกเป็น ode15s (stiff/NDF)

4) ทำการคำนวณโดยเลือก Simulation> Start ในหน้าต่างของโมเดล และดูผลการคำนวณโดยดับเบิลคลิกที่ Scope

จากตัวอย่างการใช้โปรแกรม MATLAB Simulink และแผนภาพบล็อกที่ใช้ในงานวิจัยนี้ สามารถใช้ในการคำนวณหาสมรรถนะของระบบได้และนำไปพัฒนาระบบควบคุมให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้นได้ในอนาคต

3. เอกสารอ้างอิง

Vaishnav, S. R., and Khan, Z. J. (2007). "Design and performance of PID and fuzzy logic controller with smaller rule set for higher order system." *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science 2007*.

ภาคผนวก ค

Source Code โปรแกรม MATLAB ที่ใช้ในงานวิจัย

ในการเขียน source code ของโปรแกรม MATLAB ได้มีการใช้ฟังก์ชันเพื่อใช้ในการหาเอกลักษณ์ของระบบ การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในระบบควบคุม PID และพีชซี PID และใช้ในการคำนวณหาค่าสมรรถนะของระบบ นอกจากนี้ยังใช้ในการพล็อตกราฟต่างๆ ที่ใช้ในงานวิจัย โดยมีรายละเอียดของ source code ดังนี้

```
%System Identification code
%parameters
%%import data frequency of voice coil motor (Hz) f_VCM
    frequency response of voice coil motor (dB) r_VCM%%
%invfreqs is function to identify continuous-time filter parameters from frequency
response data%
% a and b are numerator and denominator of voice coil motor's transfer function
respectively%
%ss is the transfer function of voice coil motor%
[Num1,Den1] = invfreqs(r_VCM,2*pi* f_VCM,17,18);
ss = tf(Num1,Den1);
[magVCM,phaseVCM,wVCM] = bode(ss);
for p=1:(size(wVCM))
    magVCM1(p,1)=magVCM(1,1,p);
    phaseVCM1(p,1) = phaseVCM (1,1,p);
    wVCM1(p,1) = wVCM(p,1);
end
%frequency response data plot code%
subplot(211)
semilogx(f_VCM,20*log10(abs(r_VCM)), '--r',(wVCM1./(2*pi)),20*log10(abs(magVCM1)), '-
.g');
xlim([500,52000])
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Magnitude (dB)');
legend('FEM','FEM Identification',3);
grid on
subplot(212)
semilogx(f_VCM,angle(r_VCM)*180/pi,(wVCM1./(2*pi)),phaseVCM1,'-g');
```

```

xlim([500,52000])
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Phase (deg)');
legend('FEM','FEM Identification',3);
%the transfer function of the piezoelectric actuator using the same method%
%the function for PID and Fuzzy-PID's parameters decision%
[k,ku,pu]=znpidtuning(ss,3);
kp = k.kc;
ki = k.kc/(k.ti);
kd = k.kc*(k.td);

GE=1;
GU=kp/GE;
GIE=GE/k.ti;
GCE=GE*k.td;

%the subfunction for controller parameters solving based on Ziegler-Nichols's tuning
rule%
function [k,kt,pu]=znpidtuning(g,ctype)
%input checking%
error(nargchk(1,2,nargin));
if ~isa(g,'lti')
    error('The plant model is not a LTI object.')
end
% the default (ctype) is PI-controller%
if nargin<2
    ctype=2;
end
[Gm,Pm,Wcg]=margin(g);
kt=Gm;
pu=2*pi/Wcg;
% the controller parameters based on Ziegler-Nichols' tuning rule%
switch ctype

```

```

% P-controller%
    case 1
        k.kc=kt/2;
% PI-controller%
    case 2
        k.kc=kt/2.2;
        k.ti=pu/1.2;
% PID-controller%
    case 3
        k.kc=kt/1.7;
        k.ti=pu/2;
        k.td=pu/8;
end

% stepinfo is a function to compute step response characteristics such as rise time,
settling time, overshoot, etc.%
r_PID_S = stepinfo(yOut2.signals.values,tDual.signals.values,10^-6);
r_PID_D = stepinfo(yOut1.signals.values,tDual.signals.values,10^-6);
%plot step response from single- and dual- stage controller system %
plot(tDual.signals.values,yOut1.signals.values,tDual.signals.values,yOut2.signals.values
... , '--r','LineWidth',2)
xlabel('time (s)');
ylabel('Displacement (m)');
legend('Dual-stage control','Single-stage control',1);
legend('boxoff');

%mean is the function to average value%
%std is the function to find a standard deviation%
mean1 = mean(yPES_PID_S.signals.values);
ts_std1 = mean1+3*std(yPES_PID_S.signals.values);
%plot histogram from PES responses%
hist(yPES_PID_S.signals.values,1000);
xlim([-0.1*10^-7,0.1*10^-7]);

