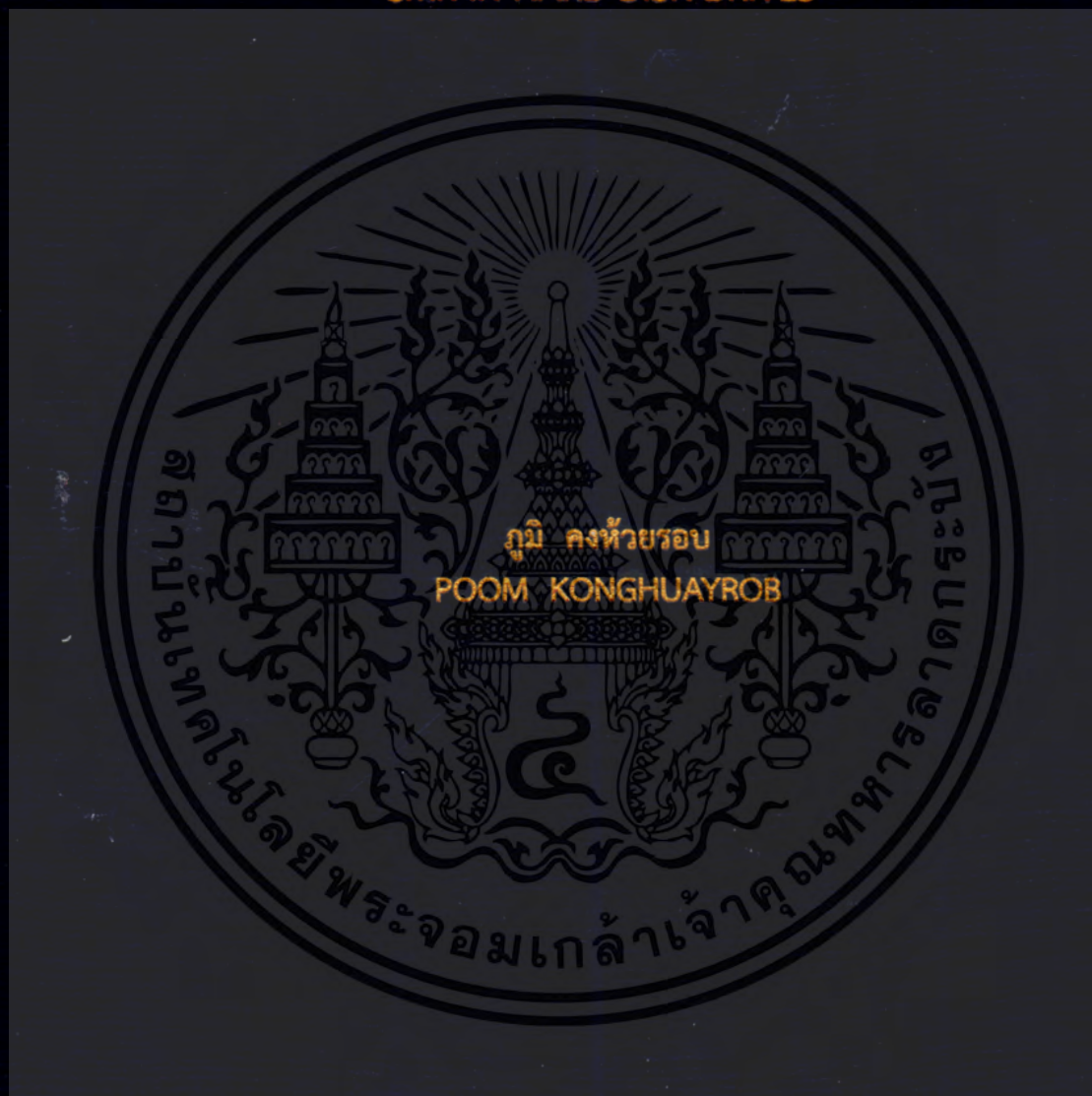


ระบบควบคุมเซอร์โวลูปร่างใหม่สำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์แบบความหนาแน่น
การเก็บข้อมูลสูงเอสเอ็มอาร์

A NOVEL SERVO CONTROLLER FOR HIGH DENSITY
SMR IN HARD DISK DRIVES



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2560
KMITL-2017-EN-D-018-053

ระบบควบคุมเซอร์โวลูบบแบบใหม่สำหรับฮาร์ดดิสก์ไทร์ฟแบบความหนาแน่น
การเก็บข้อมูลสูงเอสเอ็มอาร์

A Novel Servo Controller for High Density
SMR in Hard Disk Drives



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2560

KMITL-2017-EN-D-018-053

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A NOVEL SERVO CONTROLLER FOR HIGH DENSITY
SMR IN HARD DISK DRIVES



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2017
KMITL-2017-EN-D-018-053

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2017

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ระบบควบคุมเซอร์โวลูรูปแบบใหม่สำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์แบบความหนาแน่น
การเก็บข้อมูลสูงเอสเอ็มอาร์

Thesis Title A Novel Servo Controller for High Density SMR in Hard Disk Drives

นักศึกษา นายภูมิ คงห้วยรอบ

รหัสประจำตัว 56601034

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.สมยศ เกียรติวนิชวิไล

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2017-EN-D-018-053

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วุฒิพล	ธาราธิ์เรศรชูล์	
ศ.ดร.อิสระชัย	งามหรรุ	
ผศ.ดร.ชัยยันต์	เจตนาเสน	
ดร.สมภพ	ผลไม้	
รศ.ดร.สมยศ	เกียรติวนิชวิไล	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 12 กรกฎาคม พ.ศ. 2560 เวลา 15.00-17.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 2

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
วันที่ 12 กรกฎาคม พ.ศ. 2560
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ระบบควบคุมเซอร์โวรูปแบบใหม่สำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์แบบ ความหนาแน่นการเก็บข้อมูลสูงเอสเอ็มเออาร์
นักศึกษา	นายภูมิ คงห้วยรอบ
รหัสนักศึกษา	56601034
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2560
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.สมยศ เกียรติวนิชวิไล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอเทคนิคการออกแบบชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบชนิดกำหนดโครงสร้างได้แบบเอชอินฟินิตี้สำหรับควบคุมวอยซ์คอยล์มอเตอร์ (Voice Coil Motor) เพื่อระบุตำแหน่งที่มีความแม่นยำสูงของหัวอ่าน-เขียนฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ โดยชุดควบคุมที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ได้จากเทคนิคการหาค่าเหมาะที่สุดแบบกลุ่มอนุภาค (Particle Swarm Optimization) ขณะที่เงื่อนไขสมรรถนะและเสถียรภาพความคงทนซึ่งกำหนดด้วยค่านอร์มอินันต์จากตัวรบกวนไปยังสเตท ได้ถูกนำมาใช้เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ในการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสมที่สุด นอกจากนี้เทคนิคที่นำเสนอได้ถูกนำไปใช้ร่วมกับเทคนิคตัวกรองน้อชปรับตัวได้ เพื่อชดเชยผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงจุดทำงานของความถี่โซ่แฉกในระบบระบุตำแหน่งฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ และนำไปประยุกต์ใช้กับการควบคุมระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตของตัวขับเคลื่อนสำหรับเครื่องมือผ่าตัดขนาดเล็กที่มีการเชื่อมต่อกันระหว่างอินพุตและเอาต์พุต (Coupling Input and Output) ผลจากการจำลองและการทดลองการควบคุมหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ยืนยันประสิทธิภาพของเทคนิคที่นำเสนอ โดยเปรียบเทียบผลของสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อนจากตำแหน่งอ้างอิงกับเทคนิคจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้เต็มจำนวน (H_∞ loop shaping full order) เทคนิคการลดอันดับด้วยวิธีฮังเกิลนอร์ม (Hankel norm based reduce order) และเทคนิคการกำหนดโครงสร้างตัวควบคุมด้วยวิธีนอนสมูท (Non-smooth) พบว่าเทคนิคที่นำเสนอมีค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพสูงกว่าเทคนิคการออกแบบอื่นที่มีอันดับใกล้เคียงกัน ขณะที่โครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและมีอันดับต่ำกว่าเทคนิคเอชอินฟินิตี้แบบเต็มจำนวน ทำให้เหมาะสมมากกว่าต่อการนำไปประยุกต์ใช้จริงในงานอุตสาหกรรม นอกจากนี้ในงานวิจัยนี้ได้ทดสอบประสิทธิภาพความคงทนของเทคนิคที่นำเสนอโดยนำไปทดสอบกับระบบหลายอินพุตและหลายเอาต์พุตของเครื่องมือผ่าตัดขนาดเล็ก ผลการทดลองแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคอื่นที่นำมาเปรียบเทียบ

Thesis Title	A Novel Servo Controller for High Density SMR in Hard Disk Drives
Student	Mr. PoomKonghuayrob
Student ID	56601034
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2560
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Somyot Kaitwanidvilai

Abstract

This research proposes the fixed structure H_∞ robust loop shaping controller design technique for a voice coil motor (VCM) in order to precisely position the read/write head of hard disk drive servo system. The proposed controller can be synthesized based on the particle swarm optimization (PSO) while the performance and robust stability conditions, which are specified by the infinity norm from disturbance to state, are utilized to be the objective function of the optimal controller parameters searching. The proposed technique is applied to the adaptive notch filter to compensate the effect of the resonance frequency shifting in the hard disk drive positioning process; additionally, it is also applied to the multi-input and multi-output (MIMO) of the micro surgery prototype tool, which has the coupling during its inputs and its outputs. The simulated and experimental results of the hard disk drive control system confirm the effectiveness of the proposed technique, which compared the position error signal (PES) among the H_∞ loop shaping full order technique, the Hangkel norm based reduce order and the non-smooth technique. The results indicate that the proposed technique gains more the stability margin than the other techniques with the similar order while the proposed controller is easier controller structure and lower controller order than that of the conventional H_∞ full order, which leads to be more appropriate application in the actual industry. Moreover, robust performance of the proposed technique in this research is verified by testing with the coupling multi-input multi-output (MIMO) system of micro surgery. The experimental results show better performance of the proposed technique where compared to the other techniques.

กิตติกรรมประกาศ

บทความวิจัยเรื่องระบบควบคุมเซอร์โวลูบแบบใหม่สำหรับฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์แบบความหนาแน่นการเก็บข้อมูลสูงเอสเอ็มอาร์สามารถประสบความสำเร็จได้ด้วยดีนั้น เกิดจากการทำงานด้วยความวิริยะอุตสาหะของผู้จัดทำ และได้รับคำแนะนำและการสนับสนุนจากบุคคล รวมถึงหน่วยงานที่เกี่ยวข้องหลายๆ ฝ่าย ทางคณะผู้จัดทำจึงขอขอบพระคุณในความอนุเคราะห์ดังกล่าว ดังมีรายชื่อดังต่อไปนี้

ผู้จัดทำโครงการขอขอบพระคุณในความกรุณา รศ.ดร.สมยศ เกียรติวนิชวิไล ผู้ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้คำแนะนำชี้แนะแนวทางจนโครงการชิ้นนี้สำเร็จตามเป้าหมาย Amar Nath วิศวกรฝ่ายวิจัยและออกแบบเซอร์โวประเทศสิงคโปร์ที่แนะนำหัวข้อและแนวทางในการทำการวิจัย Prof.Hisayuki Aoyama ที่ให้คำแนะนำเสนอแนะและให้สถานที่สำหรับร่วมทำงานวิจัย ณ ประเทศญี่ปุ่น ตลอดจนอาจารย์ในสาขาวิชาที่ประสิทธิประสาทความรู้ให้กับผู้จัดทำในครั้งนี้

ขอขอบพระคุณโครงการพัฒนานักวิจัยเพื่ออุตสาหกรรม (พวอ.) บริษัทซีเกทเทคโนโลยีประเทศไทยจำกัด ในการสนับสนุนงบประมาณในการศึกษาวิจัยตลอดระยะเวลา 2.5 ปีของการศึกษาวิจัยระดับปริญญาเอก ทางผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้งเป็นอย่างยิ่ง และจะนำความรู้ความสามารถที่ได้รับไปดำเนินการพัฒนาประเทศไทยให้มีความก้าวหน้าต่อไปในอนาคต

นอกจากนี้ผู้จัดทำต้องขอขอบพระคุณนางสาวศิวาพร หลีน้อย, นายวิรัชศักดิ์ พนางาม ที่ช่วยประสานงานโครงการทุนวิจัยและคอยดูแลด้วยดีเสมอมา และนายนครศักดิ์ แสงศรีเจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ให้เบิกใช้เครื่องมือ ตลอดจนนางกมลวรรณ ถาวร, นายบุญยวีร์ฉายศิริ, นางสาวสุภารัตน์ พุ่มย่อย และนางสาวนิตยา นากสุข เจ้าหน้าที่ห้องธุรการที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับรายละเอียดการเบิกจ่ายของโครงการ ตลอดจนเจ้าหน้าที่ฝ่ายบัณฑิตทุกท่านที่ให้คำแนะนำช่วยเหลือจัดการด้านเอกสารตลอดระยะเวลาการศึกษาที่ผ่านมา และขอขอบคุณนางสาวศนิ กลิ่นสนิท ที่คอยเป็นแรงใจและกำลังใจ รวมทั้งให้ความช่วยเหลือร่วมทุกข์ร่วมสุขด้วยกันเสมอมา

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณบุคคลที่สำคัญที่สุดที่ทำให้ข้าพเจ้ามีวันนี้คือบิดา มารดา อันเป็นที่เคารพรักยิ่ง ซึ่งได้เลี้ยงดูข้าพเจ้ามาเป็นอย่างดี พร้อมทั้งให้โอกาสในการศึกษาอย่างเต็มที่และยังให้กำลังใจเอาใจใส่เสมอมาในทุกๆ ด้านอันหาที่เปรียบไม่ได้ ผู้จัดทำระลึกในพระคุณอันสุดประมาณและกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

ภูมิ คงห้วยรอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
สารบัญตาราง.....	XIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย.....	6
1.3 ขอบเขตและระเบียบวิธีวิจัย.....	6
1.3.1 ขอบเขตงานวิจัย.....	6
1.3.2 ระเบียบวิธีวิจัย.....	7
1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับ.....	7
1.5 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์.....	7
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย.....	10
2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	10
2.2 ภาพรวมและองค์ประกอบของฮาร์ดดิสก์.....	12
2.3 ปัญหาสำคัญในการออกแบบชุดควบคุมหัวอ่านฮาร์ดดิสก์.....	15
2.3.1 การวิเคราะห์และจัดการผลของตัวรบกวนระบบ.....	17
2.3.2 ตัวชดเชยเรโซแนนซ์.....	18
2.3.3 โมเดลทางคณิตศาสตร์ของวอยซ์ค้อยมอเตอร์.....	19
2.4 ระบบควบคุมแบบคงทน.....	24
2.5 ชุดควบคุมแบบจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้.....	28
2.5.1 การออกแบบฟังก์ชันชดเชยนำหน้าตามขั้นตอนการจัดสัญญาณวงรอบ.....	30
2.5.2 การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้.....	32
2.6 ขั้นตอนหาค่าความเหมาะสมที่สุดของกลุ่มอนุภาค.....	34
2.7 การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ.....	37
2.7.1 แบบจำลองคณิตศาสตร์แบบเชิงเส้น.....	38

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ที่กำหนด อันดับของชุดควบคุมได้สำหรับอุปกรณ์ฮาร์ดดิस्कไดร์ฟโดยใช้การหาค่าเหมาะสม ที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาคร่วมกับตัวกรองปรับตัวได้แบบน้อซ	41
3.1 บทนำ	41
3.2 การออกแบบชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้เดิม การออกแบบชุด ควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ที่สามารถกำหนดอันดับของชุดควบคุมได้ โดยใช้การหาค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมที่เหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาค (PSO) และเทคนิคนอนสมูท	42
3.2.1 ขั้นตอนการออกแบบชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้เดิม	42
3.2.2 ขั้นตอนการออกแบบชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ ชนิดกำหนดอันดับได้ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้	43
3.2.3 ขั้นตอนการออกแบบชุดควบคุมกำหนดโครงสร้างได้โดยใช้เทคนิคเอชอินฟินิตี้ นอนสมูท	45
3.3 ผลการออกแบบของชุดควบคุมที่นำเสนอ ชุดควบคุมเอชอินฟินิตี้แบบเดิม (H_∞ loop shaping) และชุดควบคุมจากเทคนิคนอนสมูท (Non-smooth) สำหรับใช้ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของชุดควบคุม	46
3.4 ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และทดสอบความคงทนด้วยการ ป้อนสัญญาณรบกวนการแกว่งซ้ำที่ (RRO) และไม่ซ้ำที่ (NRRO)	49
3.5 การออกแบบตัวกรองปรับตัวได้แบบน้อซ	54
3.6 สรุปผล	62
บทที่ 4 การออกแบบชุดควบคุมคงทนกำหนดโครงสร้างได้สำหรับเครื่องมือช่วยผ่าตัด ต้นแบบขนาดเล็กที่มีหลายอินพุตหลายเอาต์พุต	63
4.1 บทนำ	63
4.2 การหาแบบจำลองทางพลศาสตร์ (Dynamic model) ของเครื่องมือช่วยผ่าตัด ต้นแบบขนาดเล็กและการระบุเอกลักษณ์ของระบบ	63
4.3 การออกแบบตัวควบคุมจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ที่กำหนดโครงสร้างได้ ชนิดรวมศูนย์และไม่รวมศูนย์	72
4.4 ผลการออกแบบของชุดควบคุมที่นำเสนอแบบรวมศูนย์และไม่รวมศูนย์ ชุดควบคุม เอชอินฟินิตี้แบบเดิม และชุดควบคุมจากเทคนิคการจูนแบบซีเกลอร์-นิโคลส เพื่อ ใช้ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของชุดควบคุม	75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.5 ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ การทดลองด้วยระบบจริง และทดสอบ ความคงทนของระบบด้วยการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันภายในระบบ	78
4.6 สรุปผลการทดลอง	88
บทที่ 5 การออกแบบชุดควบคุมคงทนกำหนดโครงสร้างได้โดยใช้เทคนิค v-gap	89
5.1 บทนำ	89
5.2 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับระบบระบุตำแหน่งของหัวอ่านฮาร์ดดิสก์โดยใช้วิธีการ จัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ และการออกแบบระบบที่นำเสนอด้วยเทคนิค v-gap	90
5.3 ผลการออกแบบของชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอผ่านเทคนิค v-gap และประยุกต์ใช้ การหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบกลุ่มมอนุภาค	93
5.4 การจำลองการทำงานของระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์	94
5.5 สรุปผลการทดลอง	99
บทที่ 6 สรุปผล	100
6.1 สรุปผลการทดลอง	100
6.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข	102
6.3 ข้อเสนอแนะในการทำงานวิจัย	102
เอกสารอ้างอิง	104
ภาคผนวก บทความที่ได้รับการตีพิมพ์	116

สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
1.1	การทำนายการเพิ่มขึ้นของความหนาแน่นการจุข้อมูล (Areal Density) ในอนาคต	1
1-2	ลักษณะการจัดเรียงตัวของการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์แบบเอสเอ็มเออาร์	4
1-3	รูปแบบการบันทึกข้อมูลโดยอาศัยเทคนิคการบันทึกข้อมูลแบบความร้อนช่วย HAMR	4
2-1	ส่วนประกอบของฮาร์ดดิสก์	12
2-2	ส่วนประกอบของระบบขับเคลื่อนชุดหัวอ่านฮาร์ดดิสก์	13
2-3	เซ็นเซอร์และแนวข้อมูลของแผ่นมีเดียฮาร์ดดิสก์	13
2-4	ตำแหน่งของหัวอ่านบนสไลเดอร์	14
2-5	โครงสร้างของแนวข้อมูลบนฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์	15
2-6	ระดับสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อน (PES) ที่ตำแหน่ง 0 และ 1	15
2-7	แหล่งสัญญาณรบกวนของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์	16
2-8	โมเดลตัวรบกวนที่ส่งผลต่อการควบคุมฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์	17
2-9	เส้นแนวข้อมูลบนแผ่นมีเดียของระบบอุดมคติและแบบที่ใช้จริงในปัจจุบัน	18
2-10	ตัวขับเร้าวอยซ์คอยมอเตอร์	19
2-11	รูปแบบการเคลื่อนที่ของหัวอ่าน	20
2-12	ลักษณะการเกิดแรงบิดจากการจ่ายกระแสเข้าสู่ขดลวดของวอยซ์คอยมอเตอร์	20
2-13	วงจรมุมลของวอยซ์คอยมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วยวงจรรีบเคลื่อนกระแส	21
2-14	ไดอะแกรมระบบที่มีตัวรบกวนและการเปลี่ยนแปลงต่างๆในระบบ	24
2-15	แผนภาพโบทของระบบที่มีตัวรบกวนและการเปลี่ยนแปลงในระบบ	24
2-16	ระบบที่มีความไม่แน่นอนและการควบคุมแบบวงรอบปิด	25
2-17	(ก) บล็อกไดอะแกรมของระบบที่ถูกควบคุมแบบวงรอบปิดดั้งเดิม	26
	(ข) บล็อกไดอะแกรมของระบบที่จัดวงรอบใหม่	26
2-18	ภาพการจัดสัญญาณวงรอบของระบบ (G)	29
2-19	ภาพการเปรียบเทียบระบบก่อนและหลังการจัดสัญญาณวงรอบ	30
2-20	ระบบควบคุมแบบป้อนกลับทั่วไป	30
2-21	ภาพของระบบที่แยกพิจารณาเป็นตัวเลขและตัวส่วน	33
2-22	ชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้	34
2-23	การเคลื่อนที่ของฝูงนก	35
2-24	แผนภาพการดำเนินการของขั้นตอนหาค่าความเหมาะสมที่สุดของกลุ่มอนุภาค	36
3-1	แสดงภาพการจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้	42

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
3-2	ระบบควบคุมป้อนกลับ ที่ถูกควบคุมด้วยชุดควบคุมกำหนดโครงสร้างได้แบบนอนสมุท สำหรับระบบระบุตำแหน่งของหัวอ่านฮาร์ดดิสก์.....	46
3-3	แสดงการลู่เข้าคำตอบของพีดีเน็ตฟังก์ชันต่อจำนวนรอบการดำเนินการด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค	48
3-4	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของระบบปกติและระบบที่ถูกจัดสรรฐานใหม่ด้วยฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักที่ออกแบบ (Shaped plant)	49
3-5	แสดงผลการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของเทคนิคต่างๆที่ได้รับการออกแบบเพื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคที่นำเสนอ.....	50
3-6	แสดงผลการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาด้วยสัญญาณขั้นบันไดของเทคนิคต่างๆที่ได้รับการออกแบบเพื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคที่นำเสนอ.....	50
3-7	ผลการเปรียบเทียบความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่งของเทคนิคที่นำเสนอ, เทคนิคลดอันดับและเทคนิคนอนสมุทเมื่อโดยรบกวนด้วยสัญญาณการแกว่งแบบซ้ำที่ RRO.....	52
3-8	ผลการเปรียบเทียบความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่งของเทคนิคที่นำเสนอ, เทคนิคลดอันดับและเทคนิคนอนสมุทเมื่อโดยรบกวนด้วยสัญญาณการแกว่งแบบซ้ำที่ RRO และไม่ซ้ำที่ NRRO.....	52
3-9	กราฟแสดงการเปรียบเทียบฮิสโตแกรมของค่าความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่ง σ_{PES} ของทั้ง 3 วิธีที่ใช้ในงานวิจัยนี้โดยที่ (ก) แสดงผลของตัวควบคุมที่นำเสนอชนิดกำหนดลำดับได้กับตัวรบกวน RRO (ข) แสดงผลของตัวควบคุมลดอันดับด้วยฮานเคลนอร์มกับตัวรบกวน RRO (ค) แสดงผลของตัวควบคุมแบบนอนสมุทกับตัวรบกวน RRO (ง) แสดงผลของตัวควบคุมที่นำเสนอชนิดกำหนดลำดับได้กับตัวรบกวน RRO และ NRRO	53
3-10	โครงสร้างของระบบควบคุมป้อนกลับที่ตัวกรองแบบน้อสามารถปรับตัวได้.....	54
3-11	ผลการเปรียบเทียบของระบบปกติและระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงจุดความถี่เรโซแนนซ์ (ก) ผลตอบสนองทางความถี่แบบวงเปิด (ข) ผลตอบสนองขั้นบันได	56
3-12	ผลตอบสนองทางความถี่ระหว่างการปรับตัวของตัวกรองปรับตัวได้แบบน้อช	57
3-13	ผลตอบสนองขั้นบันไดระหว่างการปรับตัวของตัวกรองปรับตัวได้แบบน้อช.....	58
3-14	กราฟแสดงการลู่เข้าคำตอบของฟังก์ชันพีดีเน็ตสำหรับเทคนิคการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบกลุ่มอนุภาค.....	58
3-15	ค่าการเปรียบเทียบในเชิงของผลตอบสนองขั้นบันไดและผลตอบสนองทางความถี่ของทั้ง 6 เคส เส้นสีแดงแสดงตัวกรองแบบน้อชชนิดคงค่า (FFNF) และเส้นสีดำแสดงตัวกรองปรับตัวได้แบบน้อช.....	62

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
4-1	ลักษณะการผ่าตัดเซลล์ขนาดเล็กระดับไมโครเมตรผ่านกล้องกำลังขยายสูง	63
4-2	อุปกรณ์ระบุตำแหน่งขนาดเล็ก (ก) ลักษณะโครงสร้างพื้นฐานของอุปกรณ์ (ข) องค์ประกอบและการติดตั้งโดยรวมของเครื่องมือต้นแบบ	66
4-3	แผนภาพอย่างง่ายของการควบคุมระบบ (ก) วิธีไม่รวมศูนย์ (ข) วิธีรวมศูนย์.....	67
4-4	ภาพรวมขององค์ประกอบต่างๆ ในการควบคุมระบบ	68
4-5	สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตที่เก็บจากอุปกรณ์จัดเก็บข้อมูล (ก) สัญญาณอินพุต u_1 กับระยะทางที่ปลายมีดเคลื่อนที่ได้ y_1 และสัญญาณอินพุต u_1 กับระยะทางที่ปลายมีดโดนรบกวน y_2 (ข) u_2 กับระยะทางที่ปลายมีดเคลื่อนที่ได้ y_2 และสัญญาณอินพุต u_2 กับระยะทางที่ปลายมีดโดนรบกวน y_1	69
4-6	ผลการเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้จากการประมาณด้วยวิธีรูปเอกลักษณะและค่าที่วัดได้จริง .	70
4-7	ค่าเอกฐาน (ก) ระบบปกติและระบบที่ได้รับการจัดสรรแล้ว (ข) ระบบที่ควบคุมด้วยวิธีเอชอินฟินิตีแบบเดิม และระบบที่ถูกควบคุมด้วยวิธีการที่นำเสนอทั้งสองวิธีการ	65
4-8	ค่าเอกฐานฮานเคลนอร์ม	68
4-9	ค่าแสดงการลู่ออกค่าตอบของการหาค่าเหมาะสมที่สุดของตัวควบคุมแบบรวมศูนย์และไม่รวมศูนย์ (Centralized and Decentralized) ด้วยวิธีการ PSOGSA.....	70
4-10	สัญญาณเปรียบเทียบของผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดหนึ่งหน่วยที่ป้อนให้กลับระบบด้วยการควบคุมจากตัวควบคุมต่างๆ ที่นำเสนอในหัวข้อวิจัยนี้.....	71
4-11	การเปรียบเทียบการตามรอยคำสั่ง	72
4.12	อุปกรณ์ที่สำคัญในการทดลอง (ก) ต้นแบบเครื่องมือช่วยผ่าตัดขนาดเล็ก (ข) อุปกรณ์เก็บข้อมูลและวงจรรขยายสัญญาณ.....	73
4-13	ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดตั้งแต่ -100, 0, 100, 200 ไมโครเมตร โดยควบคุมการทำงานด้วยตัวควบคุมแบบไม่รวมศูนย์ที่นำเสนอ(ก) การป้อนสัญญาณอินพุตแนวแกน X แล้ววัดผลตอบสนองเอาต์พุตตามแนวแกน X และ Y (ข) การป้อนสัญญาณอินพุตแนวแกน Y แล้ววัดผลตอบสนองเอาต์พุตตามแนวแกน Y และ X	74
4-14	ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดตั้งแต่ -100, 0, 100, 200 ไมโครเมตรโดยควบคุมการทำงานด้วยตัวควบคุมแบบรวมศูนย์ที่นำเสนอ(ก) การป้อนสัญญาณอินพุตแนวแกน X แล้ววัดผลตอบสนองเอาต์พุตตามแนวแกน X และ Y (ข) การป้อนสัญญาณอินพุตแนวแกน Y แล้ววัดผลตอบสนองเอาต์พุตตามแนวแกน Y และ X	75

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
4-15	ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดตั้งแต่ -100, 0, 100, 200 ไมโครเมตรโดยควบคุมการทำงานด้วยตัวควบคุมแบบซีเกลอร์-นิโคลส (ก) การบ่อนสัญญาณอินพุตแนวแกน X แล้ววัดผลตอบสนองเอาท์พุตตามแนวแกน X และ Y (ข) การบ่อนสัญญาณอินพุตแนวแกน Y แล้ววัดผลตอบสนองเอาท์พุตตามแนวแกน Y และ X	75
4-16	ผลการทดลองประยุกต์ใช้ตัวควบคุมชนิดไม่รวมศูนย์ (Decentralized) ในการตามรอยคำสั่งวาดวงกลมขณะมีการลดแรงดันซีฟฟลายระหว่าง 18-24V	77
4-17	ผลการทดลองประยุกต์ใช้ตัวควบคุมชนิดรวมศูนย์ (Centralized) ในการตามรอยคำสั่งวาดวงกลมขณะมีการลดแรงดันซีฟฟลายระหว่าง 18-24V	77
4-18	ผลการทดลองประยุกต์ใช้ตัวควบคุมจากวิธีซีเกลอร์-นิโคลส (Ziegler Nichols) ในการตามรอยคำสั่งวาดวงกลมขณะมีการลดแรงดันซีฟฟลายระหว่าง 18-24V	78
4-19	ผลการตามรอยสัญญาณตำแหน่งอ้างอิงแนวแกน X และค่าความคลาดเคลื่อนของการตามรอยตำแหน่งอ้างอิงด้วยฮีสโทรแกรมทางสถิติโดยใช้ตัวควบคุมชนิดไม่รวมศูนย์ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันซีฟฟลายระหว่าง 18-24V	78
4-20	ผลการตามรอยสัญญาณตำแหน่งอ้างอิงแนวแกน Y และค่าความคลาดเคลื่อนของการตามรอยตำแหน่งอ้างอิงด้วยฮีสโทรแกรมทางสถิติโดยใช้ตัวควบคุมชนิดไม่รวมศูนย์ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันซีฟฟลายระหว่าง 18-24V	79
4-21	ผลการตามรอยสัญญาณตำแหน่งอ้างอิงแนวแกน X และค่าความคลาดเคลื่อนของการตามรอยตำแหน่งอ้างอิงด้วยฮีสโทรแกรมทางสถิติโดยใช้ตัวควบคุมชนิดรวมศูนย์ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันซีฟฟลายระหว่าง 18-24V	79
4-22	ผลการตามรอยสัญญาณตำแหน่งอ้างอิงแนวแกน Y และค่าความคลาดเคลื่อนของการตามรอยตำแหน่งอ้างอิงด้วยฮีสโทรแกรมทางสถิติโดยใช้ตัวควบคุมชนิดรวมศูนย์ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันซีฟฟลายระหว่าง 18-24V	80
4-23	ผลการตามรอยสัญญาณตำแหน่งอ้างอิงแนวแกน X และค่าความคลาดเคลื่อนของการตามรอยตำแหน่งอ้างอิงด้วยฮีสโทรแกรมทางสถิติโดยใช้ตัวควบคุมจากวิธีซีเกลอร์-นิโคลสภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันซีฟฟลายระหว่าง 18-24V	80
4-24	ผลการตามรอยสัญญาณตำแหน่งอ้างอิงแนวแกน Y และค่าความคลาดเคลื่อนของการตามรอยตำแหน่งอ้างอิงด้วยฮีสโทรแกรมทางสถิติโดยใช้ตัวควบคุมจากวิธีซีเกลอร์-นิโคลสภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันซีฟฟลายระหว่าง 18-24V	81

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
4-15	ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดตั้งแต่ -100, 0, 100, 200 ไมโครเมตรโดยควบคุมการทำงานด้วยตัวควบคุมแบบซีเกลอร์-นิโครส (ก) การป้อนสัญญาณอินพุตแนวแกน X แล้ววัดผลตอบสนองเอาต์พุตตามแนวแกน X และ Y (ข) การป้อนสัญญาณอินพุตแนวแกน Y แล้ววัดผลตอบสนองเอาต์พุตตามแนวแกน Y และ X	75
5-1	แผนผังการควบคุมป้อนกับสำหรับระบบควบคุมตำแหน่งหัวอ่านฮาร์ดดิสก์	82
5-2	แผนภาพแสดงขั้นตอนการหาตัวควบคุมกำหนดโครงสร้างด้วย v-gap ที่ประยุกต์ใช้ขั้นตอนการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบกลุ่มอนุภาค	85
5-3	ส่วนกลับของระยะห่างน้อยที่สุดด้วยวิธีวีแก๊ป (v-gap) ของการดำเนินขั้นตอนการหาค่าเหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาคในแตรอบ	87
5-4	ค่าเอกฐานของฟังก์ชันความไว (เส้นประ) และฟังก์ชันเติมเต็มความไว (เส้นทึบ)	88
5-5	ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดของตัวควบคุมที่นำเสนอ (เส้นประ) และตัวควบคุมจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิม (เส้นทึบ)	89
5-6	ผลตอบสนองในการจัดการตัวรบกวนของตัวควบคุมที่นำเสนอ (เส้นประ) และตัวควบคุมจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิม (เส้นทึบ)	89
5-7	การเปรียบเทียบค่าเอกฐานของระบบที่ระบบระบุตำแหน่งหัวอ่านแบบปกติ (เส้นสีดำ) และระบบที่ได้รับการรบกวน 16 เคสทดสอบ (เส้นสีเทา)	91
5-8	การเปรียบเทียบผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดของระบบที่ระบบระบุตำแหน่งหัวอ่านแบบปกติ (เส้นสีดำ) และระบบที่ได้รับการรบกวน 16 เคสทดสอบ (เส้นสีเทา)	91

สารบัญตาราง

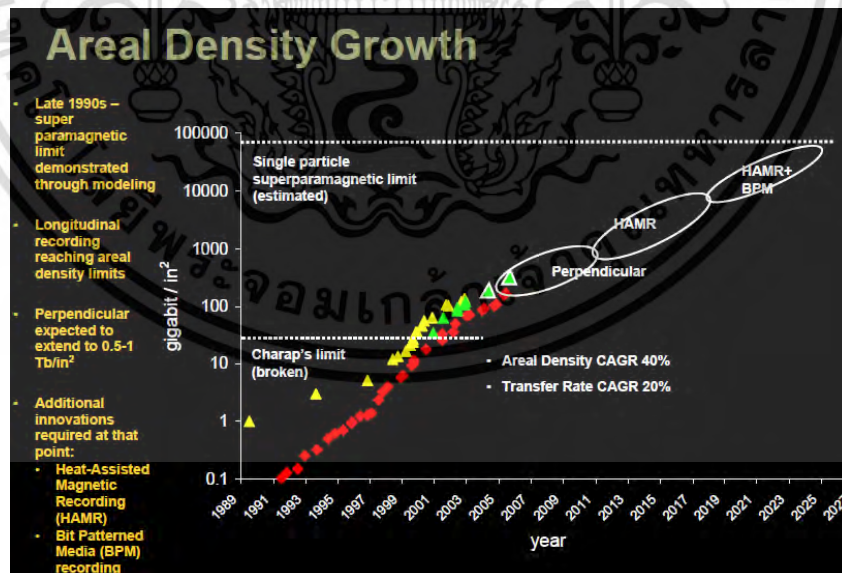
ตารางที่	หน้า
1-1 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่ทำนายว่าจะเกิดขึ้นในฮาร์ดดิสก์.....	2
3-1 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติทางเวลาและประสิทธิภาพทางความถี่ของเทคนิคต่างๆที่ นำเสนอในบทนี้.....	51
3-2 ค่า $3\sigma_{PES}$ ของการทดสอบความคงทนด้วย RRO และ NRRO	54
3-3 ผลการทดสอบด้วย 6 เคสการทดลองของตัวกรองน็อซชนิดคงค่าและชนิดปรับตัวได้ที่นำเสนอ.	61
3-4 ค่าพารามิเตอร์ของระบบวอยซ์คอยมอเตอร์และตัวกรองน็อซชนิดคงค่า.....	61
4-1 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติทางเวลาและประสิทธิภาพทางความถี่ของเทคนิคต่างๆ ที่นำเสนอในบทนี้	69
4-2 ตารางเปรียบเทียบข้อกำหนดด้านสมรรถนะและความคงทนจากการจำลอง.....	76
5-1 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของคววมทั้งสองตัวคววมที่พิจารณา.....	88
5-2 ค่าพารามิเตอร์ของระบบวอยซ์คอยมอเตอร์ (Voice coil motor) ของระบบปกติและระบบ ที่โดนรบกวนลักษณะการแกว่งไม่ซ้ำที่ (NRRO).....	90

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

อุตสาหกรรมฮาร์ดดิสก์เป็นอุตสาหกรรมหนึ่งที่มีความสำคัญต่อเศรษฐกิจ สังคมและการพัฒนาประเทศ ปัจจุบันประเทศไทยถูกจัดอันดับเป็นผู้ผลิตฮาร์ดดิสก์อันดับต้นๆของโลกและมีการจ้างงานมากกว่า 100,000 อัตรา มีการส่งออกฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์และส่วนประกอบปีละมากกว่า 400,000 ล้านบาท และมีมูลค่าการส่งออกผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมต่อมวลรวมการส่งออกของทั้งประเทศสูงถึงร้อยละ 84.7 [1] อย่างไรก็ตามอุตสาหกรรมนี้เป็นอุตสาหกรรมที่มีการเปลี่ยนแปลงรวดเร็วและต้องการเทคโนโลยีหรืองานวิจัยที่ใช้ได้จริง ดังนั้นเพื่อรักษาการลงทุนในอุตสาหกรรมนี้ให้อยู่ในประเทศไทย ทางหนึ่งที่สามารถดำเนินการได้ คือ การพัฒนาในส่วนองเทคโนโลยีต้นน้ำนั่นคือการวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีที่เกี่ยวกับการสร้างต้นแบบฮาร์ดดิสก์ที่มีความหนาแน่นการจุข้อมูล (Areal Density) สูง โดยเฉพาะอย่างยิ่งมีความคาดหวังว่าจะสามารถสร้างต้นแบบฮาร์ดดิสก์ที่มีความหนาแน่นการจุข้อมูลมากกว่า 10 Tb/in² ได้ภายในปี ค.ศ.2020 และมีแนวโน้มที่เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องการจะให้บรรลุเป้าหมายดังกล่าวนี้เป็นสิ่งท้าทาย ต้องการเทคโนโลยีขั้นสูงหลากหลายสาขา เช่น เทคโนโลยีการบันทึกข้อมูล เทคโนโลยีการผลิตชิ้นส่วนอุปกรณ์ เทคโนโลยีระบบควบคุมในฮาร์ดดิสก์ เป็นต้น ในการดำเนินการจะต้องศึกษาในเชิงลึกของแต่ละเทคโนโลยีเพื่อให้เกิดองค์ความรู้และนวัตกรรมใหม่เกิดขึ้น



รูปที่ 1-1 การทำนายการเพิ่มขึ้นของความหนาแน่นการจุข้อมูล (Areal Density) ในอนาคต [2]

ในบรรดาเทคโนโลยีที่จำเป็นต่อการพัฒนาฮาร์ดดิสก์ที่มีความหนาแน่นการจุข้อมูลสูงนั้น เทคโนโลยีระบบควบคุมตำแหน่งเป็นเทคโนโลยีหนึ่งที่สำคัญที่รอการค้นคว้าและแก้ปัญหาที่ท้าทาย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาทิเช่น การออกแบบรูปแบบระบบและตัวอุปกรณ์ของระบบควบคุมตำแหน่งที่ใช้กับรูปแบบแพทเทิร์นการบันทึกข้อมูลแบบใหม่ที่จะเกิดขึ้นในอนาคต เทคนิคการควบคุมตำแหน่งทั้งการเขียนและอ่านที่มีสมรรถนะสูงเพียงพอกับการเพิ่มขึ้นของความหนาแน่นการจุข้อมูลซึ่งเพิ่มขึ้นทั้งในเชิงความจุข้อมูล จำนวนร่องเก็บข้อมูลในหนึ่งหน่วยความยาวนิ้ว (Track Per Inch : TPI) จำนวนบิตต่อหนึ่งหน่วยความยาวนิ้ว (Bit Per Inch: BPI) การออกแบบส่วนประกอบฮาร์ดดิสก์ไม่ว่าจะเป็นแบร์ริง อุปกรณ์ทางกล ฯลฯ รวมถึงเทคนิคการประกอบที่ทำให้ปริมาณของแหล่งที่ก่อให้เกิดสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อน (Position Error Signal : PES) เช่น สัญญาณรบกวนการแกว่งไม่ซ้ำที่ (Non-Repeat Run Out : NRRO), สัญญาณรบกวนการแกว่งซ้ำที่ (Repeat Run Out : RRO), ตัวก่อกวน (Disturbance) อยู่ในค่าขอบเขตที่กำหนด เป็นต้น นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงขนาดของตัวฮาร์ดดิสก์เพื่อให้ขนาดเล็กลงหรือเท่าเดิมแต่ความจุเพิ่มขึ้น โดยจากการทำนายของผู้เชี่ยวชาญด้านการพัฒนาฮาร์ดดิสก์ยังเห็นตรงกันว่า ค่าความหนาแน่นการจุข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ในอนาคตจะสูงขึ้นมาก ตัวอย่างของแนวโน้มของค่าความหนาแน่นข้อมูลที่ถูกทำนายไว้โดย Mark Kryder [2] นักวิจัยและพัฒนาทางด้านฮาร์ดดิสก์ดังแสดงในรูปที่ 1.1

โดยทั่วไปค่าความหนาแน่นการจุข้อมูลจะถูกกำหนดโดยจำนวนบิตต่อหนึ่งหน่วยความยาวนิ้ว (BPI) กับจำนวนร่องเก็บข้อมูลต่อหนึ่งหน่วยความยาวนิ้ว (TPI) ซึ่งทั้งสองพารามิเตอร์นี้มีแนวโน้มจะสูงขึ้นในอนาคต มีการทำนายไว้ว่าที่ความหนาแน่นการจุข้อมูล (AD) = 10 เทระบิตต่อตารางนิ้ว (Tb/in^2) จะต้องการ TPI ที่ประมาณ 3,162,000 TPI และ BPI ที่ 3162 kBPI เช่นเดียวกัน โดยทำนายไว้ว่าฮาร์ดดิสก์ที่มีความหนาแน่นการจุข้อมูลขนาดดังกล่าวจะถูกสร้างขึ้นจริงในปี ค.ศ. 2020 หรืออีก 3ปีข้างหน้าค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญแสดงในตารางที่ 1.1

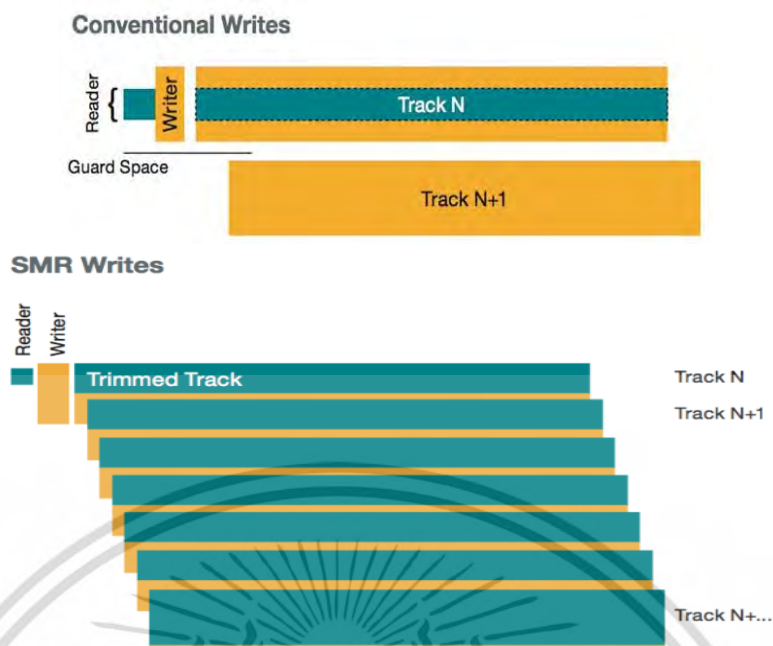
ตารางที่ 1.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ทำนายว่าจะเกิดขึ้นในฮาร์ดดิสก์ที่ความหนาแน่นการจุข้อมูลเท่ากับ 1, 2, 5 และ 10 Tb/in^2 ตามลำดับ [3]

AD	Tb/in ²	1	2	5	10
Bar		4	3	2	1
Track Density	ktpi	500	816	1581	3162
Bit Density	kbpi	2000	2449	3162	3162
AD	b/mm ²	1.55E+09	3.10E+09	7.75E+09	1.55E+10
Track Density	t/mm	19685	32146	62250	124499
Bit Density	b/mm	78740	96437	124499	124499
Track Pitch	nm	50.8	31.1	16.1	8.0
Bit Pitch	nm	12.7	10.4	8.0	8.0
Bit area	nm ²	645.2	322.6	129.0	64.5

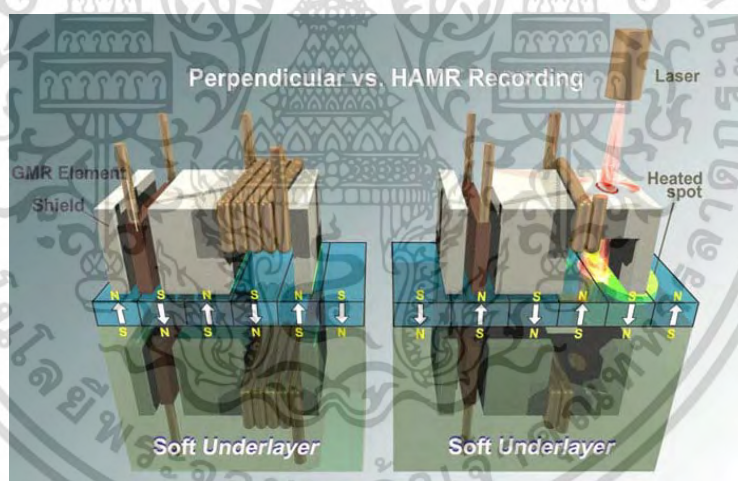
จากตารางที่ 1.1จะเห็นว่าที่ความหนาแน่นการจุข้อมูลสูงขึ้นความกว้างของร่องเก็บข้อมูล (Track) มีแนวโน้มต่ำลง โดยปกติ 10% ของความกว้างนี้จะถูกกำหนดให้เป็น TMR Budget เมื่อ TMR Budget มีขนาดเล็กลงตามความกว้างร่องการเก็บข้อมูลที่เล็กลงมากดังนั้นระบบควบคุมเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตำแหน่งจะต้องแม่นยำขึ้นจากเดิมมากด้วยเช่นกันโดยที่ (Track Miss Registration : TMR) คือค่าความคลาดเคลื่อนของร่องเก็บข้อมูลจากค่าที่กำหนดไว้

การดำเนินการทางเพิ่มความหนาแน่นมีแนวทางที่ค่อนข้างชัดเจนในหลายเทคโนโลยี อาทิ เช่น การเก็บข้อมูลแบบ Bit Pattern Media, Shingled Magnetic Recording, Heat Assisted Magnetic Recording, ฯลฯ [4-7] โดยเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลแบบซิงเกิ้ล แมกเนติกส์ รูปแบบใหม่ หรือเทคโนโลยี เอสเอ็มอาร์ (Shingled Magnetic Recording : SMR) เอสเอ็มอาร์ เป็นเทคโนโลยีสำหรับจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์แบบจานหมุน ณ ปัจจุบัน ซึ่งมีความสำคัญในการเพิ่มความหนาแน่นในการจัดเก็บข้อมูล (Areal Density) อย่างต่อเนื่อง เพื่อตอบสนองความต้องการใช้งานแบบคลาวด์และระบบพกพา (Mobile) ทั่วโลก [3] โดยมีการคาดการณ์ว่าเทคโนโลยีนี้จะช่วยเพิ่มศักยภาพในการจัดเก็บข้อมูลเพิ่มจากเดิมร้อยละ 25 ซึ่งการจัดเก็บข้อมูล เอสเอ็มอาร์ นี้เป็นการจัดเก็บข้อมูลในแนวตั้งฉาก (Perpendicular Recording) ช่วยเพิ่มความหนาแน่นในการจัดเก็บข้อมูลโดยการเรียงบิตในแนวตั้งฉาก และจัดเรียงข้อมูลที่ถูกจัดเก็บไว้ในฮาร์ดดิสก์ขึ้นใหม่ โดยอาศัยการเลื่อนหรือซ้อนกันของร่องบันทึกข้อมูล ซึ่งคล้ายกับการซ้อนกันของกระเบื้องมุงหลังคา ดังแสดงในรูปที่ 1.2 ทำให้ทำให้ช่องว่างระหว่างร่องบันทึกข้อมูลและหัวอ่าน / เขียน (Read/Write Heads) แคบลงขณะที่ปัจจุบันได้มีการทดลองวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลโดยใช้เทคโนโลยีใหม่ล่าสุดในการเพิ่มพื้นที่ความจุข้อมูลโดยใช้เทคนิคความร้อนช่วย (Heat Assisted Magnetic Recording : HAMR) โดยยิงแสงเลเซอร์รัศมีแคบจากหัวอ่านไปยังบริเวณพื้นที่ที่ต้องการจัดเก็บข้อมูลบนแผ่นมีเดีย ทำให้พื้นที่ดังกล่าวมีการขยายตัวแล้วจึงใช้ตัวไฟกัสความร้อน (Near Field Transducer : NFT) ในการช่วยลดอุณหภูมิของพื้นที่บันทึกข้อมูลให้มีอุณหภูมิที่เหมาะสมสำหรับการเปลี่ยนสภาวะแม่เหล็กของพื้นที่ที่ต้องการบันทึกข้อมูลในแผ่นมีเดียจากแม่เหล็กเฟอร์โร (Ferromagnetism) ให้เป็นแม่เหล็กพารา (Paramagnetic) ชั่วคราว ซึ่งเป็นสภาวะที่เหมาะสมต่อการบันทึกข้อมูลลงแผ่นมีเดีย ดังแสดงในรูปที่ 1.3 ปัจจุบันเทคโนโลยีดังกล่าวได้รับการทดลอง โดยสามารถเพิ่มความหนาแน่นการจุข้อมูลได้มากถึง 1.007 Tb/in^2 [9] ซึ่งแสดงถึงแนวโน้มความเป็นไปได้ในการประยุกต์ใช้เทคโนโลยีดังกล่าวสำหรับเพิ่มความหนาแน่นการจุข้อมูลในอนาคต



รูปที่ 1-2 ลักษณะการจัดเรียงตัวของการจัดเก็บข้อมูลในฮาร์ดดิสก์แต่ละร่องบันทึกข้อมูลแบบ เอสเอ็มอาร์ [3]



รูปที่ 1-3 รูปแบบการบันทึกข้อมูลลงแผ่นมีเดียโดยอาศัยเทคนิคการบันทึกข้อมูลแบบความร้อนช่วย HAMR [8]

นอกเหนือจากการพัฒนาด้านการเพิ่มความหนาแน่นการจัดเก็บข้อมูลโดยการเปลี่ยนโครงสร้างของแผ่นมีเดียแล้ว สิ่งสำคัญอีกประการหนึ่งคือเทคนิคในการควบคุมเพื่อให้สอดคล้องกับเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลที่ถูกพัฒนาขึ้นใหม่ให้สามารถทำงานร่วมกันอย่างมีประสิทธิภาพ โดยระบบควบคุมการค้นหาและติดตามอย่างละเอียดของหัวอ่านในฮาร์ดดิสก์จำเป็นต้องได้รับการพัฒนาเพื่อตอบสนองเทคโนโลยีดังกล่าวให้สามารถจัดเก็บข้อมูลในปริมาณที่เพิ่มขึ้นได้ นอกจากการปรับปรุงระบบควบคุมให้มีความแม่นยำสูงแล้ว การลดผลของแหล่งกำเนิดความผิดพลาดในการควบคุมเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตำแหน่งยังเป็นสิ่งจำเป็น สาเหตุของความผิดพลาดของการควบคุมตำแหน่งมาจากหลายแหล่งด้วยกัน อาทิเช่นการกระแทกและการสั่นสะเทือนจากภายนอก, ฮิสเทอรีซิสในแบร์ริง, ความไม่เป็นเชิงเส้นและความไม่ถูกต้องของรูปแบบการระบุตำแหน่ง (Servo Pattern) ที่มาจากหัวอ่านและหัวเขียน, เรโซแนนซ์ทางกลในแขนซัสเพนชัน (Suspension arm) จากตัวขับเคลื่อน (Actuator) และจานหมุน, สัญญาณรบกวนทางอิเล็กทรอนิกส์, สัญญาณรบกวนชนิดซ้ำที่จากแบร์ริง (NRRO) และสัญญาณรบกวนชนิดไม่ซ้ำที่จากค่าการเปลี่ยนของอุณหภูมิ (Thermal drift) และอื่นๆ เป็นต้น [9]

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าในขณะที่ต้องการพื้นที่ความจุข้อมูลสูงขึ้นจะส่งผลให้ความกว้างของร่องเก็บข้อมูลมีแนวโน้มที่ต่ำลง ดังนั้นระบบควบคุมตำแหน่งจะต้องแม่นยำขึ้นจากเดิมมาก ซึ่งฮาร์ดดิสก์ในปัจจุบันจะทำการควบคุมตำแหน่งชุดหัวอ่านในโหมดหาแทร็ก (Track seeking) และโหมดตามแทร็ก (Track following) อย่างหยาดด้วย ตัวขับเคลื่อนด้วยขดลวดคอยมมอเตอร์ (Voice coil motor : VCM) โดยได้มีการประยุกต์ใช้ตัวขับเคลื่อนขนาดเล็ก (Micro actuator) สำหรับช่วยควบคุมตำแหน่งของหัวอ่านอย่างละเอียดนอกจากนี้การวิจัยทางด้านฮาร์ดดิสก์และระบบควบคุมในฮาร์ดดิสก์ยังจำเป็นต้องอาศัยการวิจัยหลายด้านที่สำคัญอันได้แก่การพัฒนาทางเทคโนโลยีการบันทึกข้อมูลแม่เหล็ก (Magnetic recording) และมีเดีย (Media), การพัฒนาทางด้านระบบทางกล, การพัฒนาทางด้านการอ่านและเขียนข้อมูล, การพัฒนาทางระบบควบคุมตำแหน่งและการชดเชยและอื่นๆ

ในงานวิจัยนี้สนใจการพัฒนาทางระบบควบคุมตำแหน่งหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ให้เหมาะสมกับระบบการบันทึกข้อมูลแบบเทคนิค (Shingled Magnetic Recording : SMR) การออกแบบในงานวิจัยนี้จะนำเสนอเทคนิคใหม่ที่เหมาะสมกับการออกแบบระบบชดเชย (Compensator) ต่างๆ เช่น การออกแบบตัวกรองน็อดชนิดปรับตัวได้ (Adaptive notch filter) แบบใหม่ โดยนอกจากจะคำนึงถึงการลดผลของความผิดพลาด TMR ให้ลดต่ำลงได้ แล้วยังจำเป็นต้องคำนึงถึงความคงทนและการปรับตัวได้ในกรณีที่ต้องการสมรรถภาพที่ดีในสภาวะที่มีตัวก่อกวนมากขึ้น โดยประยุกต์การออกแบบทั้งควบคุมตัวขับเคลื่อนด้วยขดลวดคอยมมอเตอร์ (VCM actuator) และตัวขับเคลื่อนขนาดเล็ก (Micro actuator) รวมทั้งประยุกต์ใช้กับตัวกรองความถี่เรโซแนนซ์โดยใช้น็อด (Resonant frequency notch filter) เพื่อช่วยกำจัดค่าเรโซแนนซ์ความถี่สูง เพื่อให้ผลจากตัวรบกวนชนิด (Repeatable Run-out : RRO) และ (Non Repeatable Run-out : NRRO) ที่เกิดขึ้นให้มีค่าลดลง โดยงานวิจัยนี้มุ่งเน้นออกแบบระบบควบคุมแบบคงทนสำหรับควบคุมการระบุตำแหน่งอย่างแม่นยำของหัวอ่านหัวเขียนฮาร์ดดิสก์ได้เพื่อให้สามารถรองรับเทคโนโลยีใหม่ที่กำลังจะเกิดขึ้นในอนาคตได้ โดยผสมผสานเทคนิคดังนี้

- 1) เทคนิคการจัดสรรฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ (H_∞ loop shaping)
- 2) เทคนิคการกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมให้มีโครงสร้างตามต้องการ
- 3) เทคนิคการประยุกต์ใช้ปัญญาประดิษฐ์ (Artificial Intelligence) ในการออกแบบตัว

ควบคุมหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ได้เพื่อให้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในงานวิจัยนี้นำเสนอเทคนิคการออกแบบตัวควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบชนิดกำหนดโครงสร้างได้แบบเอชอินฟินิตี้ (H_∞ fixed structure robust loop shaping) โดยประยุกต์ใช้เทคนิคการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบกลุ่มอนุภาค (Particle Swarm Optimization) ในหาค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมที่ถูกกำหนดโครงสร้างไว้ เพื่อให้ได้ชุดควบคุมคงทน (Robust controller) ที่มีความเหมาะสมที่สุดสำหรับควบคุมระบบฮาร์ดดิสก์ในโครงสร้างตามที่ต้องการโดยเป็นตัวควบคุมที่มีอันดับต่ำ ทำให้ง่ายต่อการประยุกต์ใช้จริงในงานอุตสาหกรรม นอกจากนี้เทคนิคที่นำเสนอซึ่งได้นำไปทดสอบกับระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่อินพุตและเอาต์พุตมีการรบกวนซึ่งกันและกัน โดยเป็นระบบเครื่องมือผ่าตัดขนาดเล็กระดับไมโครเมตรเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของเทคนิคที่นำเสนอด้วยเช่นกัน

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษาโมเดลทางพลศาสตร์ของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์สำหรับวิธีการแบบ (SMR) อย่างละเอียด
- 1.2.2 เพื่อศึกษาการสร้างแบบจำลองและระบบเชิงพลวัตที่แม่นยำ
- 1.2.3 เพื่อศึกษาหลักการทํางานรวมถึงวิธีการออกแบบตัวควบคุมฮาร์ดดิสก์ที่ประยุกต์ใช้ในเทคโนโลยี SMR
- 1.2.4 เพื่อออกแบบวงจรรองแบบน็อช (Notch Filter) รวมทั้งตัวควบคุมแบบใหม่เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของฮาร์ดดิสก์ที่ประยุกต์ใช้เทคโนโลยี SMR
- 1.2.5 ประยุกต์ใช้เทคนิคตัวควบคุมที่นำเสนอเข้ากับการทํางานของฮาร์ดดิสก์ที่ประยุกต์ใช้เทคโนโลยี SMR ได้ รวมทั้งประยุกต์เทคนิคที่นำเสนอให้สามารถควบคุมระบบที่ซับซ้อนขึ้นได้ด้วย อาทิ ระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตเพื่อเป็นการทดสอบประสิทธิภาพของระบบที่เสนอขึ้น

1.3 ขอบเขตและระเบียบวิธีวิจัย

1.3.1 ขอบเขตงานวิจัย

ออกแบบระบบควบคุมฮาร์ดดิสก์ประสิทธิภาพสูงเพื่อตอบสนองเทคโนโลยีการเพิ่มความจุการบันทึกข้อมูลของฮาร์ดดิสก์ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้นและประยุกต์ใช้ตัวควบคุมที่ได้ออกแบบเข้ากับฮาร์ดดิสก์จริงเพื่อให้ได้เป้าหมาย TMR Budgets ที่ต้องการ เทคนิคที่คาดว่าจะใช้คือเทคนิคการปรับตัวได้แบบคงทน (Adaptive Robust Control) ทั้งส่วนของตัวกรองแบบน็อช (Notch filter) และตัวควบคุมป้อนกลับโดยอาศัยเทคนิคปัญญา-ประดิษฐ์มาช่วยในการออกแบบให้ได้รูปแบบ/โครงสร้าง/พารามิเตอร์ของชุดควบคุมที่เหมาะสมที่สุดซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

1. ออกแบบระบบควบคุมแบบใหม่ที่เหมาะสมรวมกับการออกแบบระบบชดเชย (Compensator) อาทิเช่นการออกแบบ Adaptive Notch filter โดยคำนึงถึงทั้งการลดผลของความผิดพลาด TMR และความคงทนและการปรับตัวได้เมื่อระบบมีตัวก่อกวนมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ออกแบบระบบควบคุมทั้ง VCM actuator โดยประยุกต์ใช้กับ Resonance Notch filter เพื่อจำกัดค่าเรโซแนนซ์ความถี่สูงเพื่อให้ผลที่เกิดจาก RRO และ NRRO มีค่าลดลง
3. เทคนิคที่นำเสนอใช้การผสมผสานเทคนิคปัญญาประดิษฐ์เพื่อสร้างเทคนิคการควบคุมรูปแบบใหม่โดยเริ่มจากการสร้างปัญหาการควบคุมในเชิงการหาค่าเหมาะสมที่สุดเป็นแนวทางหลักเช่น การใช้การหาค่าเหมาะสมแบบฝูงอนุภาค (PSO) ในการหาตัวควบคุมแบบคงทนกำหนดโครงสร้างได้สำหรับ HDD Servo
4. ประยุกต์เทคนิคใหม่ที่นำเสนอเพื่อใช้ทดสอบกับระบบตัวขับเคลื่อนขดลวดคอยมมอเตอร์ (Voice coil motor actuator)
5. ประยุกต์เทคนิคที่นำเสนอเพื่อใช้ทดสอบกับระบบเครื่องมือผ่าตัดขนาดเล็กชนิดหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO Micro-Surgery)

1.3.2 ระเบียบวิธีวิจัย

1. เก็บข้อมูลและหารายละเอียดเกี่ยวกับงานวิจัยรวบรวมข้อมูลอินพุตเอาต์พุตและแหล่งกำเนิดการก่อกวนในระบบฮาร์ดดิสก์เซอร์โว
2. ออกแบบแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความแม่นยำเมื่อเทียบกับผลตอบสนองทางเวลาของเซอร์โวจริง
3. เลือกเทคนิคที่เหมาะสมและใช้เทคนิคทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อปรับปรุงการออกแบบตัวควบคุมที่ดีขึ้นในงานวิจัยนี้เน้นตัวควบคุมหรือตัวกรองแบบปรับตัวได้และตัวควบคุมแบบคงทน
4. ทดสอบผลการจำลองและวิเคราะห์ผลในเชิงระบบควบคุมและผลตอบสนองทั้งความถี่และเวลา
5. ทดสอบและทดลองประสิทธิภาพของตัวควบคุมที่ออกแบบและปรับปรุงแก้ไข
6. สรุปและวิจารณ์และปรับแก้หากมีข้อแก้ไขในด้านระบบการควบคุม

1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.4.1 สามารถออกแบบระบบควบคุมคงทนที่กำหนดโครงสร้างได้และประยุกต์ใช้เทคนิคที่ออกแบบในการสร้างตัวควบคุมสำหรับระบบเซอร์โวฮาร์ดดิสก์ให้ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพเพื่อรองรับเทคโนโลยีการเพิ่มความหนาแน่นความจุข้อมูลที่มีอยู่ในปัจจุบันและที่กำลังจะเกิดขึ้นในอนาคต
- 1.4.2 โครงสร้างของชุดควบคุมที่ออกแบบมีโครงสร้างที่ง่ายซึ่งเหมาะแก่การนำไปประยุกต์ใช้ได้จริงเนื่องช่วยลดเวลาในการคำนวณให้กับหน่วยประมวลผลในขณะที่ยังคงสมรรถนะความคงทนเพื่อลดผลของตัวรบกวนที่อาจก่อให้เกิดความผิดพลาดในระบุตำแหน่งที่แม่นยำของระบบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4.3 ลดช่องว่างของการออกแบบในทางทฤษฎีที่ประยุกต์ใช้หลักการคำนวณทางคณิตศาสตร์ชั้นสูง ให้แคบลงด้วยการประยุกต์ใช้เทคนิคการหาค่าตอบที่เหมาะสมด้วยปัญญาประดิษฐ์ในการสังเคราะห์ตัวควบคุมให้สามารถนำมาประยุกต์ใช้ปฏิบัติจริงได้อย่างสอดคล้องกับการออกแบบทางทฤษฎี

1.5 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบด้วยเนื้อหาที่เกี่ยวข้องกับเทคนิคการออกแบบชุดควบคุมแบบคงทวนชนิดกำหนดโครงสร้างโดยนำไปประยุกต์ใช้ในทั้งระบบอินพุตและเอาต์พุตเดี่ยวไปจนถึงระบบที่ซับซ้อนขึ้นชนิดระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต โดยสามารถแบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 ดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความสำคัญและที่มาของปัญหาวัตถุประสงค์ของโครงการขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการรวมถึงวิธีการดำเนินงานและแผนการดำเนินโครงการตลอดจนประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัยนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบเซอร์โวหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ที่ควบคุมตำแหน่งด้วยวอยซ์คอยมอเตอร์ (Voice coil motor : VCM) แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบการควบคุมหัวอ่านฮาร์ดดิสก์การออกแบบชุดควบคุมคงทวนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้แบบเดิม (Conventional H_{∞} robust loop shaping) การออกแบบชุดควบคุมคงทวนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ชนิดกำหนดโครงสร้างได้ (Fixed structure robust loop shaping) โดยใช้ปัญญาประดิษฐ์ในการหาค่าความเหมาะสมของปัญหาการออกแบบตัวควบคุมที่นำเสนอโดยได้อธิบายขั้นตอนวิธีการหาค่าความเหมาะสมที่สุดด้วยเทคนิคกลุ่มอนุภาค

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบชุดควบคุมคงทวนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ชนิดกำหนดโครงสร้างได้ โดยทดสอบกับระบบหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ชนิดวอยซ์คอยมอเตอร์และได้เปรียบเทียบกับประสิทธิภาพกับเทคนิคการออกแบบระบบควบคุมแบบเหมาะสมที่สุด (Optimal control) วิธีอื่นๆ พร้อมทั้งทดสอบด้วยการป้อนสัญญาณรบกวนชนิดซ้ำที่ (Repeatable Run-out : RRO) เพื่อทดสอบความคงทนของระบบ และทำการวิเคราะห์ระบบหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ที่มีการเปลี่ยนแปลงจุดเรโซแนนซ์อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์บางชนิดภายในฮาร์ดดิสก์โดยประยุกต์ใช้เทคนิคการออกแบบชุดควบคุมคงทวนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ ร่วมกับตัวกรองปรับตัวได้แบบน็อก (Adaptive Notch filter) ในการชดเชยผลกระทบจากการเปลี่ยนจุดเรโซแนนซ์แบบออนไลน์

บทที่ 4 กล่าวถึงการประยุกต์ใช้เทคนิคการออกแบบชุดควบคุมที่นำเสนอ บนระบบที่มีความซับซ้อนมากขึ้น โดยระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตของชุดเครื่องมือต้นแบบสำหรับช่วยผ่าตัดขนาดเล็ก (Micro surgical assisted tool) โดยได้นำเสนอการกำหนดโครงสร้างได้ทั้งแบบชุดควบคุมชนิดรวมศูนย์ (Centralized controller) และแบบชุดควบคุมชนิดไม่รวมศูนย์ (Decentralized controller) โดยได้ทดสอบความคงทนเปรียบเทียบกับตัวควบคุมแบบเหมาะสมที่สุดชนิดลูปแบบฮังเกิ้ลนอร์ม

(Hankel norm based reduce order) และตัวควบคุมพีไอดีจากการจูนด้วยวิธีการของซีเกลอร์-นิโคลส (Ziegler-Nichols) เพื่อแสดงข้อเด่นและสมรรถนะความคงทนของชุดควบคุมที่นำเสนอ

บทที่ 5 กล่าวถึงการออกแบบชุดควบคุมคงทนที่ประยุกต์ใช้ระยะห่างที่น้อยที่สุดระหว่าง 2 ระบบที่สนใจให้เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของวิธีการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาคเพื่อทำให้ตัวควบคุมที่นำเสนอมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับระบบที่ถูกควบคุมด้วยชุดควบคุมคงทนที่สังเคราะห์ด้วยวิธีเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิม โดยผลการทดสอบทางเวลาและความถี่ให้ผลตอบสนองที่ใกล้เคียงกัน นอกจากนี้ระบบที่ออกแบบด้วยวิธีที่นำเสนอนี้ยังมีเสถียรภาพความคงทนที่ดี เมื่อถูกทดสอบการรบกวนระบบด้วย 16 กรณี ที่จำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ภายในของระบบ

บทที่ 6 กล่าวถึงบทสรุปที่ได้จากการศึกษาค้นคว้าทั้งหมดในงานวิจัยนี้ ตลอดจนข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนาที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย

ในบทนี้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์การทำงานของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ทฤษฎีและหลักการในการออกแบบตัวควบคุมระบบ ตลอดจนงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบและทดสอบระบบควบคุมวงจรมอเตอร์แบบเซอร์โวอินฟินิตี้ การออกแบบตัวควบคุมวงจรมอเตอร์แบบเซอร์โวอินฟินิตี้กำหนดโครงสร้างได้ และเทคนิคการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาคในการหาคำตอบของปัญหาการออกแบบตัวควบคุมวงจรมอเตอร์สำหรับเซอร์โวฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ นอกจากนี้การวิเคราะห์ผลของความไม่แน่นอน และตัวรบกวนระบบสำหรับระบบเซอร์โวฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ ถูกบรรจุอยู่ในบทนี้ด้วยเช่นกัน โดยเนื้อหาทั้งหมดเป็นส่วนสำคัญในการออกแบบระบบควบคุมวงจรมอเตอร์สำหรับการศึกษา ค้นคว้า และวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้