```

```
ylim([0,4500]);  
ylabel('Points');  
xlabel('Error (m)');
```


ภาคผนวก ง
ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่วิทยานิพนธ์

System identification and PID controller of the dual-stage actuator for hard disk drive positioning

Jutamane Auysakul and Pruittikorn Smithmaitrie*

Abstract— This paper describes the system identification and controller design for a dual-stage actuator in servomechanism of a hard disk drive. The system consists of a primary voice coil motor and a secondary piezoelectric actuator. The voice coil motor drives the read/write head from the current track to the target track, while the piezoelectric actuator increases performance of the servo control loop. In the study, the primary voice coil motor is controlled by a PID controller. The PID controller is designed by using Ziegler-Nichols technique. The secondary piezoelectric actuator is controlled by a simple static gain with a switching function. The result of system response shows that the designed controller yields the shorter rise time and settling time with minimum overshoot compared with the conventional single-stage control technique.

Index Terms—Dual-stage actuators, hard disk drive, system identification.

I. INTRODUCTION

NOW A DAY, the recorded data areal density of a hard disk drive (HDD) has been continuously increased. Meanwhile, the data track width is also decreased. Thus, the extreme precision positioning of a magnetic data read/write (R/W) head is required. A single-stage actuator system of a hard disk drive head positioning uses only a voice coil motor (VCM). The VCM has limited bandwidth of servo response due to its inertia mass [1],[2]. This limitation can be overcome by using the dual-stage actuator (DSA) system.

The DSA increased the system servo bandwidth by using a microactuator for fine tuning the R/W position [3]. One approach of the DSA is to use a piezoelectric transducer made of Lead-Zirconium-Titanate (PZT). The piezoelectric actuator is integrated into a hard disk suspension acting as a micro-electromechanical (MEM) structure to control the hard disk slider [4]. In this research, the VCM system integrated with the piezoelectric actuator for positioning enhancement is studied as illustrated in Fig.1. The PZT actuator finely controls position of the R/W head with high precision. However, displacement of the only PZT actuator is restricted with in a range of a few micrometers due to its material characteristic.

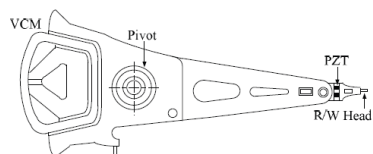


Fig. 1. A dual-stage actuator of the hard disk drive.

For the DSA system, the total displacement of the R/W head is a combined result between the VCM and PZT actuator positioning.

J. Auysakul and P. Smithmaitrie* are with the Department of Mechanical Engineering, Prince of Songkla University, Hat Yai, Songkhla 90112, Thailand (e-mail: aoep_gd@smartme.com; *spruitti@me.psu.ac.th).

Guo *et al.* [5] has presented closed loop control techniques to design the DSA, i.e., parallel loop, master-slave loop, dual feedback loop and master-slave with decoupling method. Many controller design approaches have been studied such as the linear quadratic Gaussian (LQG) with the loop transfer recovery (LTR) [6],[7], H_2 optimal control [8]-[11], composite nonlinear feedback (CNF) control [12]-[17], robust and perfect tracking (RPT) control [16]-[19] and proportional-integral-derivative (PID) control [20]-[23]. The controller presented in this paper is based on a PID controller because it is relatively easy to design and implement on the practical hard disk drive application.

Topics of the study are discussed as follows. First, the system identification of a DSA is presented. Then, the controller designs of the primary and secondary stage actuators using Ziegler-Nichols (ZN) and switching function techniques are explained, respectively. Next, results of the single-stage and dual-stage actuator systems are presented and compared. Finally, the research is summarized and the future work is also discussed.