2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ระบบการทำงานของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์นับเป็นระบบแม่เหล็กทรอนิกส์ชนิดหนึ่งที่มีการผสมผสานองค์ความรู้ในหลายศาสตร์สำหรับการออกแบบและควบคุมระบบให้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ประกอบด้วยองค์ประกอบหลายส่วน อาทิ องค์ประกอบและการทำงานทางกล องค์ประกอบทางแม่เหล็กไฟฟ้า และองค์ประกอบทางอิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น จากบทความที่ [9] ได้อธิบายว่าฮาร์ดดิสก์ถูกใช้เป็นที่เก็บข้อมูลสำหรับคอมพิวเตอร์และระบบประมวลผลข้อมูลที่สำคัญ โดยข้อมูลจะถูกจัดเก็บไว้บนแผ่นแผ่นมีเดีย (Media) ที่มีลักษณะกลมแบน และถูกเคลือบไว้ด้วยสารแม่เหล็กชั้นบางๆซึ่งสามารถเปลี่ยนค่าความเป็นแม่เหล็กได้โดยการกระตุ้นสนามแม่เหล็กผ่านหัวเขียนของฮาร์ดดิสก์ โดยข้อมูลที่ถูกเขียนจะเป็นข้อมูลไบนารี (Binary) ที่ถูกจัดเรียงและเก็บในรูปแบบเส้นวงกลมสมมาตรหรือที่เรียกว่าแตร็กหรือแนวข้อมูล ข้อมูลจะถูกเขียนและอ่านผ่านทางหัวอ่านและหัวเขียนของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ที่มีอุปกรณ์วัดค่าความต้านทานแม่เหล็ก (Magnetoresistive Sensor) ติดอยู่ที่ปลายของหัวอ่านและเขียน ซึ่งถูกควบคุมโดยตัวขับเคลื่อนของวอยซ์คอยล์มอเตอร์ (Voice Coil Motor : VCM) ซึ่งอาศัยการเปลี่ยนค่าแอมพลิจูดของกระแสที่ป้อนเข้าสู่ขดลวดของวอยซ์คอยล์มอเตอร์

ระบบควบคุมเซอร์โวในฮาร์ดดิสก์มีสองโหมดการทำงานที่สำคัญคือหนึ่งโหมดการควบคุมการที่หัวอ่านไปยังแตร็กหรือแนวข้อมูลที่ต้องการอย่างรวดเร็วที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้และสองโหมดการควบคุมให้หัวอ่านอยู่ระหว่างกลางของแนวข้อมูลอย่างแม่นยำที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อให้ข้อมูลสามารถเขียนและอ่านได้อย่างรวดเร็วและมีเสถียรภาพ [9] โดยปกติแล้วประสิทธิภาพของการตามรอยแนวข้อมูล (Track-following) จะใช้ตัวชี้วัดที่เรียกว่าความคลาดเคลื่อนของแนวข้อมูล (Track Error) เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Miss Registration : TMR) ซึ่งเป็นค่าสัมประสิทธิ์ความแปรปรวนระหว่างจุดกึ่งกลางของหัวอ่านและจุดกึ่งกลางของแนวข้อมูล โดยในค่าที่ยอมรับในระบบอุตสาหกรรมหัวอ่านยอมรับที่ค่า TMR น้อยกว่า 12% [10] รวมทั้ง ความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่ง (Position error signals : PES) ซึ่งมีความสำคัญกับระบบควบคุม โดยจะมีการป้อนกลับสัญญาณระหว่างที่หัวอ่านทำงานอยู่ในโหมดตามรอยแนวข้อมูล (Track following mode) โดยสัญญาณจะถูกส่งจากหัวอ่านซึ่งเป็นชุดข้อมูลในส่วนหัวของดิสก์ ซึ่งมีวิธีการแปลงสัญญาณ PES เพื่อคำนวณหาค่า PES ของชุดข้อมูลที่ได้รับมา

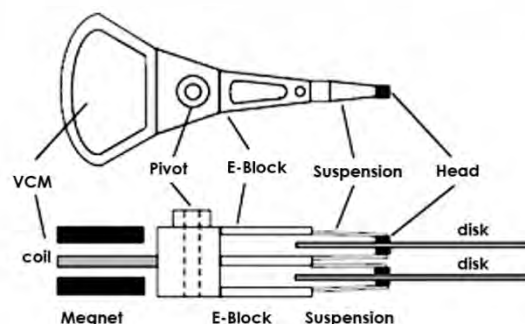
แนวโน้มในการออกแบบฮาร์ดดิสก์ในปัจจุบันคือออกแบบให้เล็กลงโดยเพิ่มความสามารถในการเก็บข้อมูลให้มากขึ้น โดยความต้องการการใช้พื้นที่เก็บข้อมูลเพิ่มสูงขึ้นกว่า 100% อย่างรวดเร็ว โดยในระยะเวลาอันใกล้นี้ต้นแบบฮาร์ดดิสก์ที่ใช้ได้จริงได้ถูกพัฒนาให้สามารถเก็บข้อมูลได้เข้าใกล้ 5 เทระบิตต่อตารางนิ้ว โดยมีความคาดหวังว่าจะสามารถบรรจุแนวข้อมูลได้ประมาณ 1,581,000 แนวเส้นข้อมูลต่อตารางนิ้ว (Track per inch : TPI) [2] ซึ่งปัจจุบันเทคโนโลยีในการควบคุมหัวอ่านด้วยตัวขับเคลื่อนขนาดเล็ก (Micro actuator) ได้ถูกนำมาใช้เพื่อรองรับ TMR ของเทคโนโลยีใหม่แล้ว จึงทำให้มีประสิทธิภาพสูงรวมทั้งมีความคงทนต่อสิ่งรบกวนด้วยเช่นกันในขณะที่ความต้องการ TPI เพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ความกว้างของ Track มีแนวโน้มที่ต่ำลง ส่งผลให้ระบบควบคุมตำแหน่งจำเป็นต้องออกแบบให้สามารถควบคุมได้แม่นยำมากขึ้น อีกทั้งการวิเคราะห์ที่มาของ TMR และเทคนิคขั้นสูงในการกำจัดแหล่งที่มาของ TMR นั้นจึงเป็นสิ่งจำเป็น โดยปัจจุบันฮาร์ดดิสก์มีเทคนิคในการควบคุมหลากหลายวิธีการ อาทิเช่น วิธีตัวชดเชยพีไอ, การควบคุมแบบคงทน, ทฤษฎีการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดจากวิธีเชิงพันธุกรรม, เทคนิคหาค่าที่เหมาะสมจากพฤติกรรมการหาถิ่นของฝูงอนุภาค (Particle Swarm Optimization) และการกำจัดสัญญาณรบกวนด้วยตัวกรองนอช (Notch Filter) เป็นต้น อย่างไรก็ตามเนื่องจากค่าประสิทธิภาพของระบบเซอร์โวไดรฟ์ ขึ้นอยู่กับผลเชิงกลของการแกว่งแบบซ้ำที่ (Repeat Run-out : RRO) และการแกว่งแบบไม่ซ้ำที่ (Non Repeat Run-out : NRRO) ซึ่งสาเหตุการเกิด RRO และ NRRO จะได้อธิบายอย่างละเอียดในหัวข้อถัดไป สำหรับแนวทางในการกำจัดสัญญาณรบกวนโดยส่วนใหญ่แล้ว RRO จะสามารถกำจัดได้ง่ายกว่า NRRO โดย Wai Ee Wong [9] เสนอวิธีการกำจัด RRO และ NRRO ด้วยวิธี (Algebraic Riccati Equations : AREs) และ LMIs (Linear Matrix Inequalities) ซึ่งจากผลที่ได้ช่วยลด PES ลง 22%, Taqghirad, et. al. [10] ได้ออกแบบตัวชดเชยรูปแบบใหม่ของระบบ Adaptive Robust Control (IDARC) โดยนำไปประยุกต์ใช้กับการทำงานของฮาร์ดดิสก์ทั้งโหมด Track seeking และ Track following นอกจากนี้เทคนิคนี้ยังสามารถลดสัญญาณรบกวนสวิตซ์ของฮาร์ดดิสก์ลักษณะเดิม โดยตัวควบคุมแบบคงทนนี้ได้รับการออกแบบโดยใช้เทอมของระบบไดนามิกส์ปรับตัวได้ ซึ่งจากการสังเกตรบบสามารถทนต่อสิ่งรบกวนขนาดใหญ่ได้โดยงานวิจัยที่นำเสนอให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าตัวควบคุมคงทนแบบปรับตัวได้ (Robust Adaptive) แบบธรรมดาขณะที่ Chen et. al. [11] นำเสนอตัวอย่างของ Iterative Learning Control (ILC) และการควบคุมซ้ำที่ (RC) ของอุตสาหกรรมฮาร์ดดิสก์ เพื่อออกแบบตัวชดเชยให้กับ RRO โดย (ILC) สามารถประยุกต์เข้ากับตัวชดเชย RRO ได้ง่าย โดยในงานวิจัยนี้คำนึงถึงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการในการกำจัด RRO ออกจากระบบโดย Amar N. และ Kaitwanitvilai S. [12] ได้เสนอวิธีการ ออกแบบตัวควบคุมสำหรับหัวอ่านฮาร์ดดิสก์แบบวอยซ์คอยมอเตอร์ (VCM actuator) โดยใช้ ออกแบบตัวคุมด้วยการจัดสัญญาณวงรอบของชุดควบคุมแบบกำหนดโครงสร้างได้ด้วยเทคนิควิธีการ ทางพันธุกรรม (GA Based Fixed Structure Robust Loop Shaping) และทำการออกแบบตัว กรองสัญญาณรบกวนช่วงความถี่สูงเรโซแนนซ์โดยใช้ Notch Filter ซึ่งช่วยลดสัญญาณรบกวนได้ดีขึ้น เมื่อเทียบกับไม่มีวงจรกรอง รวมทั้งได้ทำการทดสอบเสถียรภาพ พบว่ามีเสถียรภาพที่ดีขึ้น

สำหรับในงานวิจัยนี้มุ่งเน้นที่การออกแบบชุดควบคุมที่มีความคงทนและสามารถจัดการกับ การรบกวนที่เกิดจาก RRO และ NRRO ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยเทคนิคที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นเทคนิคการออกแบบตัวควบคุมชนิดคงทนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ที่สามารถกำหนด โครงสร้างได้ (Fixed-Structure H_∞ Robust Loop Shaping) โดยสัญญาณของระบบจะถูกกำหนด โดยเน้นการลดผลของตัวรบกวนเป็นสำคัญ นอกจากนี้การประยุกต์ใช้ตัวกรองแบบปรับตัวได้ (Adaptive Notch Filter) จะช่วยลดผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงภายในของระบบซึ่งอาจจะส่งผล กระทบต่อการทำงานของหัวอ่าน อย่างไรก็ตามโครงสร้างของชุดควบคุมที่ออกแบบจะเน้นไปทางการ นำไปประยุกต์ใช้ได้จริงผ่านการวิเคราะห์คุณสมบัติทางด้านระบบควบคุมคงทน เพื่อลดเวลาที่ใช้ใน การคำนวณ รวมทั้งได้ประยุกต์ใช้ปัญญาประดิษฐ์ในการหาค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมที่เหมาะสม ที่สุด ขณะที่ยังสามารถรับประกันความคงทนของระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพ

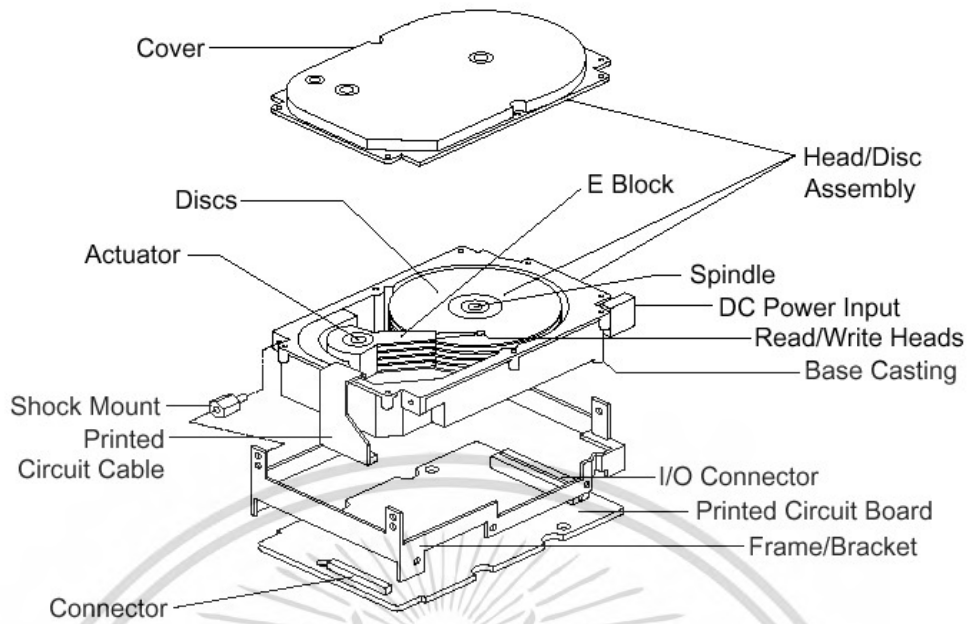
2.2 ภาพรวมและองค์ประกอบของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

ฮาร์ดดิสก์มีองค์ประกอบหลักดังแสดงในรูปที่ 2-1 ซึ่งประกอบด้วยระบบขับเคลื่อน (Actuator system) หัวอ่าน/เขียน (Read/write head) แผ่นมีเดียจานหมุน (Media disk flatten) และมอเตอร์ขับเคลื่อนการหมุนของแผ่นมีเดีย (Spindle motor) โดยระบบขับเคลื่อนประกอบด้วย วอยซ์คอยมอเตอร์ (Voice coil motor : VCM) เพียโซอิเล็กทริกซ์ (Piezoelectric) แกนหมุน (Pivot) แขนจับยึดหัวอ่าน (Actuator arm) หรือแขนจับรูปตัวอี (E-block) ดังแสดงในรูปที่ 2-1 สำหรับการบันทึกข้อมูลในแผ่นมีเดียนั้น ข้อมูลจะถูกจัดเรียงและบันทึกไว้บนแนวข้อมูล (Track) โดย มีลักษณะการจัดเรียงเป็นชั้น โดยที่แต่ละแนวข้อมูลจะแบ่งออกเป็นเซกเตอร์ (Sector) ดังแสดงในรูป ที่ 2-3

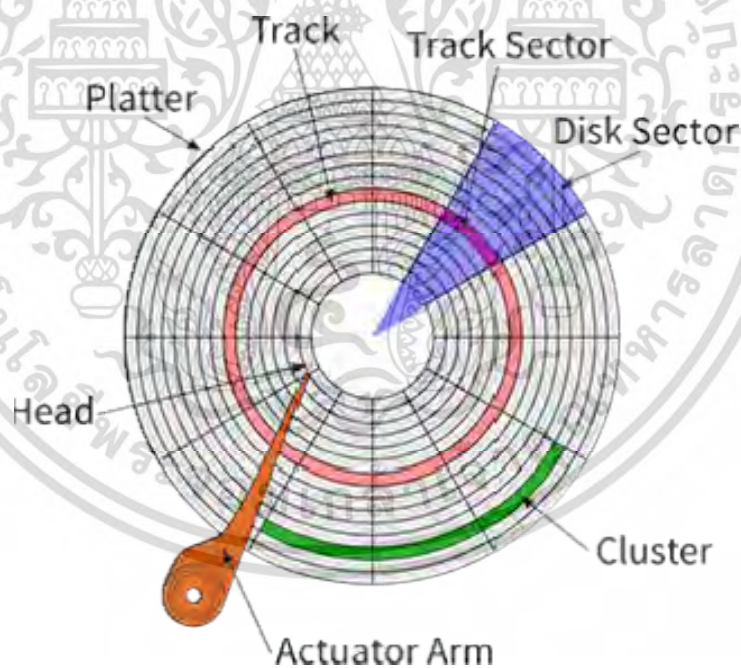


รูปที่ 2-1 ส่วนประกอบของระบบขับเคลื่อนชุดหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [14]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



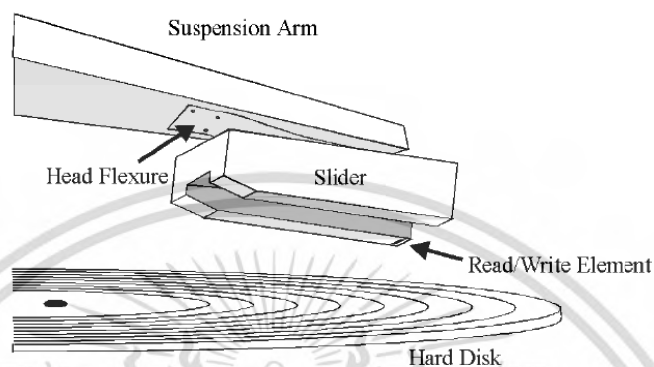
รูปที่ 2-2 ส่วนประกอบของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [13]



รูปที่ 2-3 เซ็กเตอร์และแนวข้อมูลของแผ่นมีเดียฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [13]

ในการบันทึกข้อมูลลงบนแนวข้อมูลในแผ่นมีเดียหรืออ่านข้อมูล หัวอ่านจะถูกทำให้เคลื่อนที่ไปพร้อมกับแขนจับ (Suspension) และหัวสไลด์เตอร์ (Slider head) ที่ติดตั้งอยู่บริเวณปลายของแขนจับยึดหัวอ่าน โดยกระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้ออยล์คอยมอเตอร์จะทำหน้าที่เปลี่ยนตำแหน่งของหัวอ่านให้เคลื่อนที่ไปยังตำแหน่งที่ต้องการอ่านหรือเขียนข้อมูล นอกจากนี้หัวอ่านเมื่อขณะต้องการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวันเวสหรือบริการเชิงวิชาการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นเว็บไซต์นี้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เขียนหรืออ่านข้อมูลจะถูกควบคุมให้มีการปรับยกลอยขึ้นเหนือแผ่นมีเดียด้วยแขนจับและแรงยกจาก แอร์แบริง (Air-bearing) ที่เกิดขึ้นที่บริเวณพื้นผิวที่หมุนอยู่ของแผ่นมีเดีย [9] และหัวอ่านจะถูกเก็บไว้ในตำแหน่งจอด (Parking Ramp) เมื่ออยู่สถานะไม่ทำงานหรือหยุดจ่ายไฟเพื่อหลีกเลี่ยงการกระแทกหรือการตกหล่นที่ส่งผลต่อการทำงานของงานของการเขียนอ่านของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

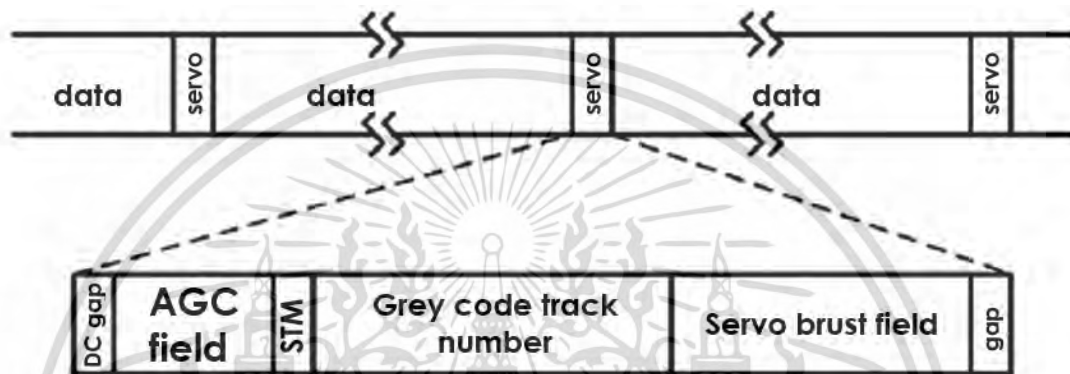


รูปที่ 2-4 ตำแหน่งของหัวอ่านบนสไลเดอร์ [14]

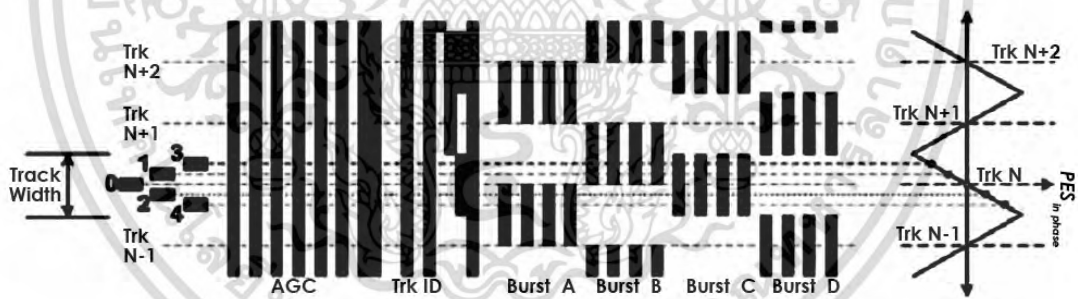
ในแต่ละแนวข้อมูลในแต่ละเซกเตอร์จะบรรจุด้วยข้อมูลของเซอร์โวจำนวน 5 ส่วนสำคัญคือ DC-gap field, Automatic gain control (AGC) field, Servo timing mask (STM), field, Grey coded track number field, Position burst pattern field ดังแสดงในรูปที่ 2-5 สำหรับข้อมูลที่มีความสำคัญต่อการระบุความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่งตำแหน่งของหัวอ่าน (position error signal, PES) นั้นมีอยู่ด้วยกัน 2 ส่วนคือ Grey coded track number field ซึ่งเป็นตัวบอกหมายเลขของเส้นแนวข้อมูลเพื่อให้ตัวควบคุมทราบถึงตำแหน่งที่อยู่ของหัวอ่าน/เขียนว่าอยู่ที่เส้นแนวข้อมูลที่เท่าใด และส่วน Position burst pattern field เป็นรูปแบบของเซอร์โวเพื่อใช้ในการระบุตำแหน่งของหัวอ่าน-เขียนว่าอยู่ที่ตำแหน่งใดบนแนวข้อมูลนั้นโดยใช้รูปแบบการเขียนเป็นแบบแผน burst A, B, C, D ดังรูปที่ 2-6 ในขณะที่ฮาร์ดดิสก์ทำงานหากหัวอ่าน-เขียนอยู่ที่ตำแหน่งที่ 0 ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางของแนวข้อมูลที่ N สัญญาณที่อ่านได้จาก burst C จะมีค่าสูงสุด burst D จะเป็น 0 ส่วน burst A และ B จะมีค่าเท่ากันแต่น้อยกว่า burst C โดยรูปแบบของสัญญาณที่อ่านได้จากตำแหน่ง 0 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2-7 (ก) ถ้าหากว่าตำแหน่งของหัวอ่านไม่ได้อยู่ที่ตำแหน่งที่ 0 สัญญาณที่อ่านได้จาก burst A, B, C, D ก็จะแตกต่างกันออกไปด้วยยกตัวอย่างเช่นหากหัวอ่านอยู่ที่ตำแหน่งหมายเลข 1 สัญญาณที่อ่านได้จาก burst B ย่อมสูงกว่า burst A เพราะหัวอ่านอยู่ใกล้มากกว่าดังรูปแบบสัญญาณได้ดังรูปที่ 2-7 (ข) ดังนั้นตำแหน่งที่หัวอ่าน-เขียนอยู่ห่างจากศูนย์กลางของแนวข้อมูลสามารถคำนวณได้จากสัญญาณ burst เหล่านี้

กระบวนการควบคุมการอ่าน-เขียนข้อมูลของฮาร์ดดิสก์เมื่อต้องการไปที่เส้นแนวข้อมูลที่ต้องการ จะเริ่มจากกระบวนการการหาไอติของแนวข้อมูลซึ่งกำหนดโดย grey code number หลังจากนั้นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพบแนวข้อมูลที่ต้องการแล้ว จึงพยายามทำให้หัวอ่าน - เขียนอยู่กึ่งกลางของแทร็คโดยอ้างอิงตำแหน่งของหัวอ่านจากค่า PES โดยกระบวนการของการให้หัวอ่าน - เขียนอยู่กึ่งกลางของแนวข้อมูลแสดงดังรูปที่ 2-6 เมื่อหัวอ่าน-เขียนเคลื่อนที่ไปถึงแนวข้อมูลที่ต้องการแล้วแต่หัวอ่าน-เขียนยังไม่อยู่ตรงกึ่งกลางของแนวข้อมูลก็สามารถรับรู้ได้ด้วยระดับสัญญาณ PES จากนั้นตัวควบคุม (controller) จะส่งค่าดิจิทัลเพื่อแปลงเป็นค่าแอนาล็อก (DAC: digital to analog converter) ไปที่วอยซ์คอยมอเตอร์ (Voice-coil motor : VCM) เพื่อปรับให้หัวอ่าน - เขียนอยู่ตรงกึ่งกลางของแทร็คหรือใกล้เคียงกึ่งกลางของแทร็คมากที่สุดจึงจะเริ่มอ่านหรือเขียนข้อมูล [15]

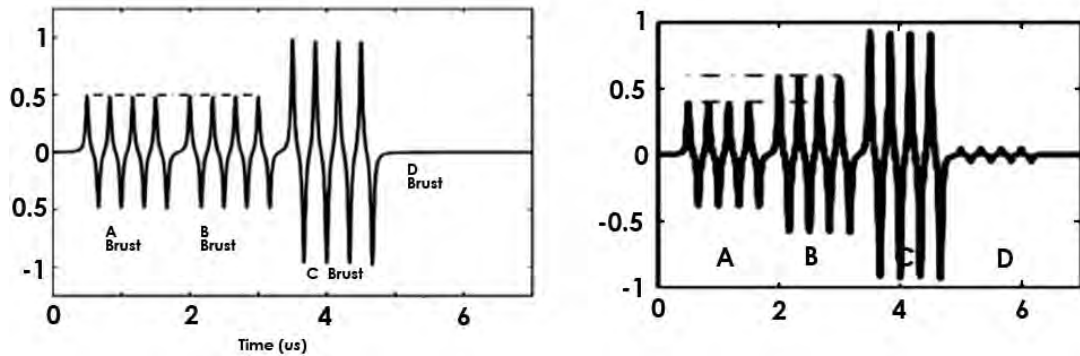


รูปที่ 2-5 โครงสร้างของแนวข้อมูลบนฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [15]



(ก) โครงสร้างของแบบแผน burst A B C D [15]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ระดับสัญญาณที่ตำแหน่ง 0

(ค) ระดับสัญญาณที่ตำแหน่ง 1

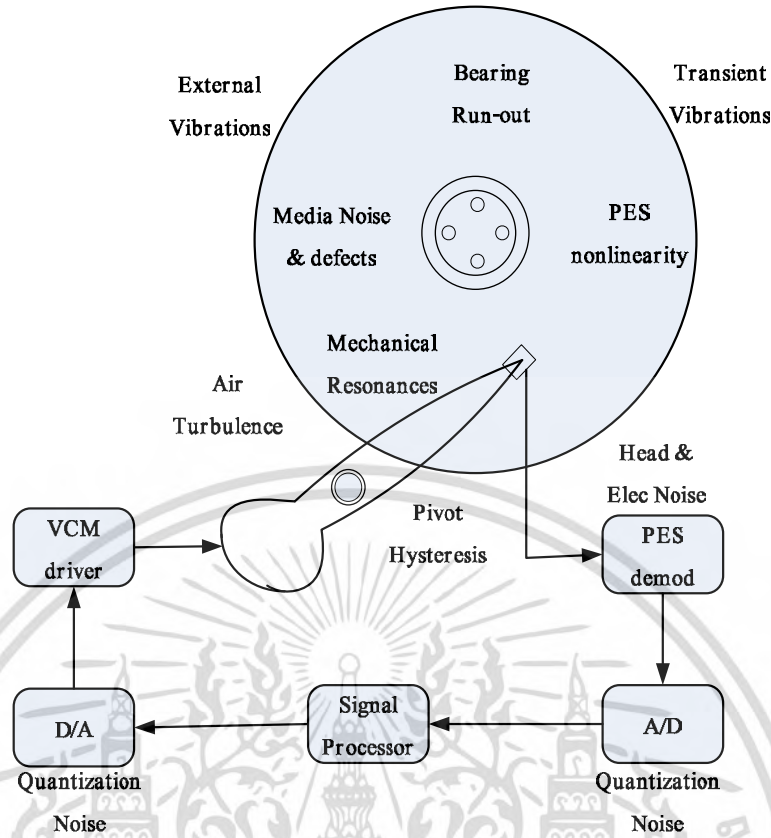
รูปที่ 2-6 ระดับสัญญาณตำแหน่งคลาดเคลื่อน (PES) ที่ตำแหน่ง 0 และ 1 [15]

2.3 ปัญหาสำคัญในการออกแบบชุดควบคุมหัวอ่านฮาร์ดดิสก์

จากรูปที่ 2-7 แสดงรูปแบบการควบคุมหัวอ่านมาตรฐานรวมทั้งต้นเหตุของของสัญญาณรบกวนและตัวรบกวนในระบบ โดยแหล่งที่มาของความคลาดเคลื่อนและสิ่งรบกวนที่สำคัญส่งผลต่อความคลาดเคลื่อนของแนวข้อมูล (Track miss registration: TMR) มีสาเหตุหลักดังนี้

- 1) ฮีสเทอรีซิสในแบร์ริงและการประมาณค่าความเร็วที่คลาดเคลื่อนระหว่างทำงานในโหมดค้นหาแนวข้อมูล (Track seeking) และไหลตามรอยแนวข้อมูล (Track following)
- 2) การอ่านข้อมูลแบบแผ่นของเซอร์โวที่มีความไม่เป็นเชิงเส้น อันมีสาเหตุจากความไม่สมมาตรของแผ่นมีเดียและความไม่สมดุลของหัวอ่าน
- 3) สัญญาณรบกวนแกว่งซ้ำ (Repeatable run out : RRO) และตัวรบกวนการแกว่งไม่ซ้ำ (Non-repeatable run out : NRRO) ซึ่งมีผลมาจากความไม่สมบูรณ์แบบของแบร์ริง มอเตอร์หมุนความไม่สมดุลของหัวอ่านและแผ่นมีเดียรวมทั้งอุณหภูมิความร้อนภายในของตัวฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์
- 4) เรโซแนนซ์ทางกลของแขนจับและตัวขับเคลื่อนของหัวอ่าน-หัวเขียน
- 5) สัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

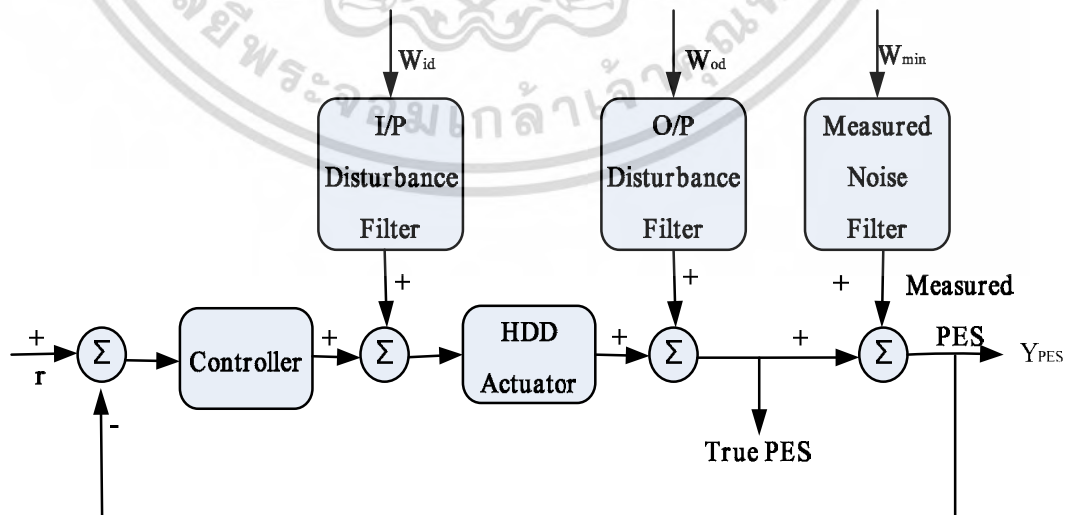
ระบบควบคุมหัวอ่านที่ดีนั้นจะต้องได้รับการออกแบบให้ได้ผลตอบสนองที่ดีและรวดเร็วทั้งในโหมดการทำงานค้นหาตำแหน่งข้อมูลและตามรอยตำแหน่งของข้อมูล อีกทั้งยังต้องสามารถทนทานต่อสิ่งรบกวนและสัญญาณรบกวนที่เข้ามารบกวนระบบอันมีสาเหตุดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น โดยสิ่งรบกวนที่อาจเกิดขึ้นกับระบบจำเป็นต้องได้รับการพิจารณาในขั้นตอนของการออกแบบตัวควบคุมด้วยเช่นกัน เพื่อการันตีสมรรถนะความคงทนรวมทั้งประสิทธิภาพการทำงานของระบบหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์



รูปที่ 2-7 แหล่งสัญญาณรบกวนของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [9]

2.3.1 การวิเคราะห์และจัดการผลของตัวรบกวนระบบ

ตัวรบกวนในระบบแบ่งออกเป็น 3 ชนิดด้วยกันคือ ตัวรบกวนที่อินพุต ตัวรบกวนเอาต์พุต และสัญญาณรบกวนจากการวัด โดยที่สิ่งรบกวนที่ตำแหน่งต่างๆ สามารถโมเดลได้ดังรูปที่ 2-8



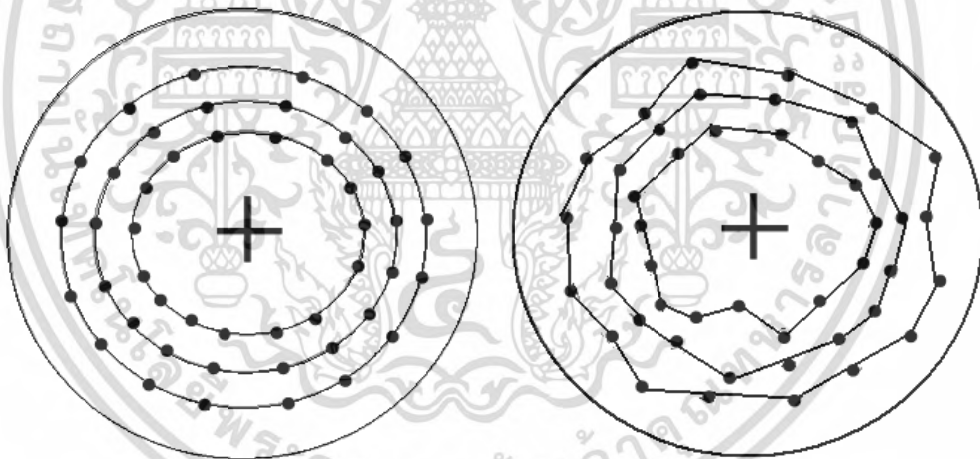
รูปที่ 2-8 โมเดลตัวรบกวนที่ส่งผลต่อการควบคุมฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์[9]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยตัวรบกวนที่อินพุตนั้นปกติแล้วจะมีสาเหตุมาจากผลของการเรโซแนนซ์ระบบจากความถี่ธรรมชาติของอุปกรณ์ในฮาร์ดดิสก์การสั่นสะเทือน และผลของความเสียดทาน ขณะที่ตัวรบกวนทางด้านเอาต์พุตจะมีสาเหตุหลักมาจากการหมุนของมอเตอร์หมุนแผ่นมีเดีย ผลจากแรงลมแปรปรวนในฮาร์ดดิสก์ และสัญญาณรบกวนจากแผ่นมีเดียเอง สำหรับสัญญาณรบกวนจากการวัดส่วนใหญ่แล้วมีสาเหตุมาจากวิธีการที่ใช้ในการตรวจวัดรวมทั้งคุณสมบัติของเซนเซอร์ที่ใช้วัดข้อมูล โดยการควบคุมที่เหมาะสมนั้นจำเป็นต้องจัดการผลของสิ่งรบกวนเหล่านี้ให้มีผลต่อระบบให้น้อยที่สุด ซึ่งหนึ่งในตัวแปรที่สำคัญที่ใช้ในการระบุถึงประสิทธิภาพของการควบคุมหัวอ่านฮาร์ดดิสก์คือ ค่าสามเท่าของส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน ($3\sigma_{pes}$) ซึ่งมีความน่าเชื่อถือของข้อมูลอยู่ที่ 99 เปอร์เซ็นต์ โดยปกติแล้วผลของสัญญาณคลาดเคลื่อนที่คืนนั้นควรมีค่าน้อยกว่า 10 เปอร์เซ็นต์ของความกว้างของเส้นแนวข้อมูล (Data track) สำหรับค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานดังกล่าวสามารถคำนวณได้จาก

$$\sigma_{PES} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N Y_{PES}^2(i)} \quad (2.1)$$