II. SYSTEM IDENTIFICATION OF THE DUAL-STAGE ACTUATOR

The system identification of a dual-stage actuator is based on the measured displacement response of the R/W head while the system is excited by swept sinusoidal excitation. The displacement of the R/W head is measured by a laser dropper vibrometer (LDV) at the side of the slider as shown in Fig.2. The current input excitation of the VCM and the R/W displacement output from the LDV are fed into the dynamic signal analyzer which carries out the frequency response of the system. The signal analyzer computes the gain and phase at each of the excitation frequencies.

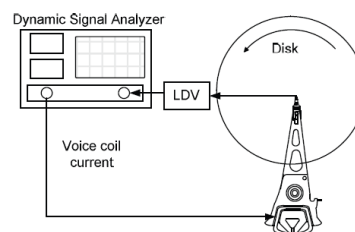


Fig.2. The experimental setup for the frequency response measurement.

Based on the frequency response, the system transfer function, $G(s)$, is identified by using Gauss-Newton method [24] which minimizes the error function, E . The system transfer function and error function can be expressed as

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_1 s^i + b_2 s^{i-1} + \dots + b_{i+1}}{a_1 s^j + a_2 s^{j-1} + \dots + a_{j+1}} \quad (1)$$

$$E = \sum_{k=1}^n \omega(k) \left| h(k) - \frac{B(\omega(k))}{A(\omega(k))} \right|^2 \quad (2)$$

where $A(\omega(k))$ and $B(\omega(k))$ are the Fourier transforms of the polynomials a and b , respectively, at the frequency $\omega(k)$; n is the

number of frequency points; h is the complex frequency response; ω is the weighing function that gives less attention to the high frequency; i and j are the orders of the numerator and denominator, respectively. The orders of the polynomials $A(s)$ and $B(s)$ are selected by obtaining a good fitting in the interested frequency range.

III. DESIGN OF THE DSA CONTROLLERS

The dual feedback control loop is implemented on the DSA controller as illustrated in Fig.3. The major advantage of this approach is that the design of the two control loops are completely de-coupled. In Fig.3, the P_{VCM} and P_{PZT} represent the VCM and PZT transfer function models, respectively. The G_{VCM} and G_{PZT} represent the VCM and PZT controllers, respectively. r denotes the track runout. The head position y is a combination of the VCM and PZT outputs. The feedback signals of the VCM and PZT controllers are y_{VCM} and y_{PZT} , respectively.

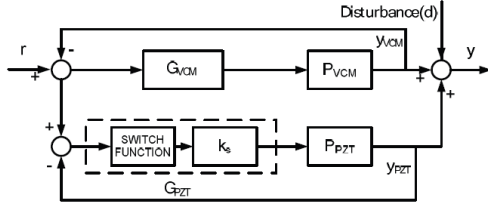


Fig. 3. The block diagram of the DSA control system.

From the dual feedback control loop configuration, the open loop transfer function $G_{ol}(s)$, closed loop transfer function $G_{cl}(s)$ and sensitivity transfer function $G_s(s)$ can be defined as,

$$G_{ol}(s) = (1 + G_{PZT}P_{PZT})G_{VCM}P_{VCM} + G_{PZT}P_{PZT} \quad (3)$$

$$G_{cl}(s) = \frac{G_{VCM}P_{VCM} + G_{PZT}P_{PZT} + (G_{VCM}P_{VCM}G_{PZT}P_{PZT})}{(1 + G_{VCM}P_{VCM})(1 + G_{PZT}P_{PZT})} \quad (4)$$

$$G_s(s) = \frac{d}{y} = \frac{1}{(1 + G_{VCM}P_{VCM})(1 + G_{PZT}P_{PZT})} \quad (5)$$

Furthermore, $G_s(s)$ in (5) is the sensitivity resulting from the VCM and PZT loop. For this reason, the equivalent sensitivity transfer function of the VCM loop $G_{sVCM}(s)$ and the equivalent sensitivity transfer function of the PZT loop $G_{sPZT}(s)$ can be written as

$$G_{sVCM}(s) = \frac{1}{(1 + G_{VCM}P_{VCM})} \quad (6)$$

$$G_{sPZT}(s) = \frac{1}{(1 + G_{PZT}P_{PZT})} \quad (7)$$

In this work, the VCM loop is controlled by a PID controller and the PZT loop is controlled by a simple static gain with a switching function. These controllers are described next.