เมื่อ N คือจำนวนของข้อมูลของตัวอย่าง, Y_{PES} คือค่าความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่ง



รูปที่ 2-9 เส้นแนวข้อมูลบนแผ่นมีเดียของระบบอุดมคติและแบบที่ใช้จริงในปัจจุบัน [12]

ในการทำงานจริงของฮาร์ดดิสก์นั้นจะมีสัญญาณรบกวนจากภายนอกโดยแหล่งที่มาของสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แหล่งนั้นสามารถนำมาแยกประเภทตามลักษณะการแกว่งซ้ำได้เป็น 2 ประเภทด้วยกันคือ สัญญาณที่เกิดการแกว่งซ้ำที่ (Repeatable Run-out : RRO) และสัญญาณที่เกิดการแกว่งไม่ซ้ำที่ (Non Repeatable Run-out : NRRO) โดยผลจากการรบกวนของทั้งสองแหล่งรบกวนหลักนี้จะส่งผลทำให้เส้นแนวของข้อมูลมีความไม่สม่ำเสมอและไม่สมมาตรดังแสดงในรูปที่ 2-9 [9]

สมการของสัญญาณที่เกิดการแกว่งซ้ำที่ (Repeatable Run-out) แสดงดังนี้

$$d(t) = \sum_{i=1}^N [a_i(t) \cdot \cos(w_i t) + b_i(t) \cdot \sin(w_i t)] \quad (2.2)$$

เมื่อ a_i , b_i และ w_i คือแอมพลิจูดของไซน์แอมพลิจูดของไซน์และความถี่ตามลำดับ

สมการที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณที่เกิดการแกว่งไม่ซ้ำที่ (Non Repeatable Run-out)

$$RRO(j) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N TIR(i, j) \quad j = 1, 2, \dots, M \quad (2.3)$$

$$NRRO(i, j) = TIR(i, j) - RRO(j) \quad j = 1, 2, \dots, M \quad (2.4)$$

เมื่อ TIR (Total indicated runout) คือผลรวมของการแกว่งทั้งหมด

2.3.2 ตัวชดเชยเรโซแนนซ์ (Resonance Compensation)

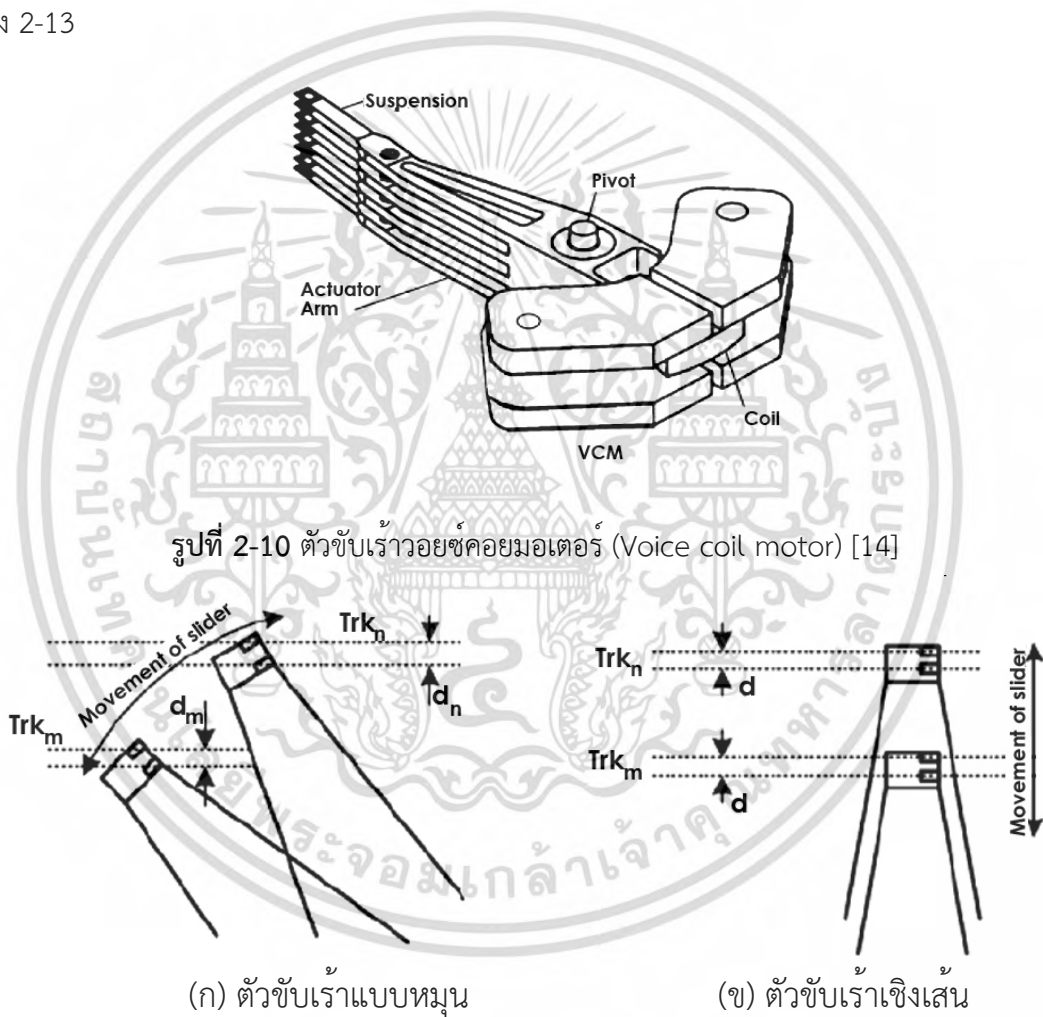
เนื่องจากตัวขับเร็วและโครงสร้างของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์จะมีองค์ประกอบของบางชิ้นส่วนที่มีความยืดหยุ่นบ้างบางส่วน ทำให้ปรากฏผลของเรโซแนนซ์จำนวนมากในพลาตัสของระบบฮาร์ดดิสก์จริง ซึ่งส่งผลทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของฮาร์ดดิสก์ลดลงและส่งผลอย่างมีนัยสำคัญกับค่าความผิดพลาดของเส้นแนวข้อมูล (TMR) แต่อย่างไรก็ตามจะมีเพียง 3-4 เรโซแนนซ์โหมดที่จะส่งผลอย่างมากกับระบบและในทางตรงกันข้ามจุดเรโซแนนซ์จุดอื่นจะมีผลต่อระบบน้อยและไม่ปรากฏอยู่ในช่วงความถี่ที่สนใจจึงสามารถละทิ้งได้ โดยปกติแล้วจุดเรโซแนนซ์เด่นๆจะเกิดขึ้นในตำแหน่งที่ห่างจากจุดตัดศูนย์ของกราฟผลตอบสนองทางความถี่ (Crossover frequency) ประมาณสิบเท่า และผลจากเรโซแนนซ์นี้เองเป็นปัจจัยหลักต่อการเกิดการรบกวนชนิดไม่ซ้ำที่ (NRRO) ซึ่งค่าเรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในแต่ละจุดนั้นสามารถโมเดลเป็นฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) อันดับสอง โดยตัวชดเชยที่เหมาะสมในการลดผลของเรโซแนนซ์นั้นคือตัวกรองแบบน็อช (Notch filter) ซึ่งมีข้อเด่นที่สามารถชดเชยจุดเรโซแนนซ์ได้ดีกว่าตัวกรองแบบความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) โดยน็อชนั้นให้ค่าแมกนิจูดในทางความถี่ของจุดตัดศูนย์ (Cut-off) ที่คมกว่าทำให้สามารถกรองผลของเรโซแนนซ์ได้มีประสิทธิภาพมากกว่า โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองแบบน็อชแสดงดังนี้ [9]

$$N_{r,i}(j\omega) = \prod_{i=1}^N \frac{(j\omega)^2 + 2\xi_{inn} \omega_{ni} (j\omega) + \omega_{ni}^2}{(j\omega)^2 + 2\xi_{idn} \omega_{ni} (j\omega) + \omega_{ni}^2} \quad (2.5)$$

เมื่อ ξ_{inn} , ξ_{idn} และ ω_{ni} คือสัมประสิทธิ์ลำดับที่ของโมเดลของตัวกรองน็อช

2.3.3 โมเดลทางคณิตศาสตร์ของวอยซ์คอยมอเตอร์ (Voice coil motor mathematical model)

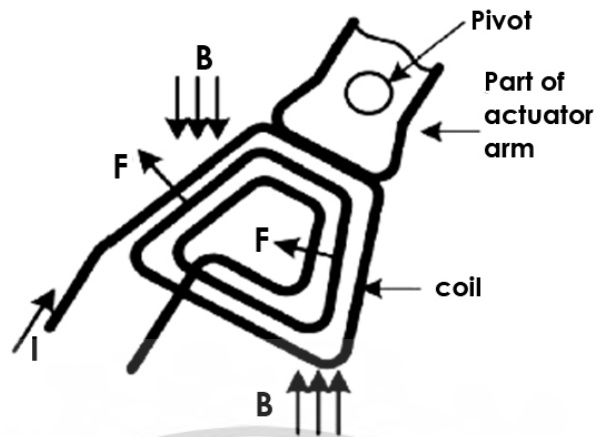
อุปกรณ์ทางกลของระบบเซอร์โวในฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ประกอบด้วย วอยซ์คอยมอเตอร์ (VCM), E-block, แขนจับ (Suspension) และหัวสไลเดอร์ (Slider head) ดังแสดงในรูปที่ 2-10 จากรูปหัวอ่าน-เขียนจะถูกประกอบเข้ากับขอบของหัวสไลเดอร์ โดยที่สไลเดอร์ติดตั้งอยู่บนแขนจับ และบินลอยอยู่เหนือแผ่นมีเดีย วอยซ์คอยมอเตอร์จะควบคุมแขนจับที่มีสไลเดอร์อยู่ที่ปลายแขนรอบแกนหมุน (Pivot) ที่ตำแหน่งศูนย์กลางของ E-block โดยวอยซ์คอยมอเตอร์จะทำงานเมื่อมีกระแสไฟฟ้า (Coil current, I) ไหลผ่านขดลวดภายใต้สนามแม่เหล็กจากแม่เหล็กถาวร ดังรูปที่ 2-10 ถึง 2-13



รูปที่ 2-10 ตัวขับเร้าวอยซ์คอยมอเตอร์ (Voice coil motor) [14]

รูปที่ 2-11 รูปแบบการเคลื่อนที่ของหัวอ่าน [12]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-12 ลักษณะการเกิดแรงบิดจากการจ่ายกระแสเข้าสู่ขดลวดของวอยซ์คอยมอเตอร์ [12]

ในส่วนของการเคลื่อนที่ของแกนจับนั้นจะมีการเคลื่อนที่ที่อยู่ใน 2 ลักษณะคือ ลักษณะการเคลื่อนที่แบบหมุน และลักษณะการเคลื่อนที่แนวเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2-11 สำหรับการขับเคลื่อนหัวอ่านนั้นจะดำเนินการโดยการป้อนกระแสไฟฟ้าไปยังตัวขับเคลื่อนวอยซ์คอยมอเตอร์ ซึ่งจะเป็นการสร้างแรงแม่เหล็ก (แรงบิด) ไปตัดกับสนามแม่เหล็กของแม่เหล็กถาวรที่อยู่ทางด้านบนและด้านล่างของขดลวดดังแสดงในรูปที่ 2-12 โดยค่าแรงบิดที่สร้างขึ้นนั้นเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสไฟฟ้าที่ป้อนเข้าไป โดยการเปลี่ยนค่าแอมพลิจูดและทิศทางของกระแสไฟฟ้าจะทำให้สามารถควบคุมหัวอ่านให้เคลื่อนที่ในพื้นที่ที่ต้องการบนแผ่นมีเดียได้อย่างอิสระ โดยทั่วไปวอยซ์คอยมอเตอร์ที่ถูกใช้ในอุตสาหกรรมฮาร์ดดิสก์ในปัจจุบันและในงานวิจัยนี้เป็นประเภทแกนหมุนที่ถูกควบคุมด้วยแรงบิดของการหมุนโดยโมเมนต์สร้างแรงบิดเป็นฟังก์ชันที่ขึ้นกับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดที่มีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.6) โดยที่ K_t เป็นค่าคงที่ของแรงบิด

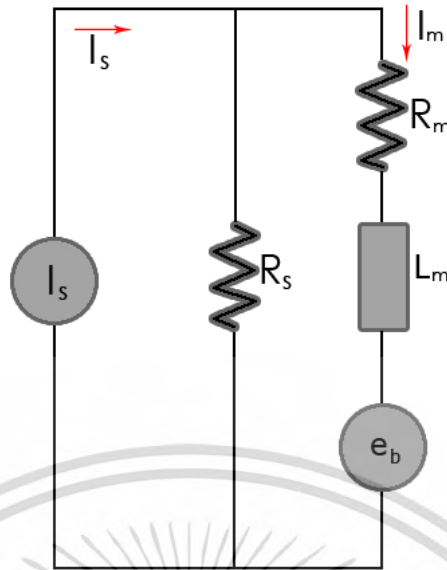
$$T_{td} = K_t I \quad (2.6)$$

ขณะที่แกนจับยึดหัวอ่านเกิดการเคลื่อนที่ที่สามารถเขียนสมการการเคลื่อนที่ของหัวอ่านรอบแกนหมุนได้เป็น

$$\ddot{\theta} = \frac{K_t}{J} I(t) \quad (2.7)$$

โดยที่ J คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของชุดแกนเลื่อนหัวอ่านมีหน่วยเป็น (kgm^2)

$\ddot{\theta}$ คือ ความเร่งเชิงมุมเมื่อวอยซ์คอยมอเตอร์เคลื่อนที่ มีหน่วยเป็น (rad/s^2)



รูปที่ 2-13 วงจรสมมูลของวอยซ์คอยมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วยวงจรกับเคลื่อนกระแส [17]

จากรูปที่ 2-13 เป็นวงจรสมมูลขับเคลื่อนกระแสที่ใช้สำหรับควบคุมการป้อนกระแสไฟฟ้าเข้าสู่ วอยซ์คอยมอเตอร์ โดยโมเดลทางคณิตศาสตร์ของวอยซ์คอยมอเตอร์ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้สามารถ คำนวณได้โดยการวิเคราะห์จากวงจรสมมูลดังรูปที่ 2-13 โดยที่โมเดลทางคณิตศาสตร์ของวงจร ขับเคลื่อนกระแสสามารถเขียนได้เป็น

$$(I_s - I_m)R_s = R_m I_m + L_m \frac{dI_m}{dt} + k_b \frac{d\theta}{dt} \quad (2.8)$$

เมื่อ $e_b = k_b \frac{d\theta}{dt}$ เป็นสัมประสิทธิ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าป้อนกลับ emf และจากสมการที่ (2.6) และ สมการที่ (2.7) โดยโมเดลทางกลของตัวขับเคลื่อนวอยซ์คอยมอเตอร์สามารถพิจารณาได้ดังนี้

$$I_m = \frac{J\ddot{\theta}}{k_t} \quad (2.9)$$

แทนที่สมการที่ (2.9) ในสมการที่ (2.8) ได้ดังนี้

$$I_s = \frac{L_m J}{k_t R_s} \ddot{\theta} + \frac{(R_m + R_s) J}{k_t R_s} \dot{\theta} + \frac{k_b}{R_s} \theta \quad (2.10)$$

หลังจากผ่านการแปลงลาปลาซ (Laplace transform) ของสมการที่ (2.10) ได้เป็น

$$I_s(s) = \left(\frac{L_m J}{k_t R_s} s^3 + \frac{(R_m + R_s) J}{k_t R_s} s^2 + \frac{k_b}{R_s} s \right) \theta(s) \quad (2.11)$$

เมื่อ $R_s \gg R_m$ สมการที่ (2.11) สามารถเขียนได้เป็น
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\theta(s)}{I_s(s)} = \frac{1}{\frac{k_b}{R_m} s \left[\frac{L_m J R_m}{k_t k_b (R_m + R_s)} s^2 + \frac{R_m J}{k_t k_b} s + \frac{R_m}{R_m + R_s} \right]} \quad (2.12)$$

หลังจากจัดรูปของสมการแล้วจะได้สมการดังนี้

$$\frac{\theta(s)}{I_s(s)} = \frac{R_m / k_b}{s(s\tau_e + 1) \left[s\tau_m + \frac{R_m}{R_m + R_s} \right]} \quad (2.13)$$

เมื่อ τ_m คือค่าคงที่ของเวลาเชิงกล และ τ_e คือค่าคงที่ของเวลาทางไฟฟ้าซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$\tau_m = \frac{R_m J}{k_t k_b}, \tau_e = \frac{L_m}{R_m + R_s} \quad (2.14)$$

จากที่ $R_s \gg R_m$ ทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนด้านบนมีตำแหน่งของโพลใกล้กับบริเวณจุดกำเนิดของแนวระนาบ S โดยองค์ประกอบของวอยซ์ค้อยมอเตอร์และฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรขยายสามารถแสดงในรูปอย่างง่ายดังนี้

$$\frac{I_s(s)}{u(s)} = \frac{k_a}{s\tau_a + 1} \quad (2.15)$$

เมื่อ k_a เป็นค่าอัตราขยายขณะเข้าสู่สมดุล τ_a เป็นค่าคงที่ของเวลาของวงจรรขยาย และ u เป็นแรงดันอินพุตของวงจรรขยาย ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบโดยรวมของวอยซ์ค้อยมอเตอร์มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$\frac{\theta(s)}{u(s)} = \frac{\frac{R_m k_a}{k_b}}{s(s\tau_e + 1)(s\tau_a + 1) \left[s\tau_m + \frac{R_m}{(R_m + R_s)} \right]} \quad (2.16)$$

เนื่องจาก τ_a และ τ_e มีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับ τ_m และ $R_s \gg R_m$ จากนั้นแทนค่า τ_m จากสมการที่ (2.14) ลงในสมการที่ (2.16) จะได้ว่า

$$\frac{\theta(s)}{u(s)} = \frac{k_t k_a}{J} \frac{1}{s^2} \quad (2.17)$$

โดยฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (2.17) ที่มีความสัมพันธ์เป็นมุมการหมุนต่อแรงดันอินพุตสามารถแปลงสมการความสัมพันธ์เป็นสมการความสัมพันธ์ของแนวแกนต่อแรงดันอินพุตได้ดังนี้

$$G(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \left(\frac{k_t k_a}{J} \right) \left(l_{arm} \frac{TPI}{0.0254} \right) \left(\frac{1}{s^2} \right) = k_v k_y \frac{1}{s^2} \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ $k_v = \frac{k_t k_a}{J}$ เป็นค่าคงที่ความเร่ง, $k_y = l_{arm} \frac{TPI}{0.0254}$ เป็นค่าอัตราขยายในการวัดตำแหน่ง, l_{arm} เป็นความยาวของแขนตัวขับเคลื่อนและ (Track per Inch: TPI) คือจำนวนเส้นแนวข้อมูลต่อหนึ่งหน่วยความยาวนิ้วของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์โดยที่แบบจำลองทางพลศาสตร์ของวอยซ์คอยมอเตอร์สามารถแสดงในรูปของปริภูมิสถานะได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$\begin{pmatrix} \dot{y} \\ \dot{v} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & k_y \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} y \\ v \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ k_v \end{pmatrix} u \quad (2.19)$$

เมื่อ k_y คืออัตราขยายของการวัดตำแหน่ง

y คือ ตำแหน่งของหัวอ่าน

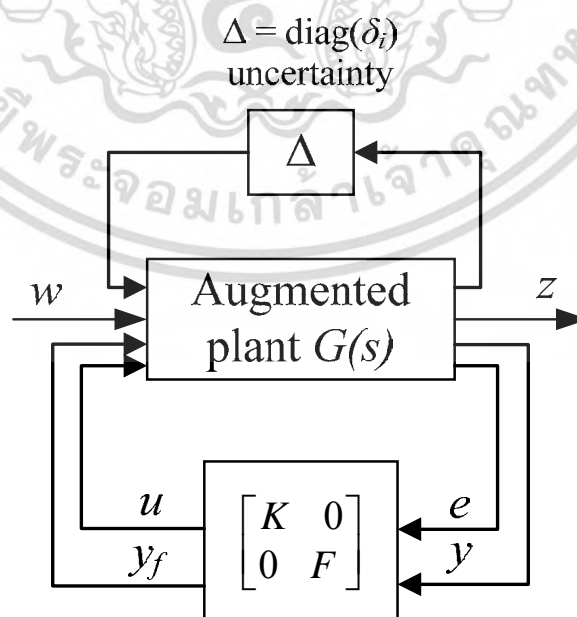
v คือ ความเร็วของหัวอ่านฮาร์ดดิสก์

k_v คือ อัตราส่วนระหว่างแรงเคลื่อนแม่เหล็กต่อมวลของวอยซ์คอยมอเตอร์

u คือ อินพุตของหัวอ่านฮาร์ดดิสก์

2.4 ระบบควบคุมแบบคงทน (Robust Control System)

การออกแบบชุดควบคุมคงทน (Robust control) เป็นการออกแบบชุดควบคุมเพื่อให้ระบบสามารถทำงานได้ใกล้เคียงสมรรถนะเดิมถึงแม้ว่าจะมีตัวรบกวนจากภายนอก (Disturbance) หรือสัญญาณรบกวนจากตัวตรวจวัดสัญญาณ (Sensor Noise) ที่เข้ามารบกวนการทำงานของระบบ นอกจากนี้ระบบที่ออกแบบยังต้องสามารถคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ภายในของระบบเองด้วยเช่นกัน โดยรูปที่ 2-14 และ 2-15 เป็นการแสดงรูปแบบของผลความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นกับระบบ



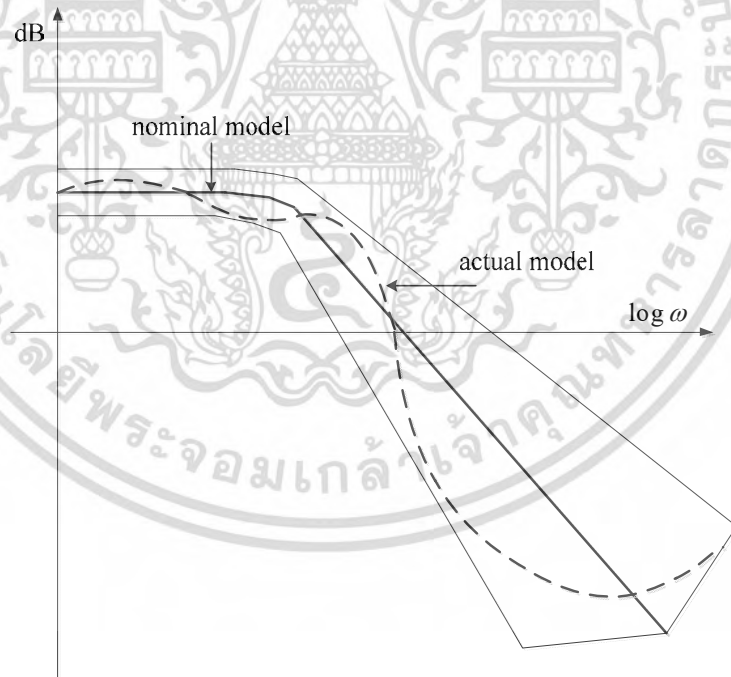
รูปที่ 2-14 ไดอะแกรมระบบที่มีตัวรบกวนและการเปลี่ยนแปลงต่างๆ ในระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติแล้วระบบที่นำมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือระบบแรกเป็นระบบที่ได้มาจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (Mathematic Model : G) ที่มีการหาแบบจำลองของระบบขึ้นมาโดยไม่ได้รับความไม่แน่นอนต่างๆ (Uncertainty Model : ΔG) ที่อาจจะเกิดขึ้นได้ในการทำงานจริงและระบบที่สองเป็นระบบจริง (Real Process : G_Δ) ระบบนี้อาจจะรวมความไม่แน่นอนต่างๆเข้าไปด้วย ดังนั้นระบบจริงจึงสามารถเขียนให้อยู่ในรูปดังนี้ $G_\Delta = G + \Delta G$ ดังนั้นการออกแบบชุดควบคุมให้สามารถควบคุมระบบโดยมีสมรรถนะคงทนสูงจะต้องคำนึงถึงความไม่แน่นอนต่างๆที่จะเกิดขึ้นด้วย

โดยทั่วไประบบสามารถเขียนในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ที่ประกอบด้วยผลของตัวเศษ (Normalized Nominator : N) และผลของตัวส่วน (Normalized Denominator : M) โดยเมื่อใช้การพิจารณาแบบ Left coprime factorization จะได้ความสัมพันธ์ของระบบและผลของตัวประกอบดังนี้

$$G = M^{-1}N \quad (2.20)$$

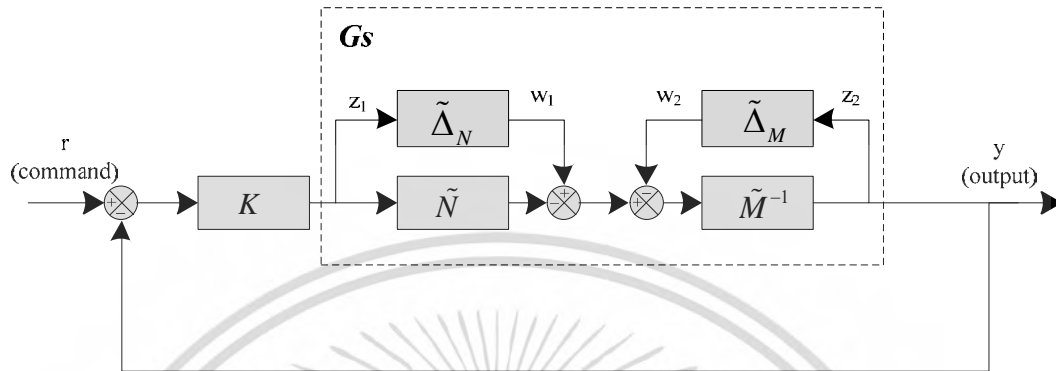


รูปที่ 2-15 แผนภาพโดเมนความถี่ของระบบที่มีตัวรบกวนและการเปลี่ยนแปลงในระบบ

ระบบที่รวมผลของความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นกับตัวเศษ (Δ_N) และตัวส่วน (Δ_M) ของฟังก์ชันถ่ายโอนสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.21) และรูปที่ 2-16 แสดงผลของความไม่แน่นอนที่ถูกรวมอยู่ในระบบที่มีการควบคุมแบบวงรอบปิดซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะเริ่มศึกษาและออกแบบชุดควบคุมโดยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มจากพิจารณาความไม่แน่นอนที่จะเกิดขึ้นกับตัวเศษ (Normalized Nominator : N) และตัวส่วน (Normalized Denominator : M) ของระบบ

$$G_{\Delta} = (M + \Delta_M)^{-1}(N + \Delta_N) \quad (2.21)$$



รูปที่ 2-16 ระบบที่มีความไม่แน่นอนและการควบคุมแบบวงรอบปิด

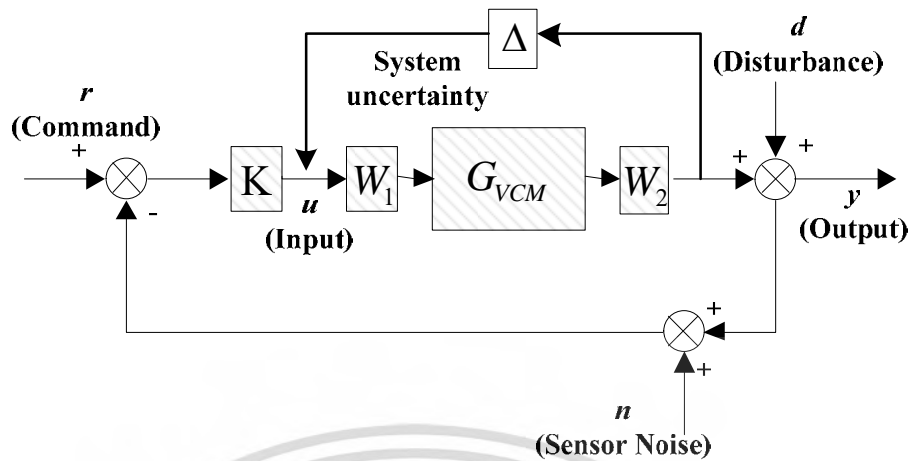
จุดประสงค์หลักในการออกแบบชุดควบคุมคงทน (Objective of Robust Stabilization) เป็นการออกแบบให้ตัวควบคุมสามารถลดผลของความไม่แน่นอนของระบบให้มีค่าต่ำที่สุด ซึ่งเป็นการออกแบบให้ครอบคลุมความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นซึ่งสามารถเขียนอยู่ในรูปสมการได้ดังนี้

$$G_{\Delta} = \left\{ (M + \Delta_M)^{-1}(N + \Delta_N) : \left\| \begin{bmatrix} \Delta_N & \Delta_M \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < \frac{1}{\varepsilon} \right\} \quad (2.22)$$

เมื่อ ε คือ ค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพ (Stability Margin) การออกแบบชุดควบคุมคงทนในสมการที่ (2.22) จะต้องทำการออกแบบชุดควบคุมที่ทำให้ส่วนเพื่อเสถียรภาพมีค่าสูงที่สุด (Maximize the Stability Margin) เพื่อรับประกันความไม่แน่นอนของระบบ (Uncertainty Model) โดย กำหนดให้ \bar{M} , \bar{N} , $\bar{\Delta}_M$, $\bar{\Delta}_N \in \mathcal{RH}_{\infty}$ การออกแบบชุดควบคุมคงทนจะเริ่มจากการพิจารณาระบบแบบวงรอบปิดในรูปที่ 2-17 (ก) ซึ่งแสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบที่พิจารณาโดยประกอบไปด้วยระบบ (Plant : G), ตัวควบคุม (Controller : K), สัญญาณอ้างอิง (Command : r), สัญญาณรบกวนจากภายนอก (Disturbance : d), สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับสัญญาณ (Sensor Noise : n) และเอาต์พุตของระบบ (Output : y)

รูปที่ 2-17 (ก) แสดงรูปแบบของระบบควบคุมป้อนกลับทั่วไป โดยเมื่อพิจารณาระบบจะสังเกตเห็นว่าสัญญาณภายนอกที่เข้าสู่ระบบคือ r , n และ d ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีผลต่อการทำงานของระบบ โดยสามารถแปลผลของความสัมพันธ์นี้เป็นบล็อกไดอะแกรมของระบบใหม่ที่กำหนดให้สัญญาณอินพุตจากภายนอกเป็น w_1 และ w_2 และอินพุตของระบบและตัวควบคุมเป็น e_1 และ e_2 ตามลำดับ โดยบล็อกไดอะแกรมของระบบที่ถูกจัดขึ้นใหม่สามารถได้ดังรูปที่ 2-17 (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-17 บล็อกไดอะแกรมของระบบ (ก) ระบบที่ถูกควบคุมแบบวงรอบปิดดั้งเดิม
(ข) ระบบที่จัดวงรอบใหม่ [18]

เมื่อพิจารณารูปที่ 2-17 สัญญาณ w_1 , w_2 ซึ่งสัญญาณอินพุตของระบบและ e_1, e_2 ซึ่งเป็นค่าความคลาดเคลื่อนของระบบ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของความสัมพันธ์ของระบบได้ดังนี้

$$e_1 - \hat{K} e_2 = w_1 \tag{2.23}$$

$$-G e_1 + e_2 = w_2 \tag{2.24}$$

ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปความสัมพันธ์ทางเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I & -\hat{K} \\ -G & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \tag{2.25}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} I & -\hat{K} \\ -G & I \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} (I - \hat{K}G)^{-1} & \hat{K}(I - \hat{K}G)^{-1} \\ G(I - \hat{K}G)^{-1} & (I - G\hat{K})^{-1} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

เมื่อกำหนดให้ $G = NM^{-1} = \tilde{M}^{-1}\tilde{N}$ และ $\hat{K} = UV^{-1} = \tilde{V}^{-1}\tilde{U}$ ดังนั้นความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.25) จะมีเสถียรภาพภายในก็ต่อเมื่อสามารถหาค่าส่วนกลับ (Inverse) ของ

$$\begin{bmatrix} M & U \\ N & V \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V} & -\tilde{U} \\ -\tilde{N} & \tilde{M} \end{bmatrix} (\tilde{M}V - \tilde{N}U)(\tilde{V}M - \tilde{U}N)$$

ได้ โดยที่สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \tilde{N}U + \tilde{M}V \end{bmatrix}^{-1} \in \mathfrak{RH}_\infty \quad (2.27)$$

$$\begin{bmatrix} (\tilde{N} + \tilde{\Delta}_N)U + (\tilde{M} + \tilde{\Delta}_M)V \end{bmatrix}^{-1} \in \mathfrak{RH}_\infty \quad (2.28)$$

$$\begin{bmatrix} I + \frac{(\tilde{\Delta}_N U + \tilde{\Delta}_M V)}{(\tilde{N}U + \tilde{M}V)} \end{bmatrix}^{-1} \in \mathfrak{RH}_\infty \quad (2.29)$$

$$\begin{bmatrix} I + \begin{bmatrix} \tilde{\Delta}_N & \tilde{\Delta}_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ V \end{bmatrix} (\tilde{N}U + \tilde{M}V)^{-1} \end{bmatrix}^{-1} \in \mathfrak{RH}_\infty \quad (2.30)$$

จากทฤษฎีในเอกสารอ้างอิง[18] ที่เป็นการหาเสถียรภาพของระบบภายใต้เงื่อนไขความไม่แน่นอนของระบบสามารถแสดงได้ดังนี้

$$(I - M\Delta)^{-1} \in \mathfrak{RH}_\infty \quad (2.31)$$

โดยที่เงื่อนไขความไม่แน่นอนของระบบจะต้องถูกกำหนดหรือถูกควบคุมให้ $\|\Delta\|_\infty \leq 1$ และ $\|M\|_\infty \leq 1$ เมื่อนำความสัมพันธ์ของสมการที่ (2.30) ไปเปรียบเทียบกับ สมการที่ (2.29) จะได้ว่า

$$\left\| \begin{bmatrix} U \\ V \end{bmatrix} (\tilde{N}U + \tilde{M}V)^{-1} \right\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} UV^{-1} \\ I \end{bmatrix} V \frac{1}{(\tilde{N}U + \tilde{M}V)} \right\|_\infty \quad (2.32)$$

$$= \left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} V \frac{1}{[(M^{-1}\tilde{N})(UV^{-1}) + 1]\tilde{M}V} \right\|_\infty$$

$$= \left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} \frac{1}{[(M^{-1}\tilde{N})(UV^{-1}) + 1]\tilde{M}} \right\|_\infty$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} (I + GK)^{-1} M^{-1} \right\|_{\infty}$$