A. The PID controller of the primary VCM stage

The PID controller is a general feedback control loop. It calculates a control error as the difference between a measured process output and a desired set point. The transfer function of a PID controller can be described in the continuous s-domain as

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (8)$$

or

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (9)$$

where K_p , K_i and K_d are the proportional, integral and derivative gains, respectively. The T_i is integral time and the T_d is derivative time. In the controller design procedure, the K_p , T_i and T_d parameters have to be determined so that the controlled system response according to the system requirements. One technique of tuning the PID controller is proposed by Ziegler-Nichols [26],[27]. In the procedure, the K_i and K_d gains are initially set to be zero. Then, the proportional control action K_p is increased from zero to a critical value K_c that initiates the output oscillation. The oscillation period P_c and critical gain K_c are used to determine the other gains as follows

$$K_p = 0.6K_c \quad (10)$$

$$K_i = \frac{2K_p}{P_c} \quad (11)$$

$$K_d = \frac{K_p P_c}{8} \quad (12)$$

These gains are the controller parameters of the primary VCM stage. Moreover, in the case of the single-stage VCM actuator, these control parameters can also be applied.

B. The switching function and simple static gain

For the controller of the secondary PZT stage, the switch function is chosen such that it is activated when $|r - y_{VCM} - y_{PZT}| \leq 1\mu\text{m}$, otherwise, it will be open. The switch function can be expressed as

$$\text{Switch function} = \begin{cases} 0 & \text{when } |r - y_{VCM} - y_{PZT}| > 1 \\ 1 & \text{when } |r - y_{VCM} - y_{PZT}| \leq 1 \end{cases} \quad (13)$$

The controller of the PZT actuator can be approximated as a constant gain [17] because the PZT actuator quickly moves to the set point and then slowly moves back to zero. Based on the investigation, the simple static gain k_s should be chosen as -2 to control output displacement of the PZT actuator. This value of the static gain provides a good performance for the secondary PZT stage when using in the dual-stage control.

IV. IMPLEMENTATION RESULTS

A. The system identification

The experimental data of the system setup shown in Fig.2 is carried out. The frequency responses of the VCM and PZT actuators are identified by using the Guess-Newton method, as previously described. Accordingly, the identified VCM and PZT transfer functions are determined as follows,

$$P_{VCM} = \frac{\text{Num1}}{\text{Den1}} \quad (14)$$

where

$$\begin{aligned} \text{Num1} &= -1.68 \times 10^{-4} s^6 - 7.539 \times 10^{-8} s^5 - 2.079 \times 10^{-13} s^4 \\ &\quad - 2.521 \times 10^{-18} s^3 + 1.466 \times 10^{-23} s^2 - 2.02 \times 10^{-27} s \\ &\quad + 2.082 \times 10^{-32} \\ \text{Den1} &= s^8 + 5754s^7 + 6.773 \times 10^9 s^6 + 2.476 \times 10^{13} s^5 \\ &\quad + 1.401 \times 10^{19} s^4 + 2.636 \times 10^{22} s^3 \\ &\quad + 8.958 \times 10^{27} s^2 + 1.853 \times 10^{30} s + 8.216 \times 10^{33} \end{aligned} \quad (15)$$

And
$$P_{PZT} = \frac{Num2}{Den2} \quad (17)$$

where

$$Num2 = -3.882 \times 10^9 s^6 - 6.337 \times 10^{14} s^5 - 1.274 \times 10^{20} s^4 - 9.655 \times 10^{24} s^3 - 1.047 \times 10^{30} s^2 - 2.143 \times 10^{34} s - 1.704 \times 10^{39} \quad (18)$$

$$Den2 = s^8 + 8.032 \times 10^4 s^7 + 3.492 \times 10^{10} s^6 + 2.169 \times 10^{15} s^5 + 4.082 \times 10^{20} s^4 + 1.676 \times 10^{25} s^3 + 1.758 \times 10^{30} s^2 + 2.806 \times 10^{34} s + 1.982 \times 10^{39} \quad (19)$$

The transfer functions (14) and (17) are plotted to study the frequency responses of the identified models. The measured frequency response of the head displacement to the VCM input and its identified transfer function are shown in Fig.4. The measured frequency response of the head displacement to the PZT actuator input and its identified transfer function are shown in Fig.5. According to the experiment, the frequency response was measured in the frequency range of 1-30 kHz. The first off-track vibration mode is the sway mode of a flexure cable occurring at 5.7 kHz as shown in Fig.4. The other two major off-track vibration modes occur at 7.9 and 18 kHz as shown in Figs. 4 and 5 which are the first torsion mode and the sway mode of the suspension, respectively.