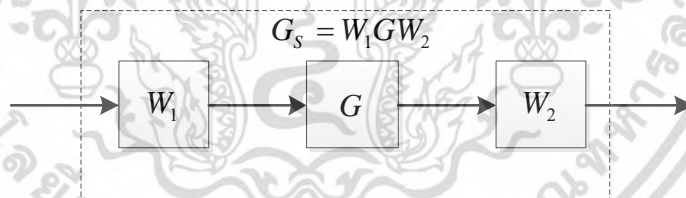
เมื่อ $G = \tilde{M}^{-1} \tilde{N}$ และ $\hat{K} = UV^{-1}$ ดังนั้นในการออกแบบชุดควบคุม K สำหรับระบบ G ที่มีเงื่อนไขตามความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$\|T_{zw}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} (I + GK)^{-1} M^{-1} \right\|_{\infty} \leq \frac{1}{\varepsilon} = \gamma \quad (2.33)$$

เมื่อ $\|T_{zw}\|_{\infty}$ คือ ค่านอร์มนันต์ของฟังก์ชันถ่ายโอนจากตัวรบกวน (Disturbance) ไปยังสเตต (State) โดยที่ ε คือ ส่วนเผื่อเสถียรภาพ (Stability margin) ที่เป็นตัวชี้วัดความคงทนของตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้น โดยที่การออกแบบตัวควบคุมจะต้องทำให้ค่านอร์มนันต์ของตัวรบกวนไปยังสเตตที่มีค่าต่ำที่สุด หรือพูดอีกนัยคือค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพมีค่าสูงที่สุด

2.5 ชุดควบคุมแบบจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H_{∞} loop shaping)

การออกแบบชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ (H_{∞} robust loop shaping control) เป็นการนำขั้นตอนในการออกแบบสัญญาณของระบบต้นแบบให้มีผลตอบสนองทางความถี่ที่เหมาะสมมาใช้ร่วมกับวิธีการออกแบบชุดควบคุมแบบเอชอินฟินิตี้ (H_{∞} control) ซึ่งการออกแบบจะอาศัยฟังก์ชันน้ำหนักก่อนและหลัง (pre-compensator weight, pos-compensator weight) ในการจัดสัญญาณวงรอบของระบบให้ได้ตามสมรรถนะและรูปแบบความคงทนที่ต้องการ โดยการจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ด้วยฟังก์ชันน้ำหนักดังแสดงในรูปที่ 2-18

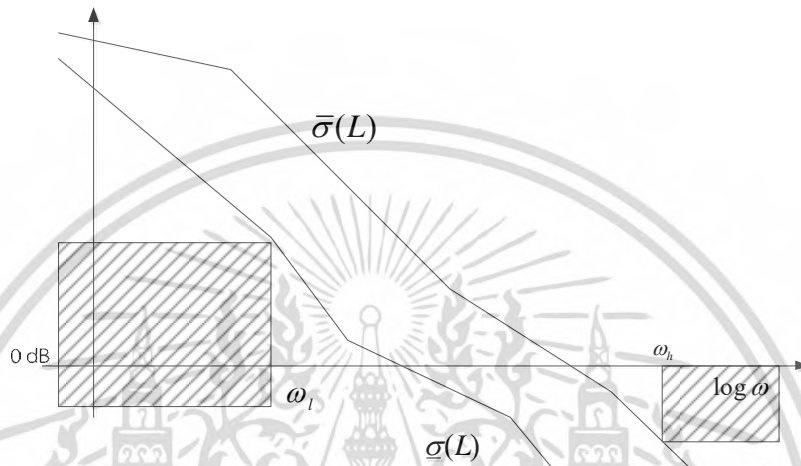


รูปที่ 2-18 ภาพการจัดสัญญาณวงรอบของระบบ (G)

ในการจัดสัญญาณระบบนั้นเริ่มจากการกำหนดขอบเขตความต้องการโดยพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของระบบดั้งเดิมก่อน จากนั้นทำการกำหนดค่าสมรรถนะ (performance) และรูปแบบของความคงทน โดยปกติแล้วถ้าสามารถทราบขอบเขตของตัวรบกวนระบบ จะทำให้สามารถออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักได้เหมาะสมมากยิ่งขึ้น แต่อย่างไรก็ตามด้วยการวิเคราะห์ความไม่แน่นอนแบบ left coprime factorization และการเสนอของการออกแบบชุดควบคุมที่ให้ค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพสูงสุดได้ตามคำแนะนำของ McFarlane ดังที่เสนอไปแล้วข้างต้นนั้นก็มีความเพียงพอต่อการกำจัดผลของการรบกวนที่มีผลต่อระบบ โดยทั่วไปแล้วการออกแบบสัญญาณวงรอบนั้นระบบที่ดีจำเป็นต้องมีค่าอัตราขยายที่ต่ำในช่วงความถี่สูงเพื่อช่วยลดผลของความรบกวนที่เกิดจากการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

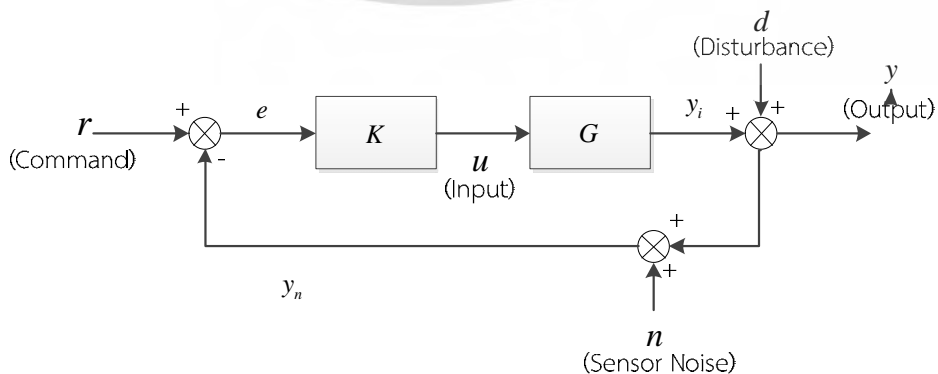
(Measurement noise) ขณะเดียวกันก็ควรมีอัตราขยายสูงที่ย่านความถี่ต่ำเพื่อลดผลกระทบที่เกิดจากตัวรบกวนระบบ (Disturbance) ดังแสดงในรูปที่ 2-19 โดยรายละเอียดการวิเคราะห์นี้จะนำเสนอในหัวข้อถัดไป นอกจากนี้ระบบได้รับการจัดสัดส่วนแล้ว (Shaped plant, G_s) จะต้องได้สมรรถนะทางเวลาที่ดีด้วยเช่นกัน โดยระบบที่ถูกจัดสัดส่วนวงรอบจะต้องมีค่าแบนวิดท์ (Bandwidth) ที่เหมาะสมเพื่อให้ย่านในการทำงานที่ความถี่ต้องการดีขึ้น รวมทั้งยังเป็นการออกแบบเพื่อให้ได้สมรรถนะทางเวลาของระบบที่ดีขึ้นอีกด้วยเช่นกัน



รูปที่ 2-19 รูปแบบการจัดสัดส่วนวงรอบที่เหมาะสมเพื่อชดเชยผลของตัวรบกวนระบบ

2.5.1 การออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักตามขั้นตอนการจัดสัดส่วนวงรอบ

การจัดสัดส่วนวงรอบแบบเดิม (Classical Loop Shaping) จะเริ่มจากการพิจารณาระบบทั่วไปที่มีการป้อนกลับซึ่งระบบ (G), แบบป้อนกลับนี้จะมีชุดควบคุม (K), ตัวรบกวน (d), เอาต์พุตของระบบ (y_i), สัญญาณอ้างอิง (r), เอาต์พุตโดยรวมของระบบ (y), สัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์การวัด (n), ค่าความคลาดเคลื่อนต่อสัญญาณที่ต้องการให้ระบบตอบสนอง (e), เอาต์พุตของระบบที่รวมตัวรบกวนและสัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับสัญญาณ (y_n) และอินพุตของระบบ (u) ดังรูปที่ 2-20



รูปที่ 2-20 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2-20 เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์จากระบบป้อนกลับดังรูปจะมีความสัมพันธ์ของระบบจากสัญญาณต่างๆ ที่เข้าสู่ระบบได้ดังสมการ

$$y = KG(r - y - n) + d \quad (2.34)$$

เมื่อ $y = y_i + d$, $y_i = eKG$ และ $e = r - y - n$ จากนั้นจัดรูปสมการ (2.34)

$$y = \frac{KGr}{1+KG} - \frac{KGn}{1+KG} + \frac{d}{1+KG} \quad (2.35)$$

จากสมการที่ (2.35) เมื่อนำมาจัดรูปให้ได้อัตราขยายของเอาต์พุตของระบบ (y) ต่อสัญญาณอ้างอิง (r) จะทำให้สามารถพิจารณาสมรรถนะการทำงานของระบบได้ง่ายขึ้น โดยผลตอบสนองการลดผลของตัวรบกวนและสัญญาณรบกวน (Disturbance attenuation) รวมทั้งการตามรอยคำสั่ง (Performance Tracking) มีความสัมพันธ์ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{y}{r} = \frac{KG}{1+KG} - \frac{KGn}{r(1+KG)} + \frac{d}{r(1+KG)} \quad (2.36)$$

โดยในการออกแบบระบบที่สมบูรณ์นั้นจะต้องทำการออกแบบตัวควบคุม K ที่ทำให้

$$\frac{y}{r} = 1 \quad (2.37)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.36) พบว่าการควบคุมให้สัญญาณเอาต์พุตตอบสนองต่อสัญญาณอ้างอิงได้ดีนั้นจะต้องทำให้ $y \approx r$ โดยเมื่อพิจารณาในเทอมที่ 1 นั้นจะเป็นตามที่ต้องการได้เมื่อค่า

$$\frac{KG}{1+KG}$$

มีค่าเท่ากับ 1 และเทอมที่เหลือมีค่าเป็น 0 โดยในทางอุดมคติแล้วนั้นไม่สามารถเกิดขึ้นได้ ยกตัวอย่างเช่นการกำหนดให้ค่าตัวควบคุม K มีค่าสูงมากซึ่งจะส่งผลให้ $\frac{KG}{1+KG} \approx 1$ และ

$$\frac{1}{(1+KG)} \approx 0$$

โดยเมื่อพิจารณาผลที่ได้แล้วจะทำให้เทอมที่ 1 และ 2 ระบบสามารถตอบสนองต่อสัญญาณอ้างอิงได้ดี แต่ในขณะเดียวกันค่าขนาดของสัญญาณรบกวนระบบก็จะถูกขยายทำให้มีผลกระทบต่อ การควบคุมด้วยเช่นกัน และเมื่อพิจารณาที่เทอมที่ 3 จะพบว่าระบบสามารถลดผลของตัวรบกวนระบบได้ดี โดยจากการพิจารณาจากตัวอย่างการกำหนดค่าข้างต้นแล้วนั้นพบว่าไม่สามารถเกิดขึ้นได้ในย่านความถี่เดียวกันแต่สามารถเกิดขึ้นได้เมื่อพิจารณาแยกย่านความถี่กัน ดังนั้นการออกแบบระบบให้สามารถทนทานต่อการรบกวนและสัญญาณรบกวนจากการวัดอีกทั้งยังสามารถตามรอยคำสั่งสัญญาณอ้างอิงได้ดีจะต้องออกแบบให้เป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ระบบควรมีอัตราขยายที่สูง (High Gain) ในย่านความถี่ต่ำ (Low Frequency) เพื่อให้ระบบสามารถลดผลที่เกิดจากตัวรบกวนระบบและเพื่อประสิทธิภาพในการตามรอยคำสั่งของสัญญาณอ้างอิงได้ดี
- ระบบควรมีอัตราขยายที่ต่ำ (Low Gain) ในย่านความถี่สูง (High Frequency) เพื่อลดผลกระทบที่เกิดจากการรบกวนจากสัญญาณความถี่สูงหรือสัญญาณรบกวนจากการวัดของระบบ

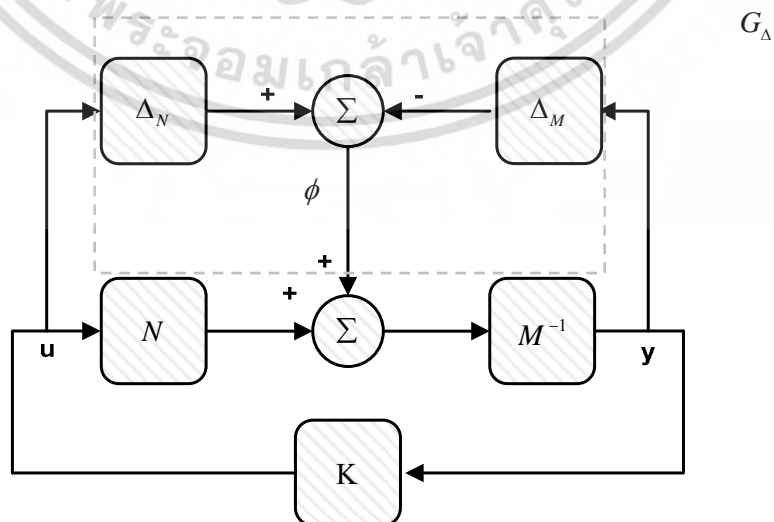
2.5.2 การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้

จากการออกแบบตัวควบคุมที่จัดสรรฐานวงรอบให้ได้ตามความต้องการ (Desired Loop shaping) ทางสมรรถนะในทางเวลาและผลตอบสนองที่ดีในโดเมนความถี่ (Frequency response) ด้วยฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรก่อนและหลังที่มีความเหมาะสม โดยหลังจากนั้นนำมาประยุกต์ร่วมกับการสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบเอชอินฟินิตี้สำหรับควบคุมระบบให้ได้ตามที่ได้ออกแบบไว้ โดยในขั้นตอนนี้ระบบที่ถูกจัดสรรฐาน (G_S) แล้วจะถูกพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนระบบให้เป็นการพิจารณาตัวเศษ (Normalized Nominator : N_S) และการพิจารณาตัวส่วน (Normalized Denominator : M_S) ดังแสดงในรูปที่ 2-21 โดยที่ระบบที่ได้รับการจัดสรรฐานแล้วและได้ได้รับการพิจารณาแยกส่วนมีความสัมพันธ์ดังสมการดังนี้

$$G_S = W_1 G W_2 \tag{2.38}$$

$$G_\Delta = (N_S + \Delta_{N_S})(M_S + \Delta_{M_S})^{-1} \tag{2.39}$$

เมื่อ Δ_{N_S} และ Δ_{M_S} คือความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นกับตัวเศษและตัวส่วน ตามลำดับ โดยที่ $\|\Delta_{N_S} \Delta_{M_S}\|_\infty \leq \varepsilon$ เมื่อ ε คือส่วนเผื่อเสถียรภาพ (Stability Margin) และวิธีการออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้แบบละเอียดสามารถดูเพิ่มเติมได้จาก [18]



รูปที่ 2-21 ภาพของระบบที่แยกพิจารณาเป็นตัวเศษและตัวส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อจัดสัญญาณวงรอบด้วยฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักแล้ว จะต้องมีการคำนวณหาส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุด (ε_{\max}) โดยการแก้สมการริคาติ (Riccati Equation) ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\gamma_{\min} = \frac{1}{\varepsilon_{\max}} = \frac{1}{\sqrt{1-\lambda_{\max}(YQ)}} = \left(1 - \|\tilde{N} \tilde{M}\|_H^2\right)^{-1/2} \quad (2.40)$$

เมื่อ $\lambda_{\max}(YQ)$ คือค่าลักษณะเฉพาะ (Eigen value) ตัวที่มีค่าสูงที่สุดของเมตริกซ์ Y คูณกับเมตริกซ์ Q และ Q สามารถคำนวณได้จากการแก้สมการริคาติ [18] จากสมการที่ (2.41) และจากสมการที่ (2.42) ตามลำดับ

$$(A - BS^{-1}D^T C)Q + Q(A - BS^{-1}D^T C)^T - QC^T R^{-1}CQ + BB^T S^{-1} = 0 \quad (2.41)$$

$$(A - BS^{-1}D^T C)^T Y + Y(A - BS^{-1}D^T C) - YB^T S^{-1}BY + C^T R^{-1}C = 0 \quad (2.42)$$

เมื่อ A, B, C, D คือเมตริกซ์ของระบบในรูปของปริภูมิสถานะ (State Space) $R = I + DD^T$ และ $S = I + D^T D$

ค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพที่คำนวณได้จากสมการดังกล่าวข้างต้นเป็นตัวบอกคุณสมบัติความคงทนของฟังก์ชันที่ออกแบบขึ้นมานั้น โดยจากคำแนะนำของ McFarlane และ Glover [20] แนะนำว่าถ้าส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุด (ε_{\max}) มีค่าต่ำกว่า 0.25 แสดงว่าฟังก์ชันน้ำหนักชดเชยก่อนและหลังที่ออกแบบขึ้นมานั้นไม่เหมาะสมจะต้องทำการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักใหม่ เมื่อได้ฟังก์ชันน้ำหนักที่เหมาะสมแล้วจะทำการสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ (K_{∞}) โดยเลือกค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพให้มีค่าต่ำกว่าค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุดเล็กน้อย ($\varepsilon < \varepsilon_{\max}$) แล้วสังเคราะห์ชุดควบคุมขึ้นมาโดยใช้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$K_{\infty}(s) = B^T X(sI - A + BB^T X - \gamma^2 ZYC^T C)^{-1} \gamma ZYC^T \quad (2.42)$$

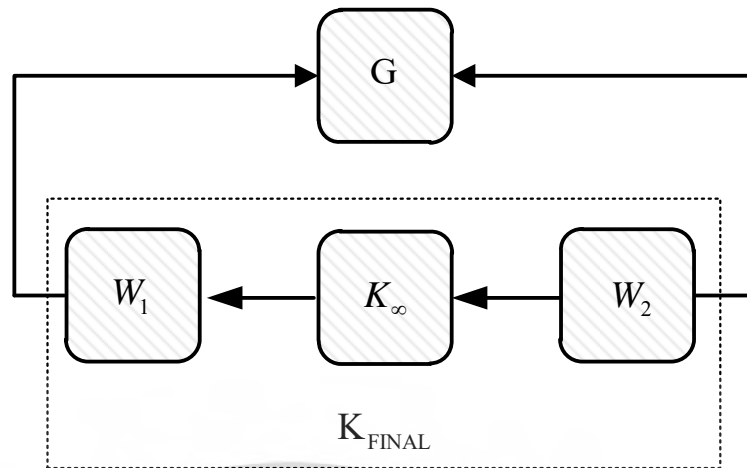
$$Z = (I + YX - \gamma^2 I)^{-1} \quad (2.43)$$

$$\|T_w\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} (I + G_s K_{\infty})^{-1} M_s^{-1} \right\|_{\infty} \leq \frac{1}{\varepsilon} \quad (2.44)$$

เมื่อสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ (K_{∞}) ขึ้นมาแล้ว การนำชุดควบคุมนี้ไปใช้งานจริงต้องนำชุดควบคุมที่ได้ไปคูณกับฟังก์ชันน้ำหนักชดเชยอีกครั้งหนึ่งดังแสดงในรูปที่ 2-22 จะได้ชุดควบคุมสำหรับใช้งานจริงดังนี้

$$K_{FINAL} = W_1 K_{\infty} W_2 \quad (2.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-22 ชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้

2.6 วิธีการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาค (Particle Swarm Optimization: PSO)

วิธีการหาค่าเหมาะสมด้วยอนุภาควิธีนี้เป็นการเลียนแบบการหาอาหารของฝูงนก โดยถูกเสนอครั้งแรกโดย James Kennedy และ Russell Eberhart ในปี 1995 [21] เป็นวิธีการหาค่าคำตอบที่ง่ายและไม่จำเป็นต้องใช้ความรู้ทางคณิตศาสตร์ชั้นสูงในการแก้ไขปัญหา นอกจากนี้ยังมีข้อดีที่วิธีการหาค่าตอบด้วยวิธีนี้จะไม่เกิดการหาค่าความเหมาะสมผิดตำแหน่งเหมือนวิธีเกรเดียนต์ (gradient) ที่ค่าของคำตอบมักไม่ใช่ค่าคำตอบที่ดีที่สุดหรือที่เรียกว่า local minima/maxima ในขณะที่วิธีการหาค่าตอบของเทคนิคนี้ใช้รูปแบบการสุ่มของอนุภาคในการเคลื่อนที่คล้ายกับฝูงนก ดังนั้นค่าคำตอบที่ได้จะเป็นค่าที่ดีที่สุดในช่วงขอบเขตของการค้นหา (Global maxima/minima) สำหรับการดำเนินการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยวิธีนี้ เริ่มต้นด้วยการกำหนดสมการฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (Objective Function) และฟิตเนสฟังก์ชัน (Fitness Function) ขึ้นมาก่อน จากนั้นทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ระบบ อาทิ ความเร็วที่ต้องการให้อนุภาคเคลื่อนที่ ความเร่ง ความเฉื่อย รวมทั้งจำนวนประชากรสูงสุด และกำหนดขอบเขตในการค้นหาค่าตอบหรือหาอาหารในแต่ละชุดข้อมูลที่ต้องการค้นหา จากนั้นเริ่มดำเนินการสุ่มตำแหน่งการเคลื่อนที่ของอนุภาคในรุ่นการดำเนินการแรกและทำการหาค่าคำตอบหรือค่าฟิตเนส โดยค่าฟิตเนสที่มากที่สุดในรอบนั้นๆ จะถูกกำหนดให้เป็นตัวแทนของรอบนั้นๆ และดำเนินการรันในรุ่นถัดไปโดยที่อนุภาคแต่ละตัวนั้นจะจดจำข้อมูลในการเคลื่อนที่ไว้เพื่อพยายามค้นหาตำแหน่งหรือคำตอบที่ดีที่สุดต่อไป

สำหรับอนุภาคแต่ละตัวนั้นจะมีตำแหน่ง (Position) ความเร่ง (Acceleration) และความเร็ว (Velocity) แตกต่างกันไป โดยที่กลุ่มอนุภาคจะแลกเปลี่ยนข้อมูลระหว่างกันเพื่อใช้ในการปรับการเคลื่อนที่และความเร็วให้เหมาะสม จนกระทั่งเคลื่อนที่ไปยังตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดในรอบการดำเนินการต่อไป ซึ่งขั้นตอนหาค่าความเหมาะสมที่สุดของกลุ่มอนุภาคสามารถจำลองให้อยู่ในรูปของสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{i+1} = Q_{vi} + \alpha_1[\gamma_{1i}(P_b - p_i)] + \alpha_2[\gamma_{2i}(U_b - p_i)] \quad (2.46)$$

$$P_{i+1} = P_i + v_{i+1} \quad (2.47)$$

เมื่อ Q คือสัมประสิทธิ์ของความเฉื่อย (Momentum Coefficient) v_i คือ ความเร็ว (Velocity) ของอนุภาค p_i คือตำแหน่ง (Position) ของอนุภาค α_1 และ α_2 คือสัมประสิทธิ์ของความเร่ง (Acceleration Coefficients) γ_{1i} และ γ_{2i} คือค่าคงที่ใดๆ ที่ถูกสุ่มขึ้นมาและอยู่ในช่วง $(0 \rightarrow 1)$ P_b คืออนุภาคตัวที่มีค่าฟิตเนสสูงที่สุดที่อนุภาคนั้นเคยพบ (Local Best) U_b คือค่าฟิตเนสที่สูงที่สุดของรอบการดำเนินการที่ผ่านมาทั้งหมด (Global Best) และ i คือจำนวนรอบที่จะดำเนินการ



รูปที่ 2-23 ลักษณะการหาอาหารของฝูงนก

ขั้นตอนการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบกลุ่มอนุภาคมีขั้นตอนและรายละเอียดดังต่อไปนี้

1. ขั้นตอนแรกทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของวิธีหาค่าเหมาะสมที่สุดดังนี้ กำหนดจำนวนสมาชิกของอนุภาคที่ใช้ในการหาข้อมูล (n) ขอบเขตบนและขอบเขตล่าง (p_{\max} และ p_{\min}) ของปัญหาที่ต้องการหาค่าเหมาะสม กำหนดความเร็ว (v_{\max} และ v_{\min}) ความเร่ง (a_{\max} และ a_{\min}) โมเมนต์ความเฉื่อยของอนุภาค (Q_{\max} และ Q_{\min}) และจำนวนรอบสูงสุดในการดำเนินการ (i_{\max})
2. ทำการสุ่มอนุภาครุ่นที่ 1 ($i=1$) จำนวน n ตัว ภายในขอบเขตที่กำหนด ($p_{\min} < p < p_{\max}$)
3. คำนวณค่าฟิตเนสที่ได้จากอนุภาคแต่ละตัวในแต่ละรอบการดำเนินการรุ่นที่ i โดยค่าฟิตเนสจากอนุภาคที่คำนวณได้ค่าสูงสุดจะถูกเลือกให้เป็นตัวแทนของการดำเนินการในรุ่นนั้นๆ คือ $P_{best}(i)$ และค่าฟิตเนสที่สูงที่สุดจะถูกกำหนดเป็น $U_{best}(i)$ (Global best)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ขั้นตอนการค้นหาค่าตำแหน่ง (Position) ของอนุภาค หรือค่าคำตอบที่เหมาะสมที่สุด (P_b) ที่มีค่าฟิตเนสสูงที่สุด (U_b) สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$P_b = P_{best}(i), \quad U_b = U_{best}(i)$$

5. ค่าสัมประสิทธิ์ของความเฉื่อย (Q) สามารถปรับได้ตามสมการดังนี้

$$Q = Q_{\max} - \left(\frac{Q_{\max} - Q_{\min}}{i_{\max}} \right) i$$

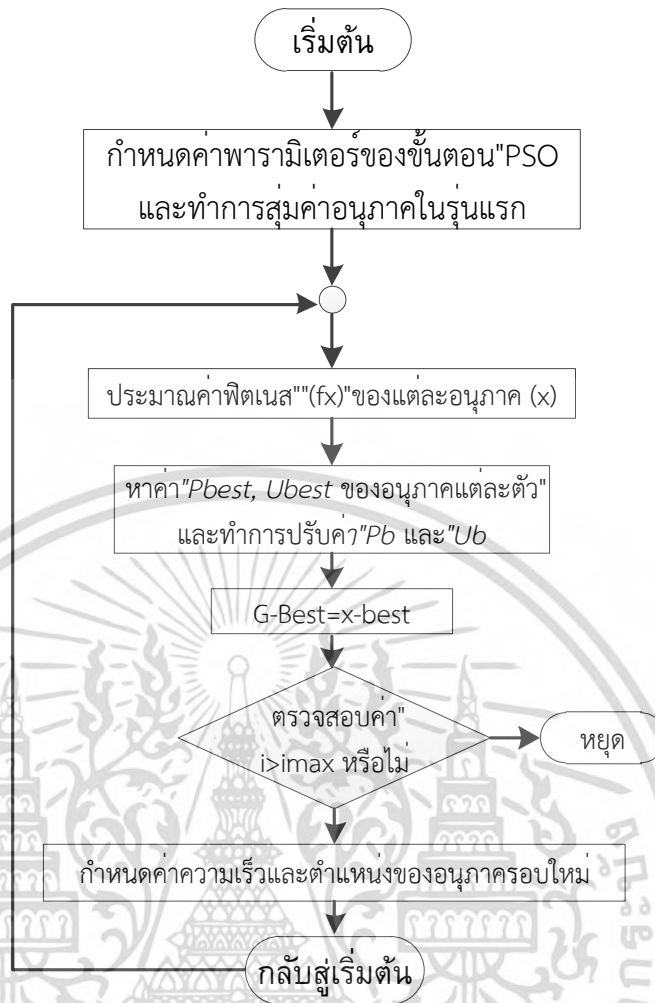
6. ทำการปรับค่าความเร็ว (v) และตำแหน่ง (p) ของอนุภาคแต่ละตัวในรุ่นปัจจุบัน (i) จากความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_{i+1} = Q_i + \alpha_1[\gamma_{1i}(P_b - p_i)] + \alpha_2[\gamma_{2i}(U_b - p_i)]$$

$$p_{i+1} = p_i + v_{i+1}$$

7. เมื่อทำการคำนวณครบแล้วให้ดำเนินการในรุ่นถัดไป ($i = i + 1$) และตรวจสอบรอบดำเนินการว่าครบรอบที่กำหนดให้มีความมากที่สุดแล้วหรือไม่ ($i > i_{\max}$) ถ้ายังไม่ครบให้กลับไปดำเนินการในขั้นตอนที่ 3

จากขั้นตอนดังกล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปการดำเนินการในการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาคดังแผนภาพ (Flowchart) ดังนี้



รูปที่ 2-24 แผนภาพการดำเนินการของขั้นตอนหาค่าความเหมาะสมที่สุดของกลุ่มอนุภาค

จากขั้นตอนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดนี้จะเป็นการดำเนินการเป็นรอบๆแบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Time) จากการดำเนินการในแต่ละรอบจะต้องมีการเก็บบันทึกตำแหน่งหรือคำตอบที่ดีที่สุดเก็บเอาไว้ เพื่อให้การสุ่มในรอบถัดไปจะนำค่านี้มาใช้ในการวางตำแหน่งของอนุภาครุ่นถัดไปให้มีค่าใกล้เคียงกับชุดคำตอบที่ประเมินได้ในรอบก่อนหน้า แต่อย่างไรก็ตามรูปแบบการกำหนดตำแหน่งใหม่ก็ยังแบ่งชุดอนุภาคบางส่วนไปค้นหาคำตอบในตำแหน่งที่ไม่ใช่จุดเจอคำตอบสูงสุดในรอบถัดไปด้วยเช่นกัน ซึ่งจะทำให้การค้นหาคำตอบมีความถูกต้องแม่นยำมากขึ้น และต้องมีการดำเนินการซ้ำเพื่อพยายามหาคำตอบที่ดีที่สุดของปัญหาที่ต้องการหาค่าความเหมาะสมที่สุดต่อไป

2.7 การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ (System Identification)

แบบจำลองที่มีความแม่นยำและถูกต้องนั้นมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อการออกแบบชุดควบคุมวงวนเชิงเส้นเพื่อควบคุมระบบให้มีเสถียรภาพและความคงทนที่ดี โดยแบบจำลองที่สร้างขึ้นจะอยู่ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบของความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ที่สามารถออกแบบและจำลองการทำงานของชุดควบคุมบนคอมพิวเตอร์ได้ แบบจำลองโดยทั่วไปจะถูกแบ่งออกเป็น 3 ลักษณะ ที่แตกต่างกันออกไป คือ

- (1) แบบจำลองที่ทราบพารามิเตอร์และโครงสร้างของระบบ (White-box) โดยทำการหาสมการความสัมพันธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างอินพุตและเอาต์พุต หลังจากนั้นแทนค่าพารามิเตอร์ที่จำเป็นในระบบ ซึ่งส่วนใหญ่แล้วแบบจำลองรูปแบบนี้จะเกิดค่าความผิดพลาดขึ้นได้ เนื่องจากในการคำนวณจะละเลยผลของความไม่เป็นเชิงเส้นที่อาจเกิดขึ้นในตัวของอุปกรณ์ หรือถ้าต้องการความแม่นยำสูงขึ้นไปก็จำเป็นต้องทำการเก็บข้อมูลที่มีความละเอียดและจำนวนมากพอเพื่อมาเพิ่มในส่วนที่ละเลยไป ซึ่งจะทำให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบลักษณะดังกล่าว
- (2) แบบจำลองที่ไม่ทราบพารามิเตอร์และโครงสร้างของระบบ (Gray-box) โดยในแบบจำลองนี้ลักษณะนี้เป็นแบบจำลองที่คำนวณหาความสัมพันธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนหรือโครงสร้างที่มีรูปแบบเดียวกับ White box แต่เพียงการหาค่าสัมประสิทธิ์ของชุดโครงสร้างนั้นจะทำการประมาณค่าแทน โดยพิจารณาผลของความคลาดเคลื่อนที่ด้านเอาต์พุตน้อยที่สุดเป็นตัวกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของความสัมพันธ์ของสมการภายใต้โครงสร้างของระบบที่รู้ลักษณะอยู่นั้น
- (3) แบบจำลองที่ไม่ทราบทั้งค่าพารามิเตอร์และโครงสร้างของระบบ (Black-box) จะต่างจากการหาแบบจำลองทั้ง 2 ชนิดที่กล่าวมาข้างต้น คือจะไม่ทราบทั้งโครงสร้างของฟังก์ชันถ่ายโอนและพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนั้นการหาแบบจำลองรูปแบบนี้จะใช้การหาความสัมพันธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนโดยการปรับโครงสร้างและพารามิเตอร์ของระบบไปพร้อมกัน โดยพิจารณาผลของค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุดเป็นตัวกำหนดความถูกต้องของระบบที่จำลองขึ้น

จากการหาแบบจำลองของระบบชนิดต่างๆ ที่กล่าวมาข้างต้นแล้ว ยังสามารถจำแนกการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบโดยพิจารณาจากโครงสร้างของฟังก์ชันถ่ายโอนได้ด้วย ซึ่งมีการพิจารณาแบบจำลองคณิตศาสตร์แบบเชิงเส้น (Linear Model) และแบบจำลองคณิตศาสตร์ที่มีแบบจำลองหลายตัวรวมกันอยู่โดยใช้ฟัซซี่ (Fuzzy Model) โดยวิธีการที่ประยุกต์ใช้ในงานวิจัยนี้เน้นไปที่การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบเชิงเส้นในการวิเคราะห์ระบบ

2.7.1 แบบจำลองคณิตศาสตร์แบบเชิงเส้น (Linear Model)

จากการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่กล่าวมาข้างต้น จะเป็นการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ต่างๆทั้งแบบที่ทราบพารามิเตอร์และไม่ทราบพารามิเตอร์ภายในระบบ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้มีการหาค่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ในการบ่อนสัญญาณอินพุตที่เป็นแบบสัญญาณชายนกวาดความถี่ (Sweep sine wave) เข้าไปในระบบเครื่องมือช่วยผ่าตัด แล้วทำการเก็บเอาต์พุตมาเป็นคู่ลำดับอินพุต-เอาต์พุตมาหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ในการบ่อนสัญญาณลุ่มนี้มีการกำหนดความถี่ของสัญญาณที่อยู่ในช่วงที่ระบบสามารถตอบสนอง เพื่อทดสอบการตอบสนองของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบในย่านความถี่ต่างๆจากคู่ลำดับสัญญาณอินพุต-เอาต์พุตที่ได้เมื่อนำมาใช้หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยใช้การหาแบบจำลองชนิดพิจารณาความคลาดเคลื่อนของเอาต์พุต (Output Error Model : OE Model) ที่มีการกำหนดโครงสร้างของฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$y(t) = \frac{q^{-n_k} \bar{B}(q)}{H(q)} u_1(t) + e(t) \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } D(q) &= d_{n_k} q^{-n_k} + d_{n_k+1} q^{-n_k-1} + \dots + d_{n_k+n_b-1} q^{-n_k-n_b+1} = q^{-n_k} \bar{B}(q) \\ H(q) &= 1 + f_1 q^{-1} + f_2 q^{-2} + \dots + f_n q^{-n} \end{aligned}$$

n_a คือ จำนวนลำดับของเอาต์พุต

n_b คือ จำนวนลำดับของอินพุต

n_k คือ จำนวนของเวลาที่หน่วง

y คือ เอาต์พุตของระบบ

u คือ อินพุตของระบบ

e คือ ค่าความคลาดเคลื่อน

เมื่อมีการพิจารณาคู่ลำดับอินพุต-เอาต์พุต $([u(t), y(t)])$ จากนั้นจะสามารถประมาณค่าความคลาดเคลื่อน โดยใช้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\chi(t, \phi) = y(t) - \hat{y}(t | \phi) \quad (2.49)$$