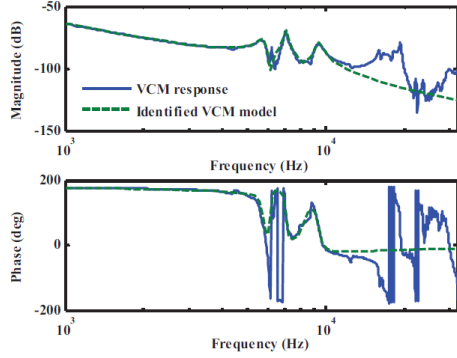


Fig.4. Frequency response of the head displacement to the VCM input.

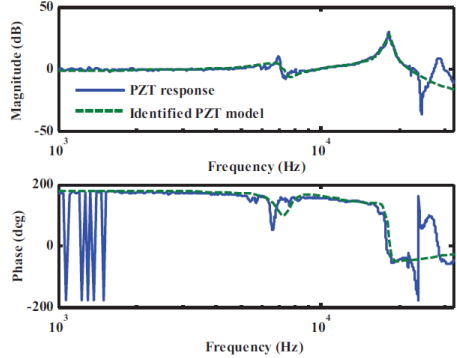


Fig.5. Frequency response of the head displacement to the PZT actuator input.

B. Responses of the controllers and systems

In the continuous time domain, the controller response is investigated by studying the track seeking of the servo system. The seeking track width step input r equals to 1 μ m.

The VCM control loop

The VCM loop is controlled by the PID controller as mentioned earlier. In the parameter determination, the gain K_c is increased until the system oscillation occurs. The system response at the critical gain of 692.93 is shown in Fig.6.

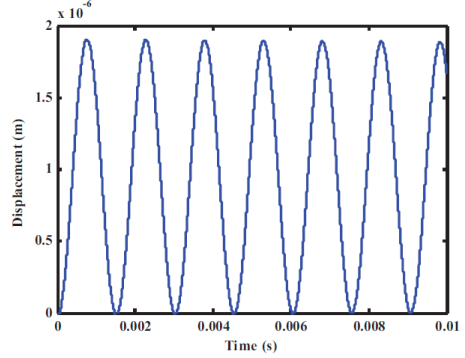


Fig.6. The system response at the critical gain $K_c = 692.93$.

The oscillation period P_c obtained from the time response is 1.5 ms. Thus, corresponding gains of the VCM controller are $K_p = 415.76$, $K_i = 5.56 \times 10^5$ and $K_d = 0.0778$.

The PZT control loop

The PZT loop is controlled by a simple static gain with the switching function. The displacement response of the secondary PZT stage at the gain $k_s = -2$ is shown in Fig.7. The result shows that the PZT actuator has very short rise time, meaning that the PZT actuator quickly responds to the input. However, the steady-state displacement response of the PZT actuator is only 0.63 μ m. For this reason, the PZT actuator has to work with the VCM of the primary stage in order to achieve the high precision and large displacement.

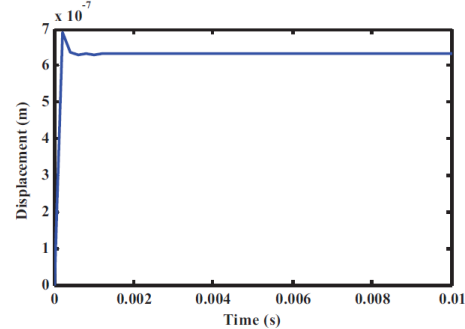


Fig.7. The responses of the PZT actuator.

System responses

Based on the VCM controller parameters obtained from the ZN method combined with the PZT controller, the displacement response of the dual-stage system is compared with the output of the single-stage system as shown in Fig.8.