จากนั้นทำการหาค่าพารามิเตอร์ $\phi = [d_{n_k} \ d_{n_k+1} \ d_{n_k+2} \ \dots \ d_{n_k+n_b-1} \ f_1 \ f_2 \ \dots \ f_n]^T$ ที่ทำให้มีผลรวมของความคลาดเคลื่อนมีค่าน้อยที่สุด โดยมีสมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$\psi = \sum_i^n \chi_i(t)^2 \quad (2.50)$$

เมื่อ n คือ จำนวนเซตของข้อมูลอินพุต-เอาต์พุต $([u(t), y(t)])$

โดยคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ θ ที่ทำให้ค่าของสมการ (2.54) มีค่าต่ำที่สุด จากนั้นจะสามารถแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \frac{y(t)}{u_1(t)} &= \frac{q^{-n_k} \bar{B}(q)}{H(q)} \\ y(d) &= d^{n_k} \frac{B(d^{-1})}{A(d^{-1})} \end{aligned} \quad (2.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y(z) = q^{-n_k} \frac{d_{n_k} q^{-n_k} + d_{n_k+1} q^{-n_k-1} + \dots + d_{n_k+n_b-1} q^{-n_k-n_b+1}}{1 + f_1 q^{-1} + f_2 q^{-2} + \dots + f_n q^{-n_f}} \quad (2.52)$$

นอกจากนี้รูปแบบการจำลองด้วยเออาร์แม็กซ์ (ARMAX) และเออาร์เอ็กซ์ (ARX) ก็สามารถนำมาใช้ในการประมาณค่าฟังก์ชันถ่ายโอนเพื่อจำลองระบบได้เช่นกัน ซึ่งมีรายละเอียดดังแสดงใน [22]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบชุดควบคุมคอนโทรลแบบจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ที่กำหนดอันดับของชุดควบคุมได้สำหรับอุปกรณ์ฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์โดยใช้การหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาคร่วมกับตัวกรองปรับตัวได้แบบน็อยซ

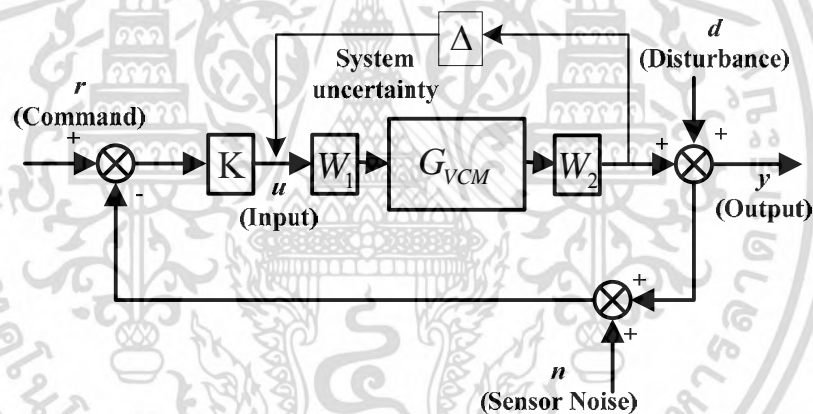
3.1 บทนำ

เนื้อหาสำหรับบทนี้กล่าวถึงการออกแบบชุดควบคุมสำหรับตัวขับเคลื่อนหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ (VCM) ผ่านการพิจารณาเงื่อนไขของความคงทนด้วยเทคนิคการจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ในการจัดการกับปัญหาของความไม่แน่นอนของระบบ นอกจากนี้บทนี้ยังได้ประยุกต์ใช้เทคนิคการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบกลุ่มอนุภาคในสองขั้นตอน คือ ใช้สำหรับหาพารามิเตอร์ของชุดควบคุมเพื่อให้ได้ส่วนเผื่อเสถียรภาพสูงสุด (maximum stability margin) และประยุกต์ใช้ในการหาพารามิเตอร์ของตัวกรองแบบน็อยซในการชดเชยผลของการเปลี่ยนแปลงจุดเรโซแนนซ์ในระบบหัวอ่านอันเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ภายในของระบบ อาทิ อุณหภูมิการทำงานของหัวอ่าน เป็นต้น สำหรับรายละเอียดที่นำเสนอในบทนี้ประกอบด้วย หัวข้อที่ 3.2 กล่าวถึงวิธีการออกแบบชุดควบคุมคอนโทรลจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้เดิม (Conventional H_∞ robust loop shaping) การออกแบบตัวควบคุมกำหนดโครงสร้างได้ด้วยวิธีน็อยซ (Non-smooth) และการออกแบบชุดควบคุมที่กำหนดลำดับของตัวควบคุมได้ด้วยวิธีการเอชอินฟินิตี้โดยใช้วิธีการหาค่าตัวควบคุมที่เหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาค หัวข้อที่ 3.3 แสดงการทำงานของชุดควบคุมที่นำเสนอโดยเปรียบเทียบประสิทธิภาพกับเทคนิคอื่นโดยใช้การจำลองการทำงานภายใต้ตัวรบกวนประเภทการแกว่งซ้ำที่ (Repeatable run-out : RRO) และไม่ซ้ำที่ (Non-repeatable run-out : NRRO) หัวข้อที่ 3.4 กล่าวถึงการออกแบบตัวกรองปรับตัวได้แบบน็อยซ โดยประยุกต์ใช้เทคนิคการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบอนุภาคร่วมในการชดเชยผลของการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของจุดเรโซแนนซ์และแสดงผลของการออกแบบและทดสอบประสิทธิภาพของการใช้ตัวกรองแบบน็อยซร่วมกับชุดควบคุมกำหนดอันดับที่นำเสนอ โดยทดสอบการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของจุดความถี่เรโซแนนซ์ทั้งหมด 16 เคสตัวอย่างจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ในระบบตั้งแต่ 10-65 เปอร์เซ็นต์ และผลจากการออกแบบและประสิทธิภาพของการออกแบบทั้งหมดจะถูกสรุปรวมไว้ในหัวข้อที่ 3.5

3.2 การออกแบบชุดควบคุมคงทนจัดสัณฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้เดิม การออกแบบชุดควบคุมคงทนจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ที่สามารถกำหนดอันดับของชุดควบคุมได้โดยใช้การหาค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมที่เหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาค (PSO) และเทคนิคนอนสมูท

3.2.1 ขั้นตอนการออกแบบชุดควบคุมคงทนจัดสัณฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้เดิม (Conventional H_∞ loop shaping)

การออกแบบชุดควบคุมคงทนจัดสัณฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ได้รับการเสนอครั้งแรกโดย McFarlane and Glover [19] โดยฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรก่อนและหลัง (pre- and post-compensator) ถูกออกแบบเพื่อมาสร้างสัณฐานของผลตอบสนองทางความถี่เปิด (open loop frequency response) ของระบบตัวขับเรวอยซ์คอยมอเตอร์ (G_{VCM}) เพื่อให้ได้ตามสัณฐานที่เหมาะสม โดยฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรนี้ที่ถูกออกแบบจะได้รับการประเมินประสิทธิภาพด้วยค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพสูงสุด (maximum stability margin) ดังกล่าวในหัวข้อที่ 2.5 สำหรับขั้นตอนในการสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนจัดสัณฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้เดิมนั้น มีขั้นตอนพอสังเขปดังนี้



รูปที่ 3-1 แสดงภาพการจ้ดสัณฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้

ขั้นตอนที่ 1 ออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรเพื่อจ้ดสัณฐานของระบบวอยซ์คอยมอเตอร์ให้ได้ตามรูปแบบผลตอบสนองทางความถี่ที่ต้องการด้วยฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรก่อน (W_1) และฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรหลัง (W_2) โดยโครงสร้างของฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรโครงสร้างดังนี้

$$W_1 = w_1 \frac{s + \alpha_1}{s + \beta_1}, \quad W_2 = \frac{s + \alpha_2}{s + \beta_2} \quad (3.1)$$

เมื่อ w_1 , α_1 , β_1 , α_2 และ β_2 เป็นค่าคงที่จำนวนจริงบวกใดๆ โดยระบบที่จ้ดสัณฐานแล้วดังรูปที่ 3-1 สามารถเขียนได้เป็น

$$G_{SVCM} = W_1 G_{VCM} W_2 \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 2 ประมาณค่าออร์มอมนันต์ที่ต่ำที่สุดที่เป็นไปได้ในการออกแบบตัวควบคุม K_∞ โดยค่านี้เรียกว่า γ_{\min}

$$\gamma_{\min} = \frac{1}{\varepsilon_{\max}} = \frac{1}{\sqrt{1-\lambda_{\max}(YQ)}} = \left(1 - \|\tilde{N} \tilde{M}\|_H^2\right)^{-1/2} \quad (3.3)$$

เมื่อ Y และ Q คือ ผลเฉลยที่ได้จากสมการรีคคาติจากระบบที่ได้รับการจัดสัญญาณ (G_{SVCM}) ขณะที่ \tilde{N} และ \tilde{M} คือค่าความไม่แน่นอนของตัวเศษและตัวส่วนของระบบที่จัดสัญญาณแล้ว ตามลำดับ

ตามคำแนะนำของ McFarlane and Glover [19] เมื่อค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุด (ε_{\max}) น้อยกว่า 0.25 หรือ γ_{\min} มีค่ามากกว่า 4 แสดงว่าการออกแบบ W_1 และ W_2 ที่ออกแบบนั้นยังไม่เหมาะสม ต้องทำการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักใหม่

ขั้นตอนที่ 3 เลือกค่า $\varepsilon < \varepsilon_{\max}$ และทำการสังเคราะห์ชุดควบคุม K_∞ โดยแก้สมการรีคคาติ (Riccati equation) ของสมการต่อไปนี้

$$\|T_{zw}^\infty\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I + G_{SVCM} K_\infty)^{-1} M^{-1} \right\|_\infty \geq 1/\varepsilon_{\max} \quad (3.4)$$

ขั้นตอนที่ 4 เมื่อได้ตัวควบคุม K_∞ แล้วสามารถหาตัวควบคุม K สำหรับควบคุมได้จาก

$$K_{FINAL} = W_1 K_\infty W_2 \quad (3.5)$$

3.2.2 ขั้นตอนการออกแบบชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ชนิดกำหนดอันดับได้ที่น่าเสนอในงานวิจัยนี้

จากการสังเคราะห์ชุดควบคุมแบบเอชอินฟินิตี้แบบเดิมนั้นมีข้อเสียที่อันดับของชุดควบคุมที่อันดับสูงและซับซ้อน ทำให้นำไปประยุกต์ใช้จริงได้ยาก โดยในบทนี้ได้นำเสนอเทคนิคการออกแบบชุดควบคุมคงทนที่กำหนดอันดับของชุดควบคุมได้เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว โดยขั้นตอนการออกแบบชุดควบคุมที่น่าเสนอมีดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 ทำการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักก่อนและหลัง และทำการทดสอบค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุด เพื่อให้ได้ค่าฟังก์ชันที่เหมาะสมตามรูปแบบการออกแบบของการจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้รูปแบบเดิม จากนั้นจะกำหนดลำดับของชุดควบคุมตามที่ต้องการเป็น $K_{VCM}(p)$ เมื่อ p คือเวกเตอร์ของพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ต้องการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด โดยในบทนี้จะทำการออกแบบชุดควบคุมเป็นชุดควบคุมอันดับ 3 ซึ่งมีโครงสร้างดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_{VCM}(p) = \left\{ \frac{k_1 s^3 + k_2 s^2 + k_3 s + k_4}{k_5 s^3 + k_6 s^2 + k_7 s + k_8} \right\} \quad (3.6)$$

ขั้นตอนที่ 2 พัฒนาวีธีการของ McFarlane and Glover [19] โดยพิจารณาสมการที่ (3.5) แล้วทำการย้ายข้างสมการจะได้เป็น

$$K_{VCM}(p) = W_1 K_\infty W_2 \quad (3.7)$$

$$K_\infty(s) = W_1^{-1}(s) K_{VCM}(s) W_2^{-1}(s) \quad (3.8)$$

จากนั้นแทนค่าสมการที่ (3.8) ลงในสมการที่ (3.4) จะได้สมการดังนี้

$$\|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K_{SVCM}(p) W_2^{-1} \end{bmatrix} (I - G_{SVCM} W_1^{-1} K_{SVCM}(p) W_2^{-1})^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \quad (3.9)$$

ขั้นตอนที่ 3 กำหนดให้ส่วนกลับของสมการที่ (3.9) เป็นสมการวัตถุประสงค์ (Objective function, J_{cost}) อนุภาค โดยที่การออกแบบตัวควบคุมที่เหมาะสมนั้นจะต้องทำการหาค่าพารามิเตอร์ p ของตัวควบคุมที่ทำให้ได้ค่า J_{cost} ต่ำที่สุด โดยปัญหาในการหาค่าเหมาะสมที่สุดสามารถเขียนได้เป็น

$$\text{Minimize}(J_{cost}) = \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K_{SVCM}(p) W_2^{-1} \end{bmatrix} (I - G_{SVCM} W_1^{-1} K_{SVCM}(p) W_2^{-1})^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \quad (3.10)$$

ขั้นตอนที่ 4 กำหนดขอบเขตของพารามิเตอร์ของตัวควบคุมให้ $p_{min} < p < p_{max}$ และกำหนดค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นให้กับการหาค่าเหมาะสมด้วยกลุ่มอนุภาค (PSO) โดยที่การออกแบบชุดควบคุมที่นำเสนอในบทนี้จะทำการลดค่าอินฟินิตี้นอร์มจากตัวรบกวนไปยังสแตจ (T_{zw}) ให้มีค่าน้อยที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ ซึ่งก็จะเป็นการทำให้ระบบมีค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพสูงสุด โดยฟังก์ชันฟิตเนสที่ใช้ในวิธีการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาค (PSO) จะสามารถกำหนดได้ตามสมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$\text{Fitness} = \left\{ \begin{array}{l} \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K_{SVCM}(p) W_2^{-1} \end{bmatrix} (I - G_{SVCM} W_1^{-1} K_{SVCM}(p) W_2^{-1})^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty^{-1} \text{ for } K(p) \text{ stabilizes the plant.} \\ 1 \times 10^{-5} \text{ Othercase.} \end{array} \right\} \quad (3.11)$$

เมื่อระบบมีเสถียรภาพค่าฟิตเนสของระบบจะมีค่าเป็นไปตามค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพ (ε) ในทางตรงกันข้ามถ้าตัวควบคุมที่สังเคราะห์ขึ้นทำให้ระบบเสียเสถียรภาพค่าฟิตเนสของชุดควบคุมนั้นจะถูกกำหนดให้มีค่า 1×10^{-5} หรือมีค่าน้อยมากๆ สำหรับขั้นตอนในการสังเคราะห์ชุดควบคุมผ่านการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาคดังมีรายละเอียดตามหัวข้อที่ 2-6 สามารถสรุปเป็นแผนภาพได้ดังรูปที่ 3-2

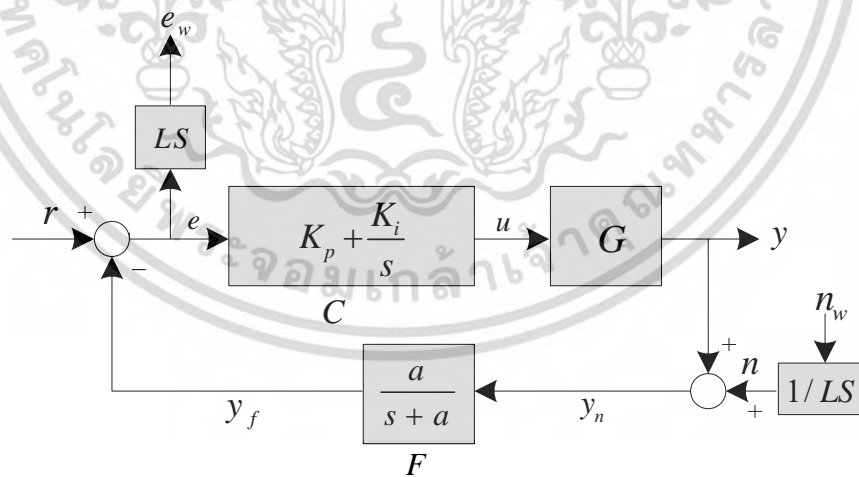
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 ขั้นตอนการออกแบบชุดควบคุมกำหนดโครงสร้างได้โดยใช้เทคนิคเอชอินฟินิตีเนียนอนสมูท (Non-smooth H_∞ synthesis)

สำหรับเทคนิคการแก้ปัญหาการออกแบบตัวควบคุมแบบเอชอินฟินิตีเนียนอนสมูทถูกนำมาใช้ในการออกแบบชุดควบคุมที่กำหนดโครงสร้างได้และนำมาใช้ในการเปรียบเทียบคุณสมบัติกับเทคนิคที่น่าเสนอ โดยข้อเด่นหลักของวิธีนี้คือลดความยุ่งยากในการใช้สมการเลียปูนอฟ (Lyapunov) ซึ่งสามารถลดขนาดของการประมาณค่าที่เหมาะสม (Optimization) ถึงแม้ว่าระบบจะมีขนาดใหญ่ก็ตาม โดยวิธีการของเทคนิคนี้จะใช้การประมาณค่าของจุดวิกฤติของคำตอบโดยการหาค่าเกรเดียนต์ (Gradient) ในการหาค่าตอบของสมการกำลังสอง (Quadratic) เพื่อหาค่าที่เหมาะสมของสมการสำหรับเนื้อหาโดยละเอียดแสดงในเอกสารอ้างอิงลำดับที่ [24] ซึ่งวิธีการดังกล่าวจะเริ่มต้นด้วยการประกอบฟังก์ชัน $f = \|\cdot\|_\infty \circ T_{w \rightarrow z}$ หรือ $g = \|\cdot\|_\infty \circ T_{w \rightarrow z} \circ \chi(\cdot)$ ที่สามารถเขียนให้รูปในรูปแบบที่ง่ายขึ้นดังนี้

$$g(\kappa) = \max_{\omega \in [0, +\infty]} g(\kappa, \omega) \quad (3.12)$$

เมื่อ $g(\kappa)$ เป็นค่าสูงสุดของค่าเอกฐานของระบบที่ประกอบขึ้น ซึ่งวิธีการนอนสมูทจะหาค่าน้อยที่สุดหรือต่ำที่สุดของสมการ $g(\kappa, \omega)$ ดังแสดงในเอกสารอ้างอิงที่ [24] วิธีการนี้นำมาใช้ในการสังเคราะห์ตัวควบคุมกำหนดโครงสร้างได้แบบเอชอินฟินิตี (Non-smooth H synthesis) ควบคุมตำแหน่งของหัวอ่านด้วยแพลนส์ของระบบชุดเดียวกันซึ่งประกอบด้วยตัวควบคุมแบบพีไอและตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass) ซึ่งรูปแบบของระบบที่ถูกควบคุมด้วยวิธีการนี้ดังรูปที่ 3-2



รูปที่ 3-2 ระบบควบคุมป้อนกลับ ที่ถูกควบคุมด้วยชุดควบคุมกำหนดโครงสร้างได้แบบนอนสมูทสำหรับระบบระบุตำแหน่งของหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ [23]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ผลการออกแบบของชุดควบคุมที่นำเสนอ ชุดควบคุมเอชอินฟินิตี้แบบเดิม (H_∞ loop shaping) และชุดควบคุมจากเทคนิคคนอนสมูท (Non-smooth) สำหรับใช้ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของชุดควบคุม

ชุดควบคุมที่นำเสนอได้ถูกออกแบบสำหรับการควบคุมการทำงานของวอยซ์ค้อยมอเตอร์ในการระบุตำแหน่งของหัวอ่านให้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของชุดควบคุมที่นำเสนอ ได้ทำการออกแบบชุดควบคุมด้วยเทคนิคคนอนสมูท เทคนิคการลดรูปของตัวควบคุมเอชอินฟินิตี้เดิมให้มีโครงสร้างของชุดควบคุมใกล้เคียงกับชุดควบคุมที่นำเสนอ โดยได้ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพผ่านการทดสอบด้วยการรบกวนแบบการแกว่งซ้ำที่และไม่ซ้ำที่ (RRO, NRRO) แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวอยซ์ค้อยมอเตอร์สำหรับการออกแบบชุดควบคุมในบทนี้มีสมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$Gp = \left\{ \frac{\begin{aligned} &1.544 \times 10^{09} s^7 + 1.051 \times 10^{15} s^6 + 3.087 \times 10^{18} s^5 + 2.202 \times 10^{24} s^4 \\ &+ 9.03 \times 10^{26} s^3 + 3.886 \times 10^{32} s^2 + 1.723 \times 10^{34} + 7.466 \times 10^{37} \end{aligned}}{\begin{aligned} &s^9 + 3273 s^8 + 4.023 \times 10^{09} s^7 + 9.74 \times 10^{12} s^6 + 2.754 \times 10^{18} s^5 \\ &+ 2.04 \times 10^{21} s^4 + 3.866 \times 10^{26} s^3 + 2.217 \times 10^{28} s^2 + 7.488 \times 10^{31} s + 9.332 \times 10^{32} \end{aligned}} \right\} \quad (3.13)$$

สำหรับฟังก์ชันชดเชยนำหนักรก่อน w_1 และฟังก์ชันชดเชยนำหนักหลัง w_2 ที่ใช้ในการชดเชยผลของตัวรบกวนระบบและสัญญาณรบกวนจากการตรวจวัดเพื่อกำหนดสัญญาณให้มีผลตอบสนองทางความถี่เป็นตามต้องการ โดยโครงสร้างของฟังก์ชันชดเชยนำหนักดังกล่าวมีโครงสร้างดังนี้

$$W_1 = \frac{0.00809s + 56.95}{s + 5900} \quad (3.14)$$

$$W_2 = \frac{s + 39300}{s + 217500} \quad (3.15)$$

ค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุดที่เป็นตัวระบุความคงทนของระบบที่ได้จากการจัดสัญญาณระบบด้วยฟังก์ชันชดเชยนำหนักในสมการที่ (3.14) และ (3.15) ทำให้ได้ค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุดที่ 0.72 โดยมีค่ามากกว่าค่าจากคำแนะนำของ Mcfarlane [17] ซึ่งเห็นได้ชัดเจนว่าฟังก์ชันชดเชยนำหนักที่ถูกเลือกมาใช้มีความเหมาะสมต่อการชดเชยระบบ ในขณะที่ค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพสำหรับชุดควบคุมที่สังเคราะห์ด้วยวิธีเอชอินฟินิตี้มีค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพน้อยกว่าเล็กน้อยคือ 0.704 และมีอันดับของชุดควบคุมอยู่ที่ 12 ดังแสดงในสมการที่ (3.16) ซึ่งมีค่าสูงและซับซ้อน ทำให้มีความยากต่อการนำไปประยุกต์ใช้จริง

$$K_{H\infty}(s) = \left\{ \begin{array}{l} 0.008138 \times s^{12} + 2216 \times s^{11} + 1.351 \times 10^8 s^{10} + 1.01 \times 10^{13} s^9 \\ + 4.334 \times 10^{17} s^8 + 1.072 \times 10^{22} s^7 + 2.905 \times 10^{26} s^6 + 3.71 \times 10^{30} s^5 \\ + 4.66234 \times s^4 + 3.846 \times 10^{38} s^3 + 1.135 \times 10^{42} s^2 + 1.211 \times 10^{44} s + 2.136 \times 10^{47} \\ s^{12} + 4.552 \times 10^5 s^{11} + 6.025 \times 10^{10} s^{10} + 2.826 \times 10^{15} s^9 \\ + 2.29 \times 10^{20} s^8 + 4.82 \times 10^{24} s^7 + 1.642 \times 10^{29} s^6 + 2.033 \times 10^{33} s^5 \\ + 2.702 \times 10^{37} s^4 + 2.293 \times 10^{41} s^3 + 6.649 \times 10^{44} s^2 + 7.232 \times 10^{46} s + 1.249 \times 10^{50} \end{array} \right\} \quad (3.15)$$

เพื่อเปรียบเทียบคุณสมบัติกับชุดควบคุมที่นำเสนอ ชุดควบคุมเอชอินฟินิตี้ในสมการที่ (3.15) ถูกทำให้โครงสร้างมีขนาดเล็กลงผ่านเทคนิคการลดอันดับแบบฮานเคลนอร์ม (Hankel norm) [18] โดยลดอันดับลงมาให้เท่ากับอันดับของตัวควบคุมที่นำเสนอ ชุดควบคุมที่ได้รับการลดอันดับแล้วสามารถเขียนได้ดังนี้

$$K_{REDUCE} = \left\{ \frac{0.008138s^3 + 219.9s^2 + 2.571 \times 10^7 s + 6.946 \times 10^{11}}{s^3 + 2.865 \times 10^5 s^2 + 3.259 \times 10^9 s + 8.984 \times 10^{14}} \right\} \quad (3.16)$$

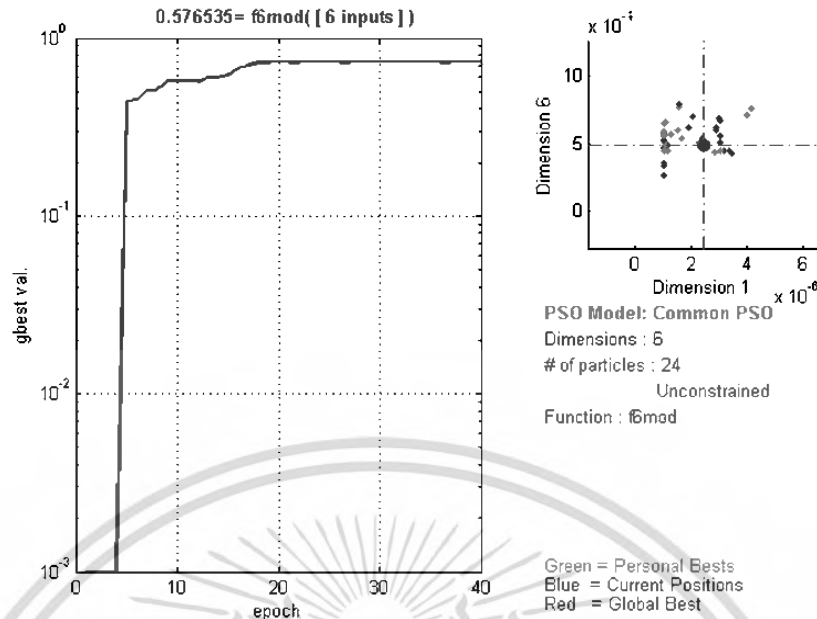
ในการสังเคราะห์ชุดควบคุมที่นำเสนอได้กำหนดขอบเขตของพารามิเตอร์ในการค้นหาด้วยเทคนิคการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาคดังนี้ $k_1 \in [0.001, 0.01]$, $k_2 \in [10, 1000]$, $k_3 \in [100, 10000]$, $k_4 \in [100, 100000]$, $k_5 \in [1, 100]$, $k_6 \in [1000, 200000]$, $k_7 \in [1000, 200000]$, $k_8 \in [1000, 200000]$ โดยค่าพารามิเตอร์สำหรับเทคนิคการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาคมีรายละเอียดดังนี้

$$\text{PSO พารามิเตอร์ : } \left\{ \begin{array}{l} \text{จำนวนอนุภาค} = 24 \\ \text{ความเร็วสูงสุดและต่ำสุด} = 1 \text{ และ } 3 \\ \text{ความเร่งสูงสุดและต่ำสุด} = 2.1 \text{ และ } 2.1 \\ \text{ความเฉื่อยของอนุภาคสูงสุดและต่ำสุด} = 0.3 \text{ และ } 0.7 \\ \text{จำนวนรอบสูงสุด} = 50 \end{array} \right\}$$

หลังจากทำการดำเนินการตามขั้นตอนในการหาค่าเหมาะสมที่สุดของตัวควบคุมที่นำเสนอตามสมการที่ (3.6) แบบกลุ่มอนุภาคแล้ว พบว่าค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพที่ดีที่สุดเท่ากับ 0.576 โดยภาพแสดงการลู่เข้าค่าตอบที่ดีที่สุดของเทคนิคกลุ่มอนุภาคแสดงดังรูปที่ 3-3 และชุดควบคุมคงทนที่เหมาะสมจากการสังเคราะห์ตัวควบคุมด้วยเทคนิคที่นำเสนอมีโครงสร้างดังสมการ

$$K_{VCM}(p) = \left\{ \frac{0.001275 s^3 + 275.4 s^2 + 2580 s + 5.037 \times 10^4}{15 s^3 + 140000 s^2 + 2.291 \times 10^5 s + 1.198 \times 10^5} \right\} \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



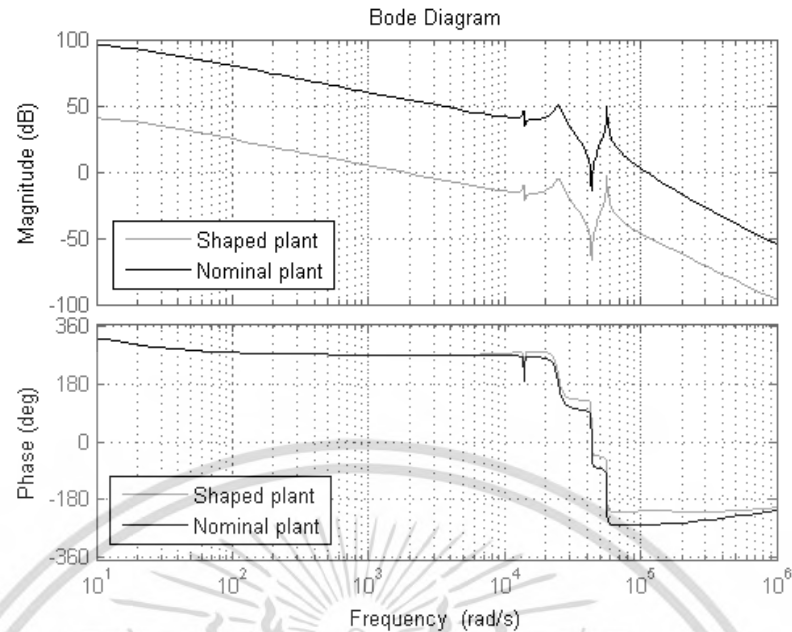
รูปที่ 3-3 ค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพที่เป็นคำตอบของฟังก์ชันฟิตเน็ตต่อจำนวนรอบการดำเนินการด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค

จากนั้นสังเคราะห์ชุดควบคุมที่ได้จากเทคนิคอนุสมุท เพื่อนำมาเปรียบเทียบประสิทธิภาพกับเทคนิคที่นำเสนอ โดยจากการวัดค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพของเทคนิคดังกล่าวได้อยู่ที่ 0.4118 โดยโครงสร้างของชุดควบคุมอนุสมุทประกอบด้วยโครงสร้างชุดควบคุมแบบพีไอ และตัวกรองความถี่ต่ำอันดับ 1 ดังสมการ

$$K_{NONSMOOTH} = \left\{ 0.000846 + \frac{0.0103}{s} \right\} \tag{3.18}$$

$$F_{NONSMOOTH} = \left\{ \frac{5486}{s + 5486} \right\} \tag{3.19}$$

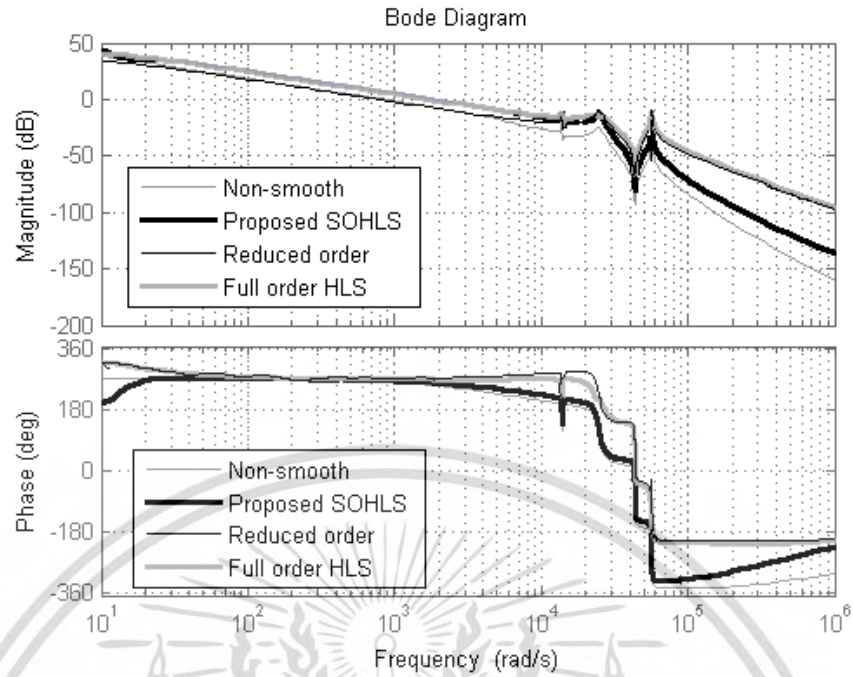
โดยผลตอบสนองทางความถี่เปิด (Open loop frequency response) ของระบบที่ยังไม่ได้รับการจัดสัญญาณและได้รับการจัดสัญญาณวงรอบแล้วแสดงดังรูปที่ 3-4



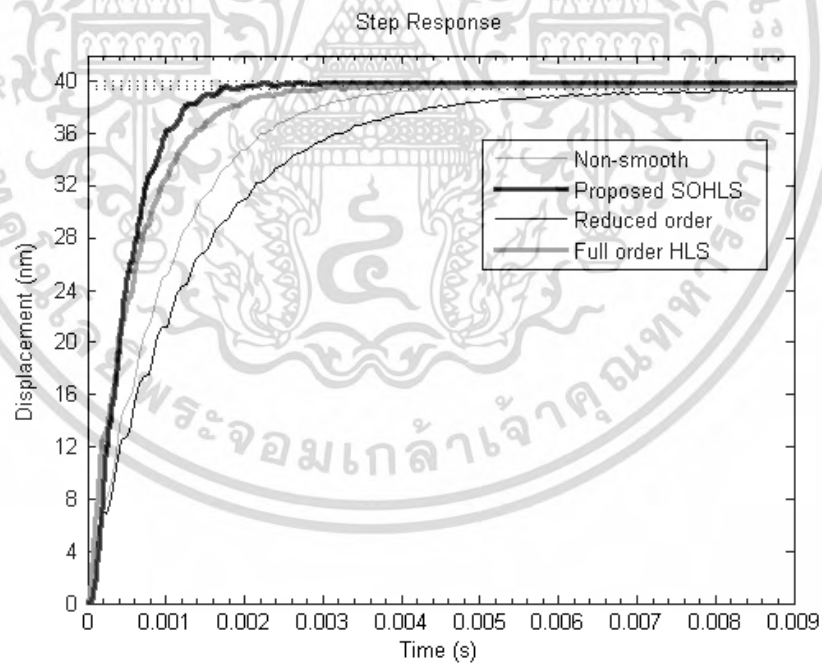
รูปที่ 3-4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของระบบปกติ (Nominal plant) และระบบที่ถูกจัดสรรฐานใหม่ด้วยฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรที่ออกแบบ (Shaped plant)

3.4 ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และทดสอบความคงทนด้วยการป้อนสัญญาณรบกวนการแกว่งซ้ำที่ (RRO) และไม่ซ้ำที่ (NRRO)

ผลตอบสนองทางความถี่เชิงเปิดของเทคนิคที่นำเสนอต่างๆ ได้ถูกนำมาเปรียบเทียบคุณสมบัติทางความถี่ดังแสดงในรูปที่ 3-5 จากรูปแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองทางความถี่ของตัวควบคุมเอชอินฟินิตี้แบบเดิมมีความใกล้เคียงกับเทคนิคที่นำเสนอ ขณะที่เทคนิคอนุสมุทและเทคนิคลดอันดับมีค่าอัตราขยายสูงกว่าเล็กน้อย นอกจากนี้ผลตอบสนองทางเวลาต่อสัญญาณขั้นบันไดได้ถูกเปรียบเทียบดังแสดงในรูปที่ 3-6 แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของเทคนิคที่นำเสนอ ซึ่งมีผลตอบสนองที่รวดเร็วกว่าและใกล้เคียงกับเทคนิคเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิมซึ่งมีอันดับเท่ากับ 12 ขณะที่ตัวควบคุมที่นำเสนอมีอันดับที่ 3 โดยผลการเปรียบเทียบทั้งทางความถี่ ส่วนเพื่อเสถียรภาพ และผลตอบสนองทางเวลาได้ถูกสรุปและแสดงในตารางที่ 1



รูปที่ 3-5 แสดงผลการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของเทคนิคต่างๆ ที่ได้รับการออกแบบเพื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคที่นำเสนอ



รูปที่ 3-6 แสดงผลการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาด้วยสัญญาณขั้นบันไดของเทคนิคต่างๆ ที่ได้รับการออกแบบเพื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

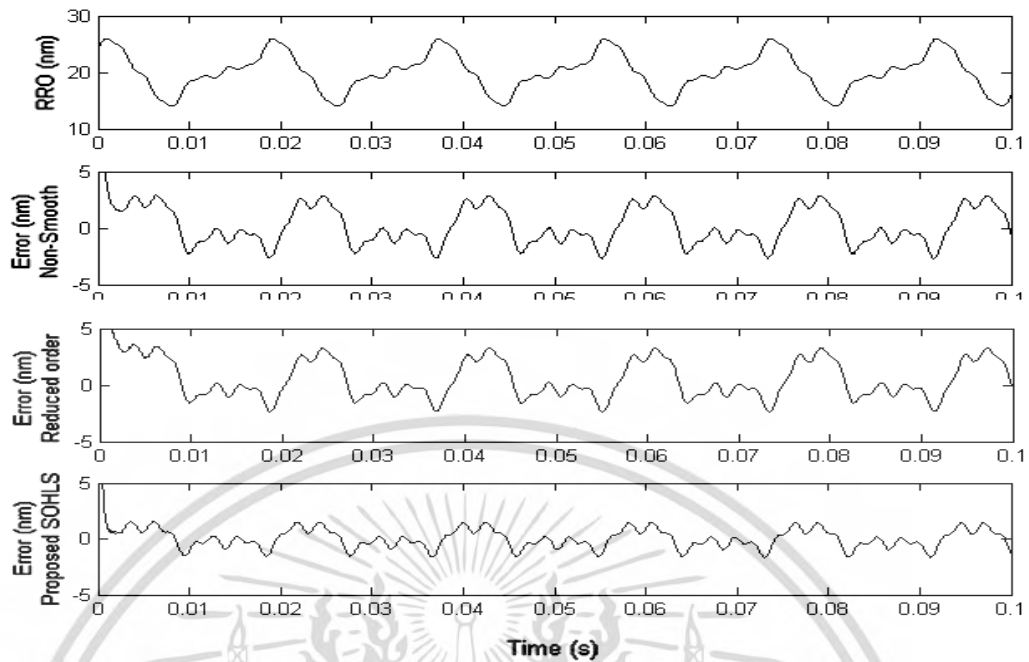
ตารางที่ 3-1 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติทางเวลาและประสิทธิภาพทางความถี่ของเทคนิคต่างๆ
ที่นำเสนอในบทนี้

ประเภทตัวควบคุม	เวลาสู่สมดุล Settling time	ค่าพุ่งเกิน Over Shoot	ค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพ Stability Margin
Conventional full order HLS	0.0023	0.0848	0.704
Reduced order	0.0052	0.0725	0.4118
Proposed SOHLS	0.0017	0	0.5765
Non-smooth	0.0039	0	0.6410

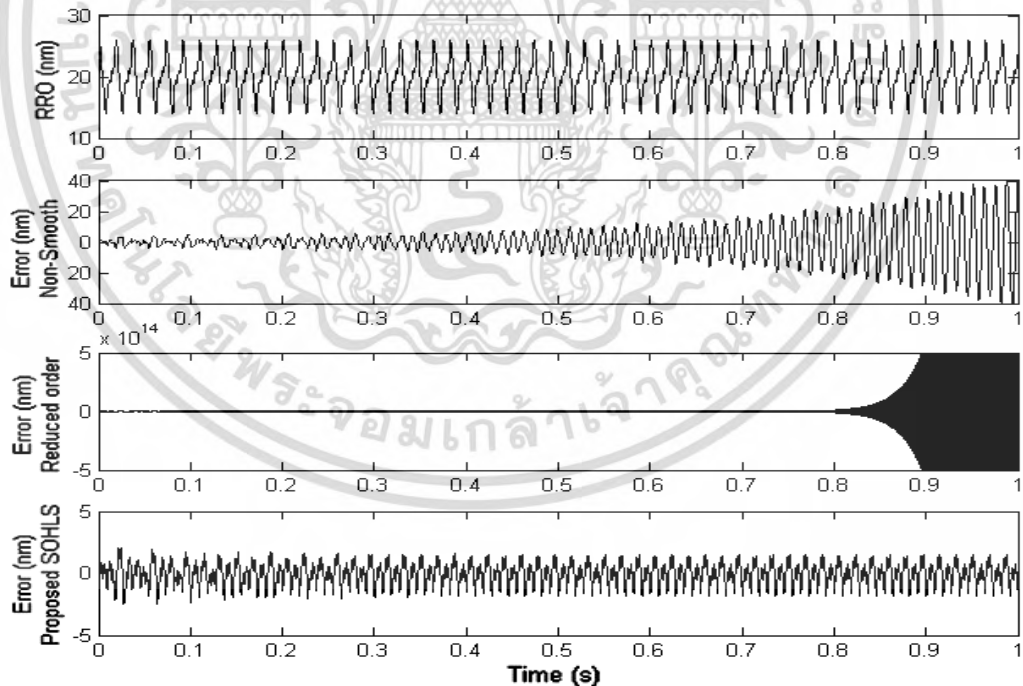
เนื่องจากระบบการทำงานของหัวอ่านของจริงนั้น โดยทั่วไปแล้วจะมีการรบกวนด้วยหลายสาเหตุ ทั้งการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ภายใน สัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า การหมุนของมอเตอร์ รวมทั้งลมจาก Air bearing เป็นต้น โดยตัวรบกวนดังกล่าวนี้สามารถแบ่งออกเป็น 2 กลุ่มใหญ่ๆ คือ การรบกวนด้วยการแกว่งแบบซ้ำที่ โดยมีคาบการแกว่งที่แน่นอนชัดเจน (RRO) และอีกกลุ่มหนึ่งคือการรบกวนด้วยการแกว่งแบบไม่ซ้ำที่ (NRRO) โดยในบทนี้จะทำการทดสอบระบบการแกว่งแบบซ้ำที่ ด้วยผลการผลรวมของสัญญาณชายนค่าแตกต่างกัน โดยอ้างอิงจากสัญญาณรบกวนตามแหล่งอ้างอิงของ Ben chen [9] ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นอยู่จริงบนระบบฮาร์ดดิสก์ โดยการออกแบบระบบให้มีความสมบูรณ์แบบนั้นจำเป็นต้องออกแบบให้สามารถลดผลของตัวรบกวนทั้งสองส่วนนี้ได้ อย่างมีประสิทธิภาพ นอกจากนี้การรบกวนแบบไม่ซ้ำที่ ได้ทำการปรับพารามิเตอร์ของตัวระบบประมาณ 5-10 เปอร์เซ็นต์ เพื่อเป็นการจำลองการเกิดการรบกวนแบบไม่ซ้ำที่ โดยที่สมการการแกว่งแบบซ้ำที่(RRO) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$d(t) = 0.5 + 0.1 \cos(110\pi t) + 0.05 \sin(220\pi t) + 0.02 \sin(440\pi t) + 0.01 \sin(880\pi t) \quad (3.20)$$

รูปสัญญาณกราฟการแกว่งแบบซ้ำที่ (RRO) พร้อมกับค่าความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่ง (Position error signa : PES) ของระบบเมื่อถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมที่แตกต่างกันขณะถูกรบกวนด้วยการแกว่งดังกล่าวแสดงในรูปที่ 3-7 และกราฟแสดงความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่ง (PES) เมื่อระบบถูกรบกวนด้วยการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ระบบที่เป็นการจำลองการเกิดการรบกวนการแกว่งแบบไม่ซ้ำที่ (NRRO) ถูกแสดงในรูปที่ 3-8



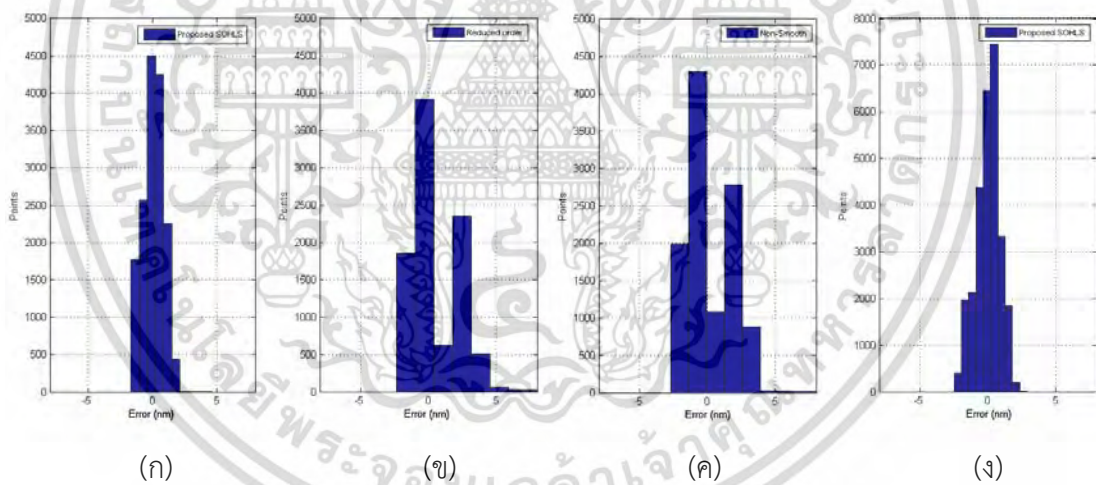
รูปที่ 3-7 ผลการเปรียบเทียบความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่งของเทคนิคที่นำเสนอ, เทคนิคลดอันดับ และเทคนิคอนุสมูทเมื่อโดยรบกวนด้วยสัญญาณการแกว่งแบบซ้ำที่ RRO



รูปที่ 3-8 ผลการเปรียบเทียบความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่งของเทคนิคที่นำเสนอ, เทคนิคลดอันดับ และเทคนิคอนุสมูทเมื่อโดยรบกวนด้วยสัญญาณการแกว่งแบบซ้ำที่ RRO และไม่ซ้ำที่ NRRO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณการแกว่งแบบไม่ซ้ำที่นี้เป็นสัญญาณรบกวนระบบชนิดการรบกวนที่เอาท์พุทซึ่งถูกรวมเข้ากับสัญญาณตำแหน่งจากระบบเดิม โดยค่าความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่งของทั้งสามชุดควบคุมแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของชุดควบคุมที่ออกแบบขึ้น นอกจากนี้ค่า $3\sigma_{PES}$ ซึ่งเป็นค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน โดยถูกใช้เป็นตัวชี้วัดประสิทธิภาพของการทำงานของหัวอ่านในโหมดการตามรอยตำแหน่ง (Track following mode) จากการสังเกตรูปที่ 3-8 จะพบว่าค่าความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่งของระบบที่ถูกควบคุมด้วยเทคนิคที่นำเสนอมีผลตอบสนองที่ดีกว่าคือ มีค่าความผิดพลาดต่ำกว่าเทคนิคอื่นที่นำมาเปรียบเทียบ ขณะที่ผลการทดสอบของระบบที่มีการแกว่งแบบซ้ำที่ (RRO) และไม่ซ้ำที่ (NRRO) ดังแสดงในรูปที่ 3-8 จะพบว่ามีเพียงเทคนิคที่นำเสนอเท่านั้นที่ยังคงประสิทธิภาพการทำงานเช่นเดิม ในขณะที่เทคนิคอื่นทำให้ระบบสูญเสียความเสถียรภาพ นอกจากนี้กราฟฮิสโตแกรมดังแสดงในรูปที่ 3-9 แสดงให้เห็นถึงการซ้ำที่ของตำแหน่งของหัวอ่าน โดยการซ้ำที่ที่ตำแหน่ง 0 มากนั้นตีความได้ว่าระบบจะสามารถทำงานในโหมดตามรอยเส้นแนวข้อมูลได้ดี ซึ่งเมื่อเปรียบผลของทั้ง 3 วิธีการแล้ว ในรูปที่ 3-9 จะเห็นว่าเทคนิคที่นำเสนอมีผลที่ดีกว่าทั้งในการรบกวนชนิด RRO รูปแบบเดียว และการรบกวนด้วย RRO และ NRRO ขณะที่เทคนิคการควบคุมอื่นแสดงผลตอบสนองต่อ RRO ที่แย่กว่า และเสถียรภาพเมื่อทดสอบระบบด้วยการรบกวนด้วย RRO และ NRRO



รูปที่ 3-9 กราฟแสดงการเปรียบเทียบฮิสโตแกรมของค่าความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่ง σ_{PES} ของทั้ง 3 วิธีที่ใช้ในงานวิจัยนี้ โดยที่

- (ก) แสดงผลของตัวควบคุมที่นำเสนอชนิดกำหนดลำดับได้กับตัวรบกวน RRO
- (ข) แสดงผลของตัวควบคุมลดอันดับด้วยฮานเคลนอร์ม (Hankel norm) กับตัวรบกวน RRO
- (ค) แสดงผลของตัวควบคุมแบบนอนสมูท (Non-smooth) กับตัวรบกวน RRO
- (ง) แสดงผลของตัวควบคุมที่นำเสนอชนิดกำหนดลำดับได้กับตัวรบกวน RRO และ NRRO

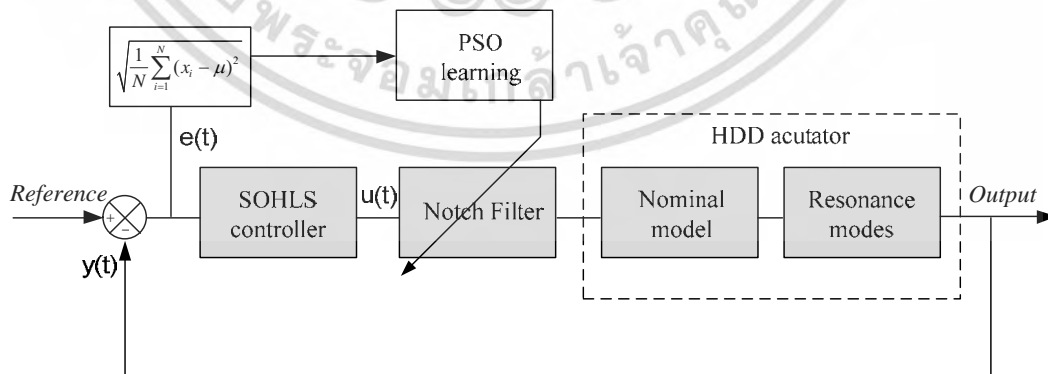
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3-2 ค่า $3\sigma_{PES}$ ของการทดสอบความคงทนด้วย RRO และ NRRO

ประเภทตัวควบคุม	$3\sigma_{pes}$ (นาโนเมตร) ของการทดสอบด้วย RRO	$3\sigma_{pes}$ (นาโนเมตร) ของการทดสอบด้วย RRO และ NRRO
Proposed SOHLS	2.5110	2.5423
Reduced order 3 rd order	5.0168	N/A
Non-smooth	4.8575	N/A

3.5 การออกแบบตัวกรองปรับตัวได้แบบน็อซ (Adaptive Notch Filter)

จากผลการทดลองในหัวข้อที่ 3.3 แสดงให้เห็นถึงความรุนแรงของประเภทตัวรบกวน โดยตัวรบกวนชนิดการแกว่งไม่ซ้ำที่ (NRRO) นั้นมีผลกระทบที่รุนแรงกว่าแบบการแกว่งแบบซ้ำที่มาก ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงผลการการเกิด NRRO ซึ่งมีผลทำให้เกิดการเปลี่ยนจุดทำงานของจุดศูนย์กลางของความถี่เรโซแนนซ์ จากการพิจารณาระบบวอยซ์คอยมอเตอร์ซึ่งมีการรวมผลของค่าเรโซแนนซ์หลักๆ ด้วยกัน 4 ชุด เมื่อสังเกตรูปที่ 3-5 จะพบว่า มีเพียง 2 ใน 4 เรโซแนนซ์เท่านั้นที่มีค่าโดดเด่น และส่งผลต่อความรุนแรงของการรบกวนดังแสดงในสมการที่ (3.21) โดยบทนี้จะทำการออกแบบตัวกรองชนิดปรับตัวได้ เพื่อคอยติดตามชดเชยผลของการเปลี่ยนแปลงจุดความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งการใช้ตัวกรองน็อซแบบคงที่นั้นไม่สามารถลดผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงจุดทำงานนี้ได้ในทางกลับกันตัวกรองน็อซเองเมื่อไม่สามารถกดผลของเรโซแนนซ์ได้ ก็จะทำให้คุณสมบัติของฮาร์ดดิสก์นั้นแย่งตามไปด้วย เนื่องจากจะเกิดจุดเรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นทำให้อาจจะส่งผลต่อความไม่มีเสถียรภาพของระบบ รูปที่ 3-10 แสดงโครงสร้างของระบบปรับตัวได้โดยใช้หลักและวิธีการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาค



รูปที่ 3-10 โครงสร้างของระบบควบคุมป้อนกลับที่ตัวกรองแบบน็อซสามารถปรับตัวได้

$$notch(s) = \frac{s^2 + 2\xi_1\omega_1s + \omega_1^2}{s^2 + 2\xi_{n1}\omega_1s + \omega_1^2} \frac{s^2 + 2\xi_2\omega_2s + \omega_2^2}{s^2 + 2\xi_{n2}\omega_2s + \omega_2^2} \quad (3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิย่่นผู้เ้าตเห็นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

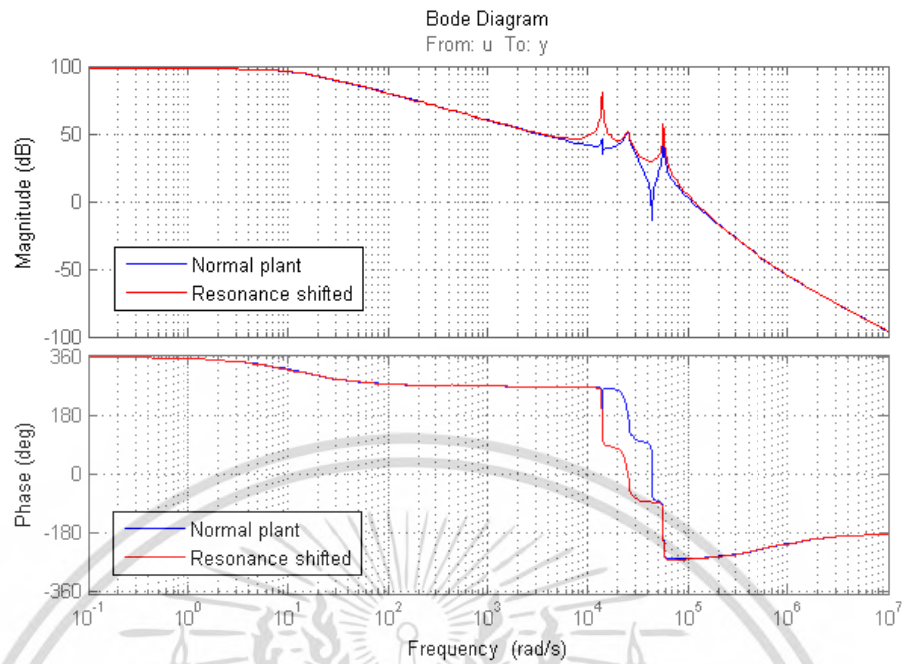
เมื่อ ξ_1, ξ_{n1} และ ξ_2, ξ_{n2} คือ อัตราส่วนความหน่วงของตัวกรองน้อซ ขณะที่ ω_1 และ ω_2 คือค่าตำแหน่งของจุดความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 และ 2 ในช่วงที่พิจารณาตั้งแต่ 10^3 ถึง 10^5 เรเดียนต่อวินาที

ในบทนี้มีเป้าหมายที่จะออกแบบตัวกรองชนิดปรับตัวได้แบบน้อซโดยใช้เทคนิคการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาค (PSO) ในการหาค่าพารามิเตอร์ $\{\xi_1, \xi_{n1}, \xi_2, \xi_{n2}, \omega_1, \omega_2\}$ ในตัวกรองแบบน้อซ ของสมการที่ (3.21) เพื่อให้สามารถชดเชยผลกระทบที่ไม่เป็นที่ต้องการของพฤติกรรมการเปลี่ยนแปลงจุดความถี่เรโซแนนซ์ในระบบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ โดยที่ค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่ง σ_{PES} จะถูกใช้เป็นฟังก์ชันฟิตเนสให้กับวิธีการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบกลุ่มอนุภาค ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

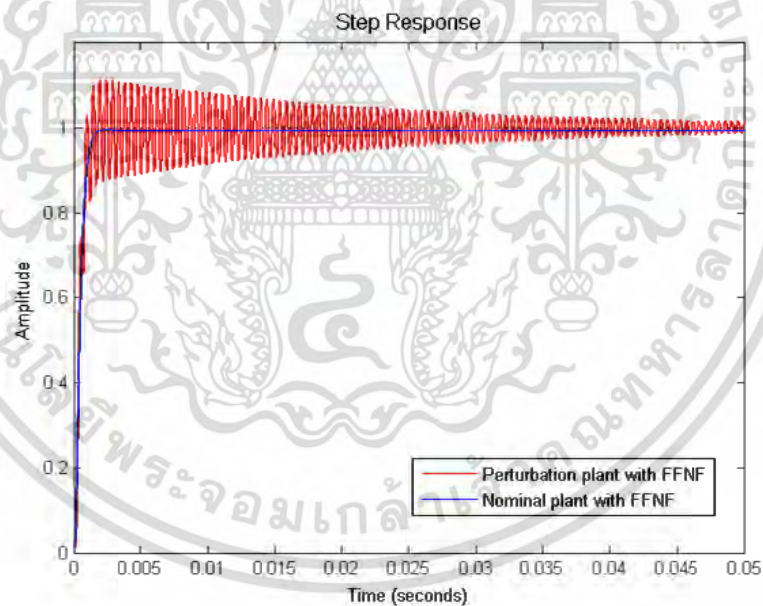
$$\left[\begin{array}{c} Adaptation \\ Fitness \end{array} \right] = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \mu)^2}, \text{ where } \dots \mu = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (3.22)$$

เมื่อ N คือจำนวนของค่าที่เก็บหรือตรวจวัดได้ x คือค่าความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่งของเอาต์พุตและ μ คือค่ากลางของชุดข้อมูล

ค่าความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่ง σ_{PES} นี้โดยปกติแล้วเป็นค่าที่ทางอุตสาหกรรมใช้เป็นตัวชี้วัดประสิทธิภาพการทำงานของการทำงานตามรอยเส้นแนวข้อมูล (Track following) โดยค่า $3\sigma_{PES}$ จะต้องน้อยกว่าค่าความผลิตผลของเส้นแนวข้อมูล (Track miss registration : TMR budget) ที่ถูกกำหนดด้วยจำนวนเส้นแนวข้อมูลต่อตารางนิ้วซึ่งหลักการทำงานของตัวกรองของน้อซปรับตัวได้นี้ จะเริ่มจากการตรวจวัดค่า σ_{PES} ว่าเกินจากค่าที่กำหนดหรือไม่ถ้าค่าเกินระบบจะสลับโหมดเข้าสู่โหมดการใช้ตัวกรองแบบน้อซแล้วทำการเริ่มการหาค่าตำแหน่งที่เหมาะสมที่สามารถชดเชยผลของความถี่เรโซแนนซ์ที่เปลี่ยนแปลงไป จนเมื่อได้ค่า σ_{PES} ที่ต่ำกว่าค่าที่กำหนดก็จะหยุดการทำงานและใช้ชุดตัวกรองชุดนั้นไปจนกระทั่งมีการเปลี่ยนจุดทำงานใหม่ อย่างไรก็ตามวิธีการนี้ได้ใส่ตัวป้องกันการเกิดความไม่เสถียรภาพโดยใช้การตรวจวัดค่า σ_{PES} ที่ถ้ามากกว่าค่าสูงสุดที่ยอมรับได้ โดยที่ระบบจะสวิตช์ไปใช้ตัวกรองก่อนหน้าที่มีเสถียรภาพแทนแล้วทำการค้นหาต่อไปจนสิ้นสุดกระบวนการ โดยการป้องกันนี้เรียกว่า Bang-Bang เทคนิค ทำให้ไม่เกิดความเสียหายในระบบ นอกจากนี้ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นจะใช้ค่าที่ได้จากการออกแบบในตอนต้นเพื่อให้ระบบค้นหาค่าตอบหรือจุดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปนั้นได้รวดเร็วขึ้นโดยกราฟที่ 3-11 แสดงการเปรียบเทียบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงจุดความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่มีการเปลี่ยนจุดความถี่เรโซแนนซ์แต่ยังคงใช้ตัวกรองน้อซแบบเดิมอยู่



(ก)

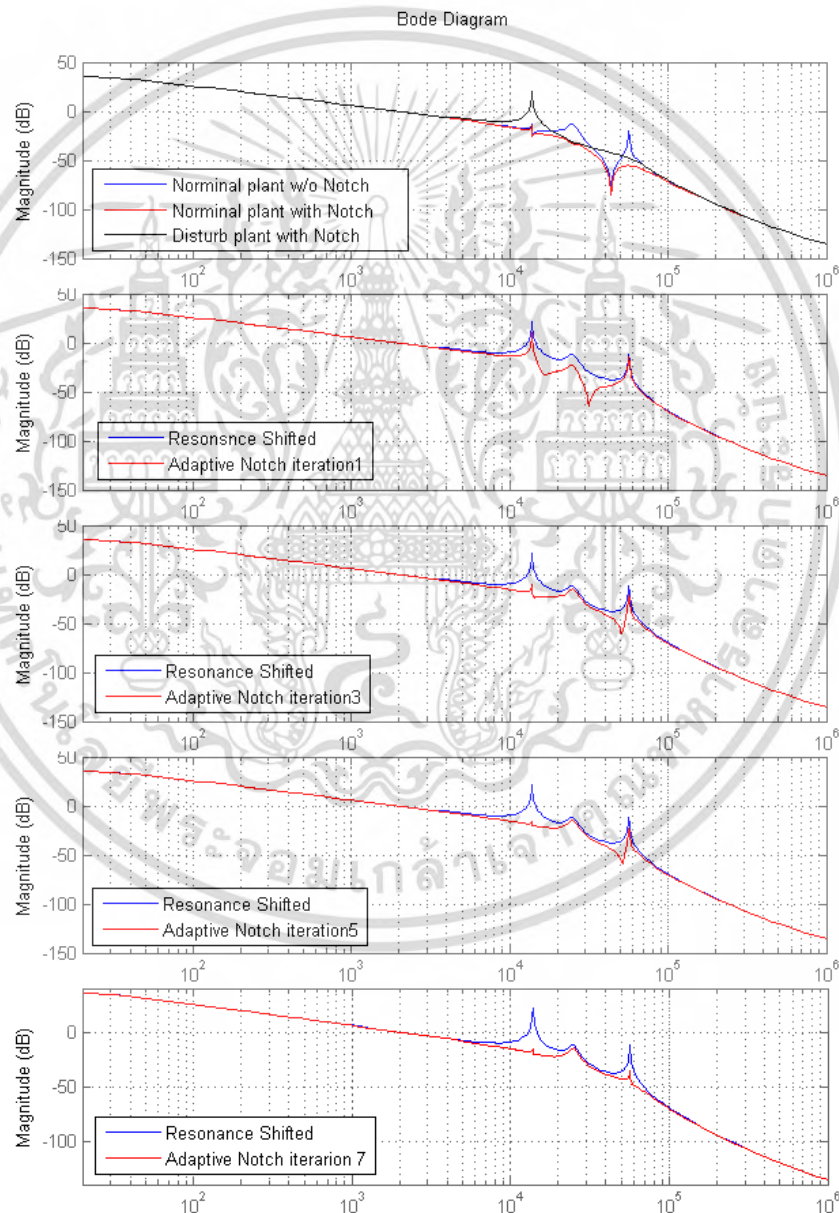


(ข)

- รูปที่ 3-11 ผลการเปรียบเทียบของระบบปกติ (เส้นน้ำเงิน)
และระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงจุดความถี่เรโซแนนซ์(เส้นสีแดง)
- (ก) ผลตอบสนองทางความถี่แบบวงเปิด (Open loop frequency response)
- (ข) ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันได (Step response)

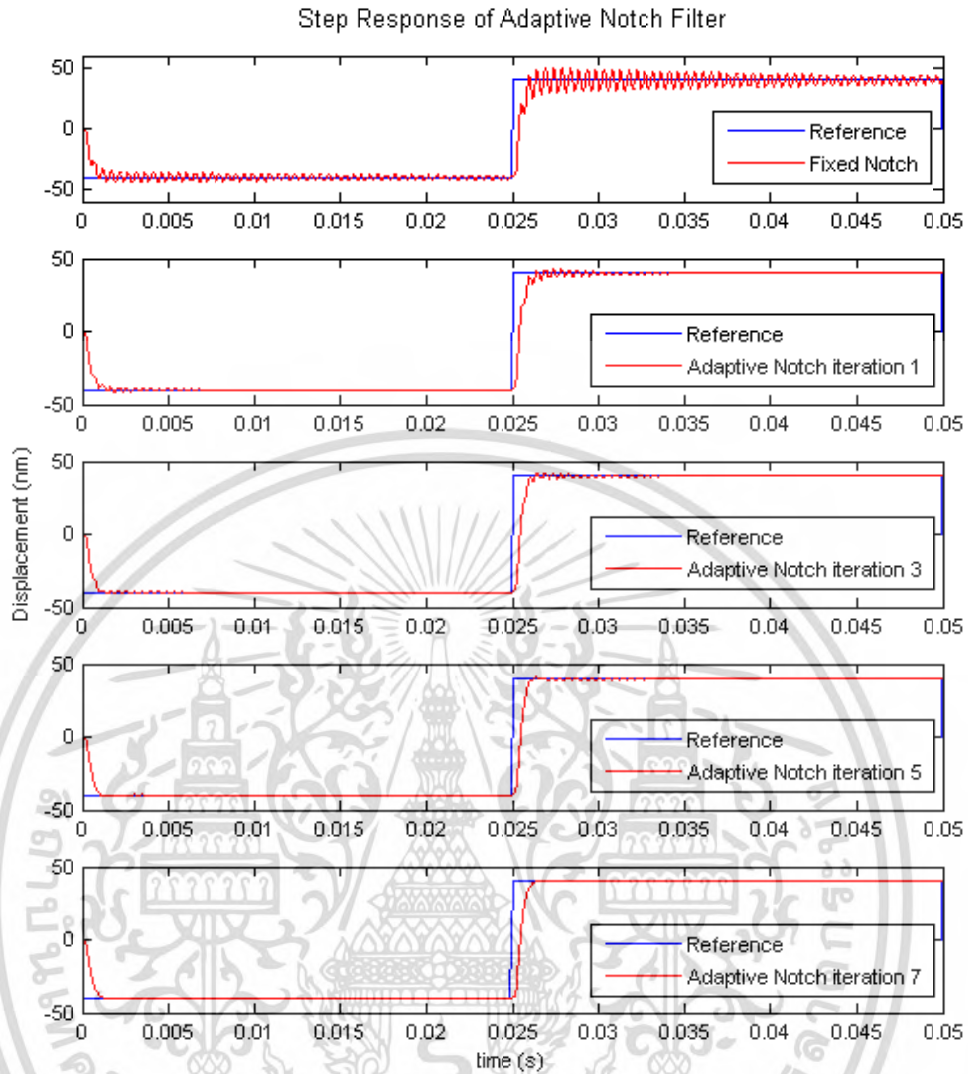
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3-11 จะสังเกตเห็นว่าจุดเรโซแนนซ์มีการเลื่อนไปจากจุดเดิม (เส้นสีแดง) แล้วส่งผลทำให้เกิดค่าพุ่งเกินขึ้นที่ผลตอบสนองทางเวลา ซึ่งทำให้ค่าเวลาเข้าสู่สมดุลงามีค่าสูงขึ้น และอาจก่อให้เกิดความเสียหายต่อหัวอ่านได้ เมื่อระบบได้ติดตั้งตัวกรองปรับตัวได้แบบน็อชดังแสดงในแผนภาพที่ 3-11 หลังจากเกิดการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของจุดเรโซแนนซ์ทำให้ระบบปรับตัวได้ทำงาน โดยรูปที่ 3-12 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของการปรับตัวของตัวกรองปรับตัวได้แบบน็อชเมื่อพารามิเตอร์ของระบบถูกรบกวนประมาณ 60 เปอร์เซ็นต์ นอกจากนี้ผลตอบสนองขั้นบันไดจะแสดงผลของการปรับตัวด้วยเทคนิคที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 3-13 และกราฟแสดงผลการลู่เข้าค่าตอบของเทคนิคที่นำเสนอได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 3-14