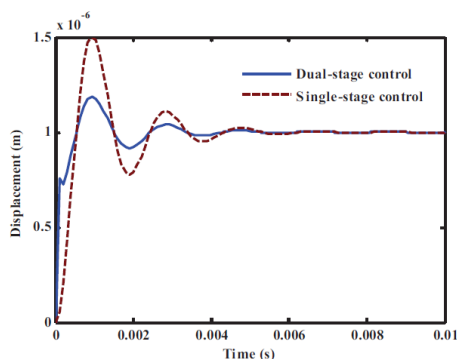


Fig.8. The controlled system responses of single- and dual-stage controllers.

For the single-stage system, the rise time is 0.36 ms, the settling time is 4.9 ms and the overshoot is 50.54 percent. Both the settling time and percentage overshoot of the single-stage system are very large. By adding a simple static gain integrated with the switching function in the PZT control loop, the system response of the DSA system improves as shown in Fig.8. As a result, the controlled DSA system yields the better system performance for the track seeking as summarized in Table 1.

TABLE I
PERFORMANCES OF THE SINGLE- AND DUAL-STAGE SERVO SYSTEM

	Rise time (ms)	Settling time (ms)	Overshoot (%)
Single-stage system	0.36	4.90	50.54
Dual-stage system	0.32	3.20	18.56

The rise time, settling time and percentage overshoot of the dual-stage system are better than those of the single-stage system. However, the track seeking of the DSA servo system should not show too high overshoot characteristic. For system performance improvement, the fuzzy-PID controller may be implemented to decrease the system overshoot which will be further studied.

V. CONCLUSIONS

This paper presents the dual-actuator system identification, design of PID controller using the Ziegler-Nichols technique and design of the dual feedback control loop for controlling the dual-stage actuator in servomechanism of a hard disk drive. The Ziegler-Nichol technique is able to fine tune the PID controller and that gives the system high overshoot. The system overshoot can be decreased by using the secondary piezoelectric actuator in the dual-stage control. This improves the system performance compared with the conventional single-stage actuator system.

ACKNOWLEDGMENT

This research is support by a grant (CPN-R&D 01-26-52 EF) from National Electronics and Computer Technology Center, National Electronics and Technology Center, National Science and Technology Development Agency and Industry/University Cooperative Research Center (I/UCRC) in HDD Component, the

Faculty of Engineering, Khon Kaen University. The experimental data is supported by Western Digital (Thailand) Company Limited. The high performance computation is supported by a grant (ENG-52-2-7-11-00593-S) from the Faculty of Engineering, Prince of Songkla University.

REFERENCES

- [1] M. Kobayashi and R. Horowitz, "Track seek control for hard disk dual-stage servo system," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, no. 2, pp 949-954, Mar. 2001.
- [2] T. Suthasun, I. Mareels and A. Al-Mamun, "System identification and controller design for dual actuated hard disk drive," *Control Engineering Practice*, pp.665-676, 2004.
- [3] G. Guo, Q. Hao and T. Low, "A dual-stage control design for high track per inch hard disk drives," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, No. 2, pp 860-865, Mar. 2001.
- [4] R. Horowitz, Y. Li, K. Oldham, S. Kon and X. Huang, "Dual-stage servo systems and vibration compensation in computer hard disk drives," *Control Engineering Practice*, vol. 15, pp.291-305, 2007.
- [5] L. Guo, D. Martin and D. Brunnett, "Dual-stage Actuator Servo Control for High Density Disk Drives," in *1999 Proc. IEEE/ASME Int. Conf. Advanced Intelligent Mechatronics*, Atlanta, GA, Sept. 1999, pp. 132-137.
- [6] J. K. Chang and H. T. Ho, "LQG/LTR frequency loop shaping to improve TMR budget," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, no. 9, pp. 2280-2282, Sep. 1999.
- [7] S. Weerasooriya and D. T. Phan, "Discrete-time LQG/LTR design and modeling of a disk drive actuator tracking servo system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 42, pp. 240-247, June 1995.
- [8] B. D. O. Anderson and J. B. Moore, *Optimal control: linear quadratic methods*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989.
- [9] W. H. Fleming and R. W. Rishel, *Deterministic and stochastic optimal control*. New York: Springer-Verlag, 1975.
- [10] H. Kwakernaak and R. Sivan, *Linear optimal control systems*. New York: John Wiley, 1972.
- [11] A. Saberi, P. Sannuti and B. M. Chen, *H₂ optimal control*. London: Prentice Hall, 1995.
- [12] Z. Lin, M. Pachter and S. Banda, "Toward improvement of tracking performance – nonlinear feedback for linear systems," *Int. J. Control*, vol.70, pp. 1-11, 1998.
- [13] M. C. Turner, I. Postlethwaite and D. J. Walker, "Nonlinear tracking control for multivariable constrained input linear systems," *Int. J. Control*, vol.73, pp. 1160-1172, 2000.
- [14] B. M. Chen, T. H. Lee, K. Peng, and V. Venkataramanan, "Composite nonlinear feedback control: Theory and an application," in *Proc. 15th IFAC World Congr.*, Barcelona, Spain, 2002.
- [15] V. Venkataramanan, K. Peng, B. M. Chen and T. H. Lee, "Discrete-time composite nonlinear feedback control with an application in design of a hard disk drive servo system," *IEEE Trans. Control Systems Technol.*, vol. 11, no. 1, pp. 16-23, 2003.
- [16] B. M. Chen, T. H. Lee, K. Peng and V. Venkataramanan, *Hard Disk Drive Servo Systems*, New York: Springer-Verlag, 2nd ed., 2006.
- [17] K. Peng, B. Chen, T. H. Lee and V. Venkataramanan, "Design and implementation of a dual-stage actuated HDD servo system via composite nonlinear control approach," *Mechatronics*, vol. 14, pp.965-988, 2004.
- [18] K. Liu, B. M. Chen and Z. Lin, "On the problem of robust and perfect tracking for linear systems with external disturbances," *Int. J. Control*, vol. 74, pp. 158-174, 2001.
- [19] B. M. Chen, Z. Lin, K. Liu, "Robust and perfect tracking of discrete-time systems," *Automatica*, vol. 38, no. 2, pp.293-299, Feb. 2002.
- [20] A. Al-Mamun, G. Guo and C. Bi, *Hard Disk Drive Mechatronics and Control*, CRC Press, 2006.
- [21] V. Venkataramanan, B. M. Chen, T. H. Lee and G. Gou, "A new approach to the design of mode switching control in hard disk drive servo systems," *Control Engineering Practice*, vol. 10, pp.925-939, 2002.
- [22] G. F. Franklin, J.D. Powell and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, 4th ed., MA: Addison-Wesley, 2002.
- [23] S. Ibaraki and M. Tomizuka, "Tuning of a hard disk drive servo controller using fixed-structure H₂ controller optimization," *J. Dyn. Syst., Meas. Contr.*, vol. 123, pp. 544-549, 2001.
- [24] J. E. Dennis Jr and R. B. Schnabel, *Numerical Methods for Unconstrained Optimization and Nonlinear Equations*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1983.
- [25] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 4th ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 2002.
- [26] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimal settings for automatic controllers," *Trans. ASME*, vol. 64, pp. 759-768, 1942.
- [27] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Process lags in automatic control circuits," *Trans. ASME*, vol. 65, pp. 433-444, July 1943.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ สกุล นางสาวจุฑามณี อู่ยสกุล
 รหัสประจำตัวนักศึกษา 5210120007
 วุฒิการศึกษา

วุฒิ	ชื่อสถาบัน	ปีที่สำเร็จการศึกษา
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมเมคาทรอนิกส์)	มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์	2552

ทุนการศึกษา (ที่ได้รับในระหว่างการการศึกษา)

1. ทุนศิษย์ก้นกุฏิ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์
2. ทุนผู้ช่วยวิจัยจากศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ ภายใต้การดำเนินงานของ ศูนย์วิจัยร่วมเฉพาะทางด้านส่วนประกอบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น สัญญาเลขที่ CPN-R&D 01-26-52 EF

การตีพิมพ์เผยแพร่ผลงาน

Jutamee, A., and Smithmaitrie, P. (2010). "System identification and PID controller of the dual-stage actuator for hard disk drive positioning." *In proceeding of 3rd international data storage technology conference*, 30 July-1 August, Bangkok, Thailand, 238-241.