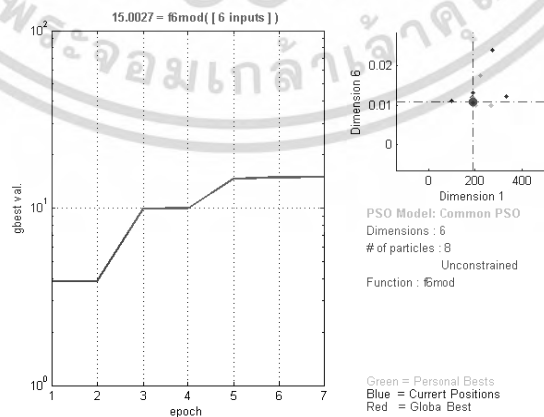


รูปที่ 3-12 ผลตอบสนองทางความถี่ระหว่างการปรับตัวของตัวกรองปรับตัวได้แบบน็อช

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



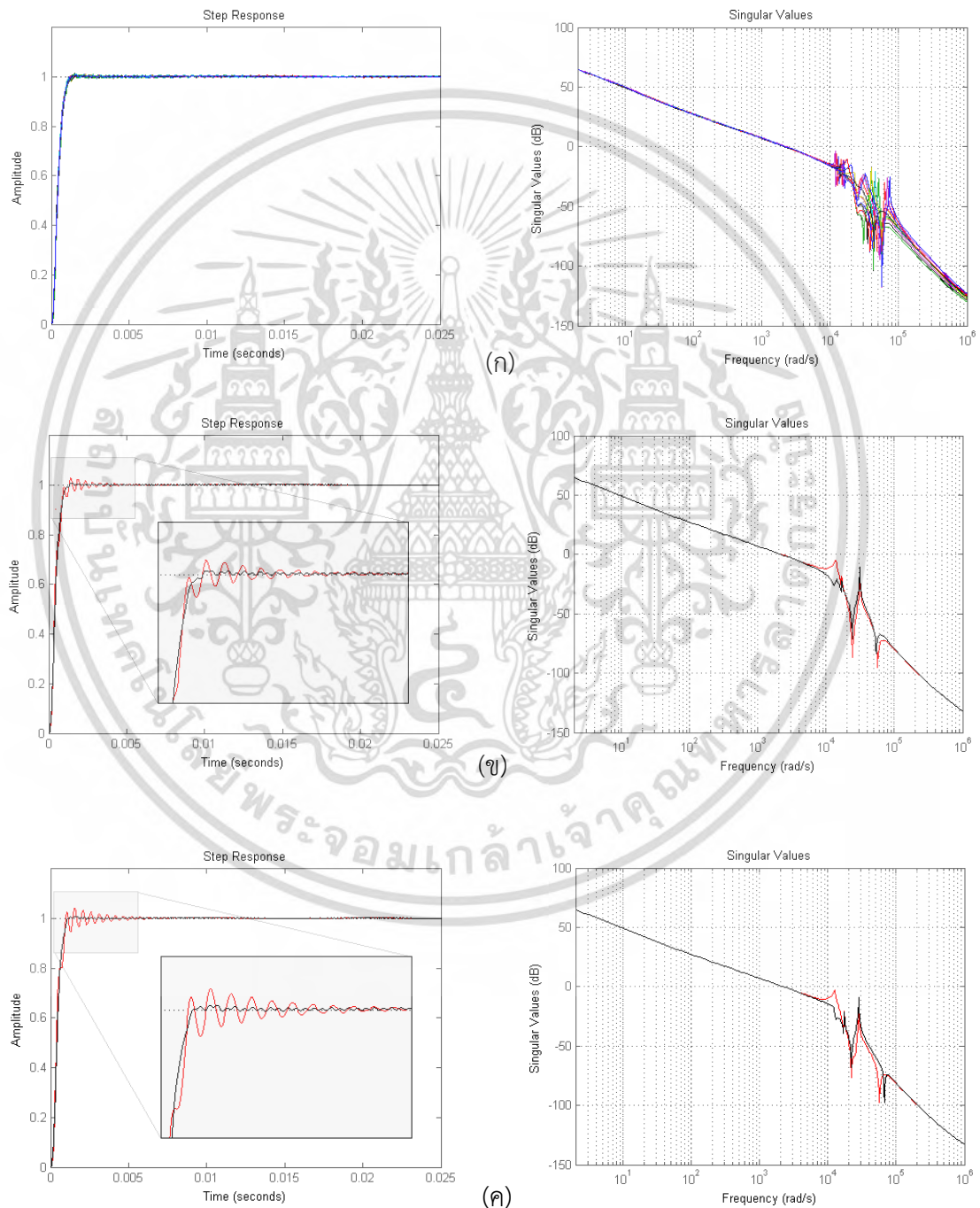
รูปที่ 3-13 ผลตอบสนองขั้นบันไดระหว่างกาปรับตัวของตัวกรองปรับตัวได้แบบนีอซ



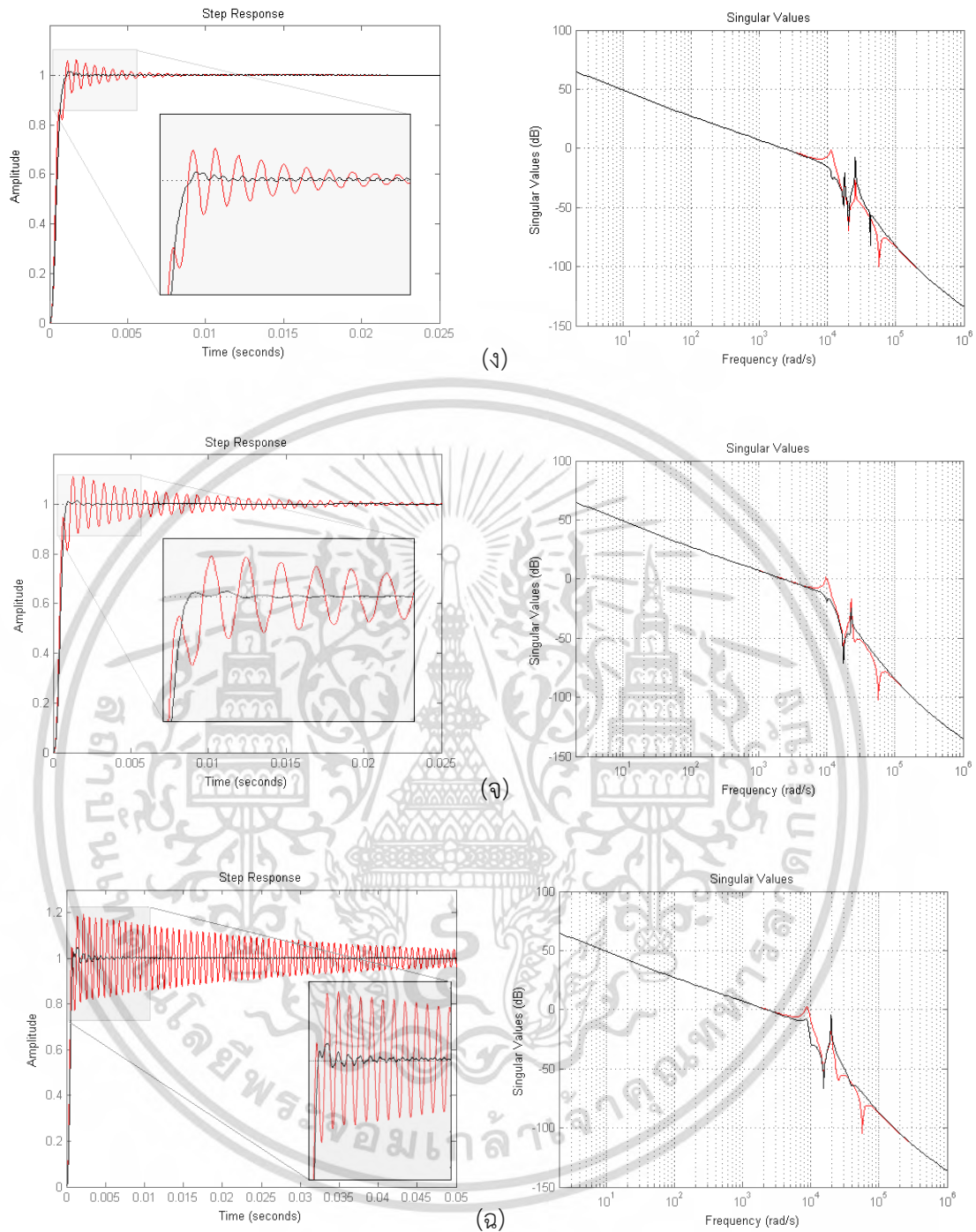
รูปที่ 3-14 กราฟแสดงการลู่เข้าคำตอบของฟังก์ชันฟิตเนต สำหรับเทคนิคการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบกลุ่มอนุภาค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อที่จะทดสอบประสิทธิภาพของชุดตัวกรองและชุดควบคุมที่นำเสนอ เคสการทดสอบจำนวน 6 เคสที่ได้รับการเปลี่ยนแปลงค่าหรือหรือตำแหน่งโดยการสุ่มจากเดิมประมาณ 10-65 เปอร์เซ็นต์โดยรูปที่ 3-15 (ก-ฉ) แสดงประสิทธิภาพของเทคนิคการใช้ตัวกรองปรับตัวได้ร่วมกับตัวควบคุมแบบคงทวนชนิดกำหนดลำดับได้ ซึ่งตารางที่ 3-3 จะสรุปผลตอบสนองที่สำคัญของแต่ละเคสการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-15 การเปรียบเทียบในเชิงของผลตอบสนองขั้นบันไดและผลตอบสนองทางความถี่ของทั้ง 6 เคส
 เส้นสีแดงแสดงตัวกรองแบบน้อซชนิดคงค่า (FFNF) และเส้นสีดำแสดงตัวกรองปรับตัวได้แบบน้อซ
 (ก) เคส 1 : 10-40% การเปลี่ยนจุดเรโซแนนซ์ ที่ 64 เคสตัวอย่าง (ข) เคส 2 : 45% การเปลี่ยนแปลง
 (ค) เคส 3 : 50% การเปลี่ยนแปลง (ง) เคส 4 : 55% การเปลี่ยนแปลง
 (จ) เคส 5 : 60% การเปลี่ยนแปลง (ฉ) เคส 6 : 65% การเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3-3 ผลการทดสอบด้วย 6 เคสการทดลองของตัวกรองนื้อชชนิดคงค่า
และชนิดปรับตัวได้นำเสนอ

Scenarios of Resonance Shifted	Adaptation process	Rise time (ms)		Settling time (ms)		Overshoot (%)		Sum square error (pu.)	
		FFNF	ANF	FFNF	ANF	FFNF	ANF	FFNF	ANF
10%-40% Shifted	No	0.89	-	1.2	-	0.15	-	0.84	-
45% Shifted	Active	0.85	0.92	2.8	1.22	3.06	0.62	0.99	0.85
50% Shifted	Active	0.86	0.87	4.2	0.93	4.37	0.60	1.06	0.86
55% Shifted	Active	0.92	0.91	6.4	1.23	6.46	1.83	1.17	0.89
60% Shifted	Active	1.01	0.93	20.5	2.16	11.34	1.67	1.49	0.91
65% Shifted	Active	0.53	0.54	81.2	5.42	18.76	4.31	3.74	1.15

ตารางที่ 3-4 ค่าพารามิเตอร์ของระบบวอยซ์คอยมอเตอร์และตัวกรองนื้อชชนิดคงค่า

พารามิเตอร์ระบบ	ค่าของข้อมูล
$k_t VCM, k_v VCM$	20, 5.04E4
$(A_1, B_1, \zeta_1, \omega_1 [HZ]) VCM$	(0.0000115, -0.00575, 0.05, 700)
$(A_2, B_2, \zeta_2, \omega_2 [HZ]) VCM$	(0, 0.023, 0.005, 2200)
$(A_3, B_3, \zeta_3, \omega_3 [HZ]) VCM$	(0, 0.8185, 0.05, 4000)
$(A_4, B_4, \zeta_4, \omega_4 [HZ]) VCM$	(0.0273, 0.1642, 0.005, 9000)
$(\zeta_{1n}, \zeta_{1dn}, \omega_{n1} [HZ]) NOTCH$	(0.0335, 1.674, 4000)
$(\zeta_{2n}, \zeta_{2dn}, \omega_{n2} [HZ]) NOTCH$	(0.2521, 2.521, 9000)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 สรุปผล

ในบทนี้นำเสนอการออกแบบชุดควบคุมจัดสรรฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ชนิดกำหนดอันดับของชุดควบคุมได้ร่วมกับการออกแบบตัวกรองปรับตัวได้แบบน้อชในการควบคุมวอยซ์คอยมอเตอร์ให้สามารถระบุตำแหน่งได้อย่างแม่นยำ ในส่วนของการออกแบบตัวควบคุมคงทงที่นำเสนอประยุกต์ใช้ค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพซึ่งเป็นตัวชี้วัดความคงทงของระบบเป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ให้กับเทคนิคการหาค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมอันดับ 3 ที่กำหนดไว้ด้วยวิธีการหาค่าความเหมาะสมจากกลุ่มอนุภาค (PSO) ซึ่งจะช่วยแก้ไขปัญหในการวิเคราะห์และคำนวณที่ซับซ้อนและยุ่งยากในทางคณิตศาสตร์ให้ง่ายยิ่งขึ้น จากผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบเมื่อทดสอบกับตัวรบกวงชนิดแกว่งช้า (RRO) และแกว่งไม่ช้า (NRRO) พบว่าเทคนิคที่นำเสนอให้ประสิทธิภาพใกล้เคียงกับเทคนิคการออกแบบเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิม ขณะที่มผลตอบสนองและความคงทงที่เหนือกว่าเทคนิคอื่นที่มีอันดับใกล้เคียงกันอย่างเห็นได้ชัดจนถึงแม้ว่าค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพของเทคนิคที่นำเสนอจะน้อยกว่าชุดควบคุมแบบเอชอินฟินิตี้เดิม แต่อย่างไรก็ตามชุดควบคุมที่ออกแบบมีอันดับที่กำหนดได้ซึ่งน้อยกว่าถึง 4 เท่า ซึ่งทำให้ช่วยลดเวลาในการคำนวณและง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้จริง นอกจากนี้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพความคงทงของระบบ นอกจากนี้นงานวิจัยนี้ยังได้ออกแบบตัวกรองปรับตัวได้แบบน้อชในการชดเชยผลของการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของจุดเรโซแนนซ์ที่ไกลจากจุดทำงานเดิมซึ่งส่วนใหญ่แล้วมีผลมาจากการแกว่งแบบไม่ช้าที่ (NRRO) เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของระบบที่ออกแบบได้ทดสอบการทำงานภายใต้การเปลี่ยนแปลงจุดความถี่เรโซแนนซ์ทั้งสิ้น 6 เคสตัวอย่างตั้งแต่ 5-65% การเปลี่ยนแปลง โดยผลเป็นที่น่าพึงใจและมีประสิทธิภาพสูงกว่าตัวรบกวงชนิดคงค่าอย่างเห็นได้ชัด ดังนั้นการประกอบทั้งสองเทคนิคที่นำเสนอนี้ในการควบคุมวอยซ์คอยมอเตอร์ทำให้หัวอ่านสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพขณะที่สามารถรักษาสมรรถนะและเสถียรภาพความคงทงของระบบได้

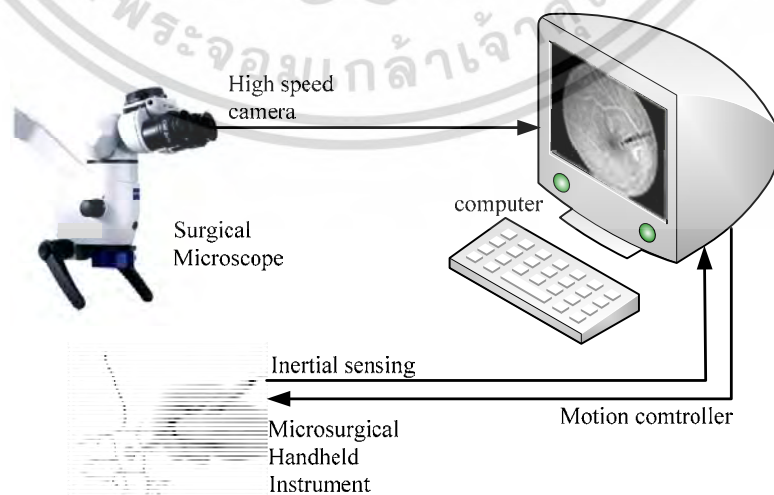
บทที่ 4

การออกแบบชุดควบคุมคงทนกำหนดโครงสร้างได้สำหรับเครื่องมือช่วยผ่าตัด ต้นแบบขนาดเล็กที่มีหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

4.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบชุดควบคุมและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของอุปกรณ์ช่วยผ่าตัดขนาดเล็ก โดยระบบดังกล่าวเป็นระบบที่มีการเชื่อมโยงกันระหว่างอินพุตและเอาต์พุต โดยในขั้นตอนของการสร้างแบบจำลองของระบบนี้ขึ้นจะทำการปรับรูปคลื่นไซน์เข้าสู่ระบบพร้อมกับวัดสัญญาณการเคลื่อนที่ที่เกิดการตอบสนองแล้วทำการคำนวณหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เหมาะสมซึ่งจะถูกอธิบายอยู่ในหัวข้อ 4.2 ต่อจากนั้นในหัวข้อ 4.3 จะแสดงการออกแบบชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ โดยกำหนดฟังก์ชันน้ำหนักที่เหมาะสมแล้วสังเคราะห์ชุดควบคุมเอชอินฟินิตี้แบบเดิม และตัวควบคุมสำหรับเทคนิคที่นำเสนอคือตัวควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ชนิดกำหนดโครงสร้างพีไอดีทั้งแบบรวมศูนย์และไม่รวมศูนย์ (Centralized and Decentralized) รวมทั้งตัวควบคุมแบบซีเกลอร์-นิโคลส (Ziegler Nichols) โดยในหัวข้อ 4.4 แสดงผลของการออกแบบจากการสังเคราะห์ช่วยควบคุมในแต่ละเทคนิค และผลการจำลองและการทดลองจะถูกแสดงและเปรียบเทียบในหัวข้อที่ 4.5 ในหัวข้อสุดท้ายที่ 4.6 จะสรุปผลภาพรวมของการศึกษาวิจัยในเนื้อหาของการออกแบบนี้

4.2 การหาแบบจำลองทางพลศาสตร์ (Dynamic model) ของเครื่องมือช่วยผ่าตัดต้นแบบขนาดเล็กและการระบุเอกลักษณ์ของระบบ (System Identification)

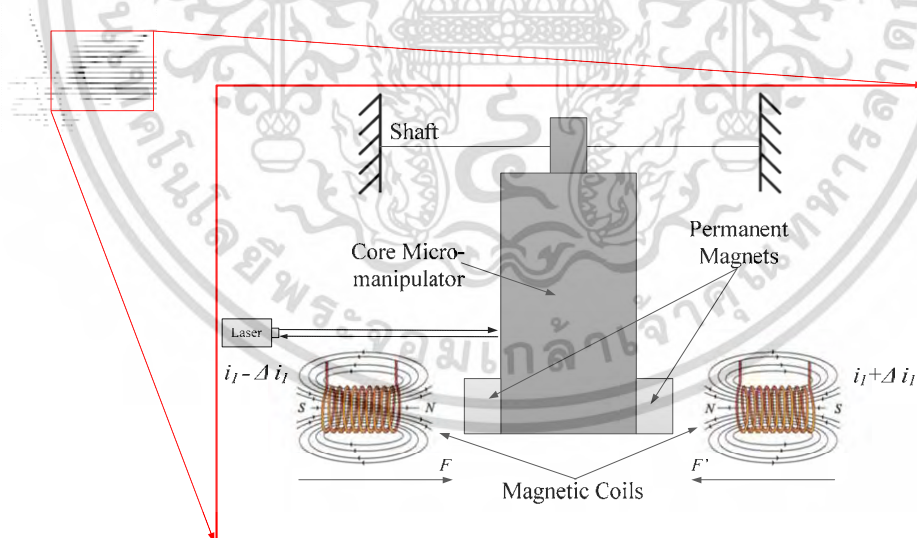


รูปที่ 4-1 ลักษณะการผ่าตัดเซลล์ขนาดเล็กระดับไมโครเมตรผ่านกล้องกำลังขยายสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ทำเป็นเว็บไซต์หรือเอกสารอื่นใดโดยไม่ได้รับอนุญาต

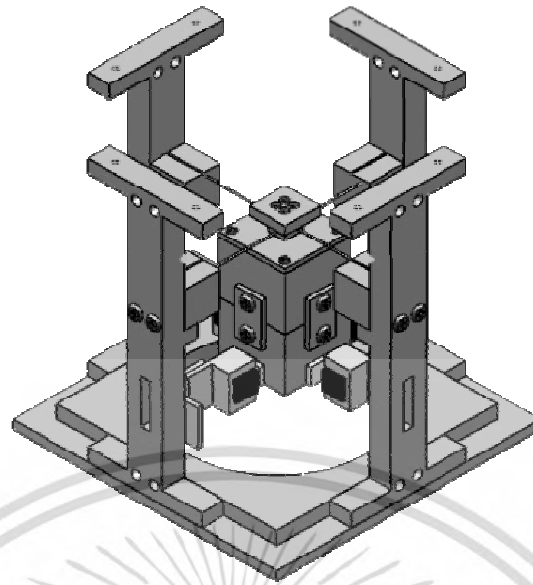
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปแล้วการอุปกรณ์ช่วยผ่าตัดนับเป็นเครื่องมือที่มีความสำคัญ โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับการผ่าตัดขนาดเล็กที่ไม่สามารถผ่าตัดผ่านการมองเห็นแบบปกติได้อาติ การผ่าตัดระดับเซลล์ การผ่านตัดเส้นประสาทสมองที่มีขนาดพื้นที่ผ่าตัดเป็นระดับไมโครเมตร เป็นต้น สำหรับขั้นตอนในการผ่าตัดจะเริ่มที่มีการส่องกล้องไมโครสโคปไปยังบริเวณพื้นที่ที่ต้องการผ่าตัดและปลายมีดของอุปกรณ์ผ่าตัด จากนั้นภาพจะปรากฏบนหน้าจอคอมพิวเตอร์ด้วยขนาดภาพตามกำลังขยายที่ต้องการ โดยศัลยแพทย์ที่มีความชำนาญจะดำเนินการผ่าตัดตามลักษณะการเปิดปากแผลที่ต้องการ สำหรับการประยุกต์ใช้เครื่องมือช่วยผ่าตัดร่วมกับกล้องไมโครสโคปแบบสมบูรณ์จะแสดงดังรูปที่ 4-1 งานวิจัยนี้มุ่งเน้นออกแบบและควบคุมเครื่องมือผ่าตัดต้นแบบที่ใช้แรงของสนามแม่เหล็กในการเคลื่อนที่ของปลายมีดผ่าตัด จากรูปที่ 4-2 เป็นการทำงานของตัวระบุตำแหน่งด้วยแม่เหล็กที่ออกแบบโดยเครื่องอุปกรณ์ผ่าตัดนี้มีส่วนประกอบหลักๆ ดังนี้ (1) โครงสร้างหลักที่ติดตั้งตัวแกนยึดมีดผ่าตัดและอุปกรณ์ขับเคลื่อนทางแม่เหล็ก (2) วงจรขยายสำหรับควบคุมแรงแม่เหล็ก (3) เรเซอร์สำหรับระบุตำแหน่งการเคลื่อนที่ของปลายเข็ม รุ่น LK-G3000 CCDสำหรับโครงสร้างหลักที่มีตัวแกนที่ยึดปลายมีดจะเชื่อมต่อกับโครงสร้างหลักด้วยเส้นลวดเสถียรขนาดเล็ก นอกจากนั้นตัวแกนยึดยังได้ติดตั้งชุดแม่เหล็กถาวรไว้ทั้งสี่ด้าน ที่ตรงกันข้ามกับขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่ใช้สำหรับเคลื่อนที่ปลายเข็มของมีดผ่าตัด โดยการสร้างสนามแม่เหล็กใช้เป็นลักษณะของการผลักทั้งสองด้าน ซึ่งกระแสไฟฟ้าจากอุปกรณ์ขยายจะถูกป้อนเข้าสู่ระบบให้มีทิศทางตรงกันข้ามกัน โดยที่ระยะการเคลื่อนที่จะถูกวัดด้วยเรเซอร์วัดตำแหน่งประสิทธิภาพสูง โดยแผนภาพการควบคุมระบบจะแสดงดังรูปที่ 4-3

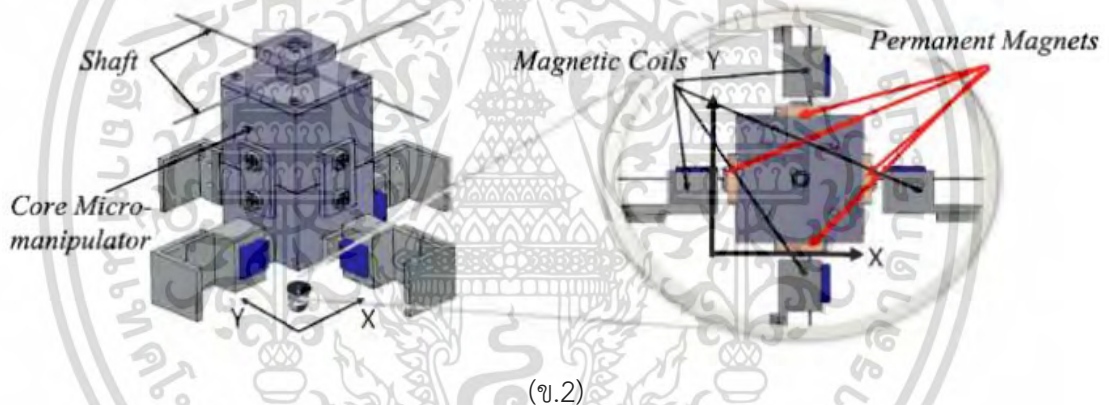


(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข.1)



(ข.2)

รูปที่ 4-2 อุปกรณ์ระบุตำแหน่งขนาดเล็ก

(ก) ลักษณะโครงสร้างพื้นฐานของอุปกรณ์

(ข) องค์ประกอบและการติดตั้งโดยรวมของเครื่องมือต้นแบบ

สำหรับการวิเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบดังกล่าว อาศัยการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งการเคลื่อนที่และแรงผลักดันที่ถูกสร้างขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงกระแสที่ขดลวดที่ติดตั้งตรงข้ามกับแม่เหล็กถาวรโดยทำการวิเคราะห์แยกทิศทางคือแนวแกน x และแนวแกน y โดยระบบนี้ค่าตำแหน่งทั้งสองแนวแกนจะมีการรบกวนกัน (Coupling) ดังแสดงในรูปที่ 4-5 และ 4-6 โดยการจำลองระบบดังกล่าวจะอาศัยการวิเคราะห์ในรูปแบบของมวล-สปริง-การหน่วง (Mass-Spring-Damper) ซึ่งความสัมพันธ์กับแรงดังนี้

$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + b \frac{dx(t)}{dt} + kx(t) = F_e(t) \quad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

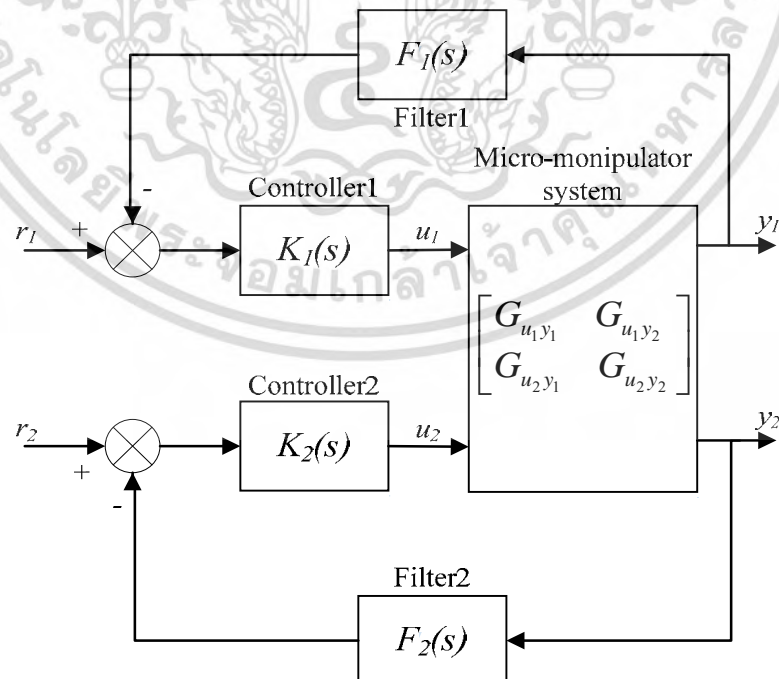
เมื่อ m , b และ k คือค่าสัมประสิทธิ์ของมวล การหน่วง และสปริง ตามลำดับ สำหรับงานวิจัยนี้ค่าแรงแม่เหล็ก F_e ถูกกำหนดให้มีความสัมพันธ์กับแรงดันไฟฟ้าตามสมการ

$$F_e(t) = Kv(t) \quad (4.2)$$

เมื่อ v คือค่าแรงดันอินพุตที่ป้อนเข้าสู่วงจรขยายที่จ่ายให้กับขดลวดเพื่อสร้างแรงแม่เหล็กในการขับเคลื่อนตำแหน่งปลายเข็ม สำหรับการวิเคราะห์สมการทางคณิตศาสตร์ของระบบโดยใช้วิธีการทางคณิตศาสตร์เชิงเส้นนั้นมีความยุ่งยากและซับซ้อนเนื่องจากมีพารามิเตอร์หลายตัวที่ไม่สามารถทราบค่าได้อีกทั้งมีผลที่เกิดการจากรบกวนกันระหว่างแนวแกน (Coupling) ดังนั้นในการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบจะอาศัยการวิเคราะห์ระบบผ่านแบบจำลองพื้นฐานคือมวล-สปริง-ความหน่วง แต่อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์เพียงแค่แบบจำลองดังกล่าวนี้ไม่เพียงพอสำหรับบอกตำแหน่งของระบบจริง เนื่องจากการผลตอบสนองที่ได้จากการป้อนรูปคลื่นการกวาดแบบซายน์ตั้งแต่ความถี่ 0.1-50 เฮิรตซ์ ดังรูป 4-4 พบว่ามีจุดที่มีความถี่เรโซแนนซ์ปรากฏขึ้นบริเวณ 19 เฮิรตซ์ดังนั้นจึงได้เพิ่มโครงสร้างของระบบแบบเรโซแนนซ์ลงในแบบจำลองของระบบรวมโดยความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าต่อระยะการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งสามารถประมาณได้เป็น

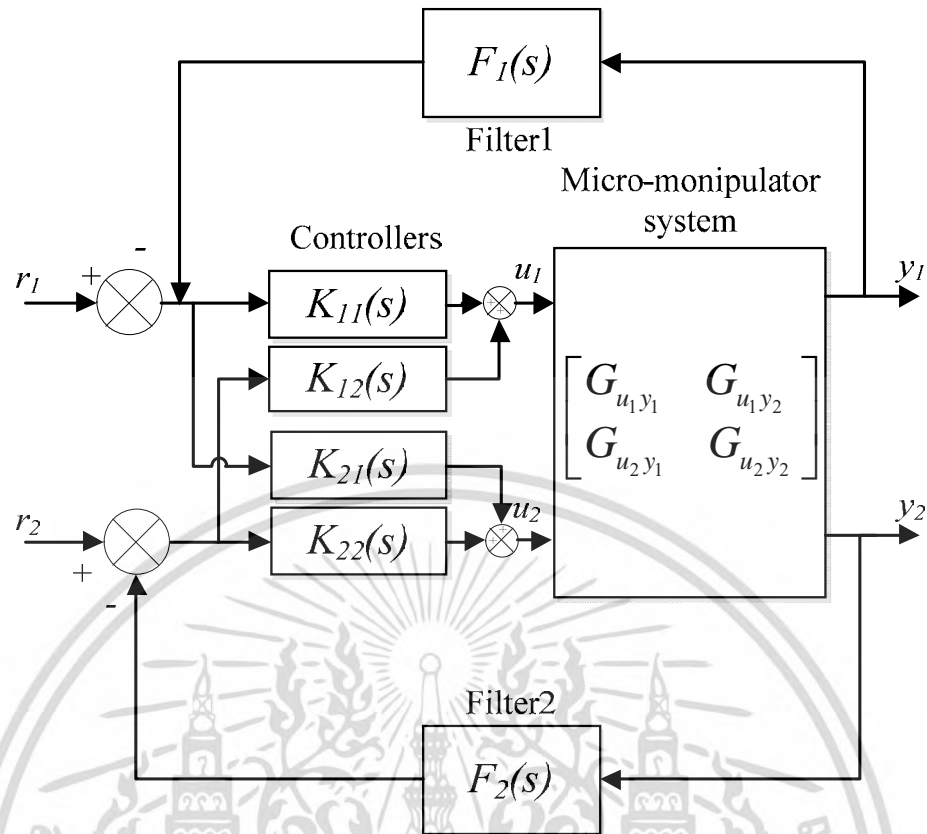
$$G(s) = \frac{X(s)}{V(s)} = \frac{K}{ms^2 + bs + k} \frac{s^2 + cs + \omega^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (4.3)$$

เมื่อ c , ω และ ξ คือค่าสัมประสิทธิ์ ค่าความถี่ และอัตราส่วนการแกว่งของแบบจำลองความถี่เรโซแนนซ์



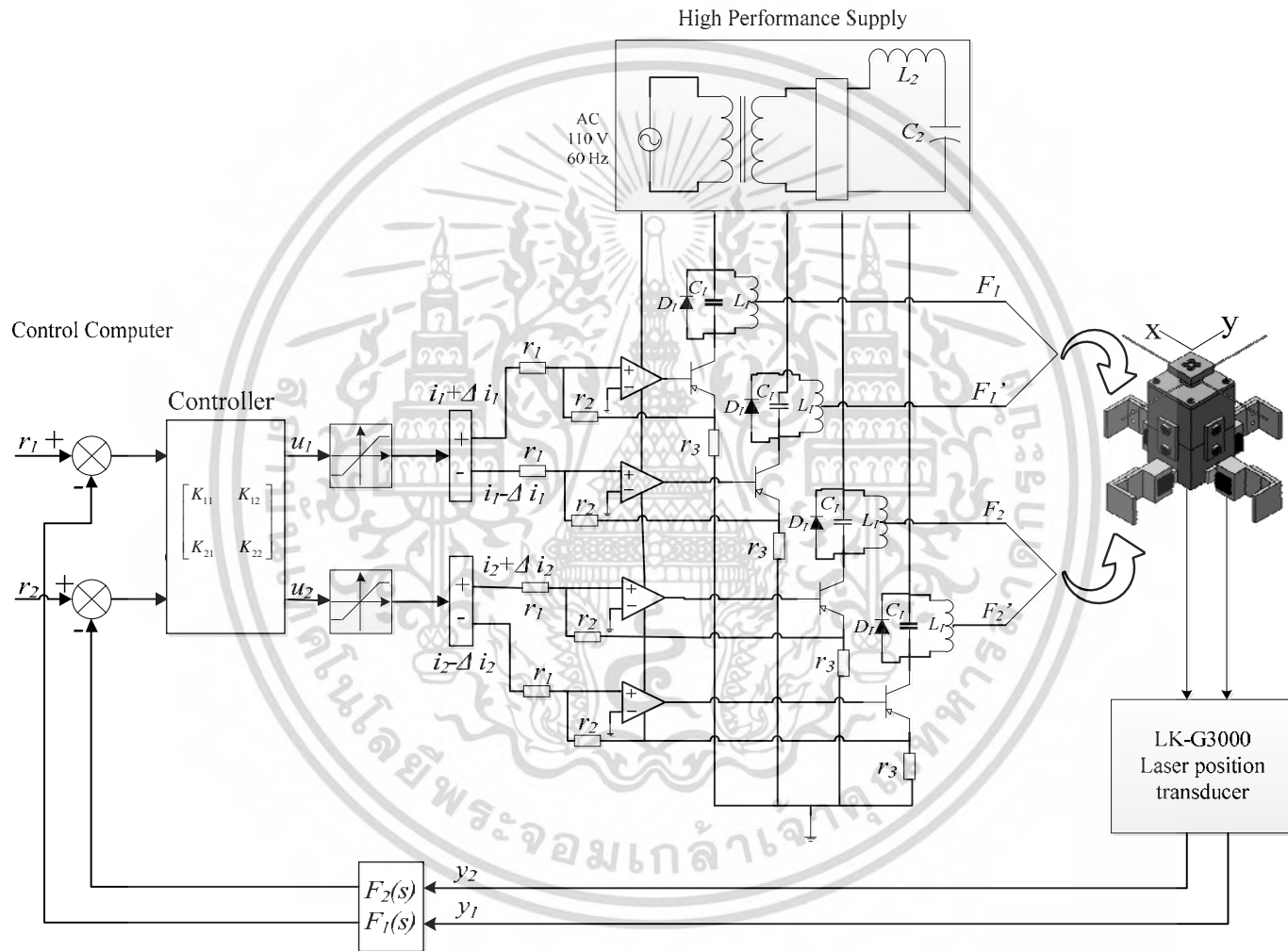
(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

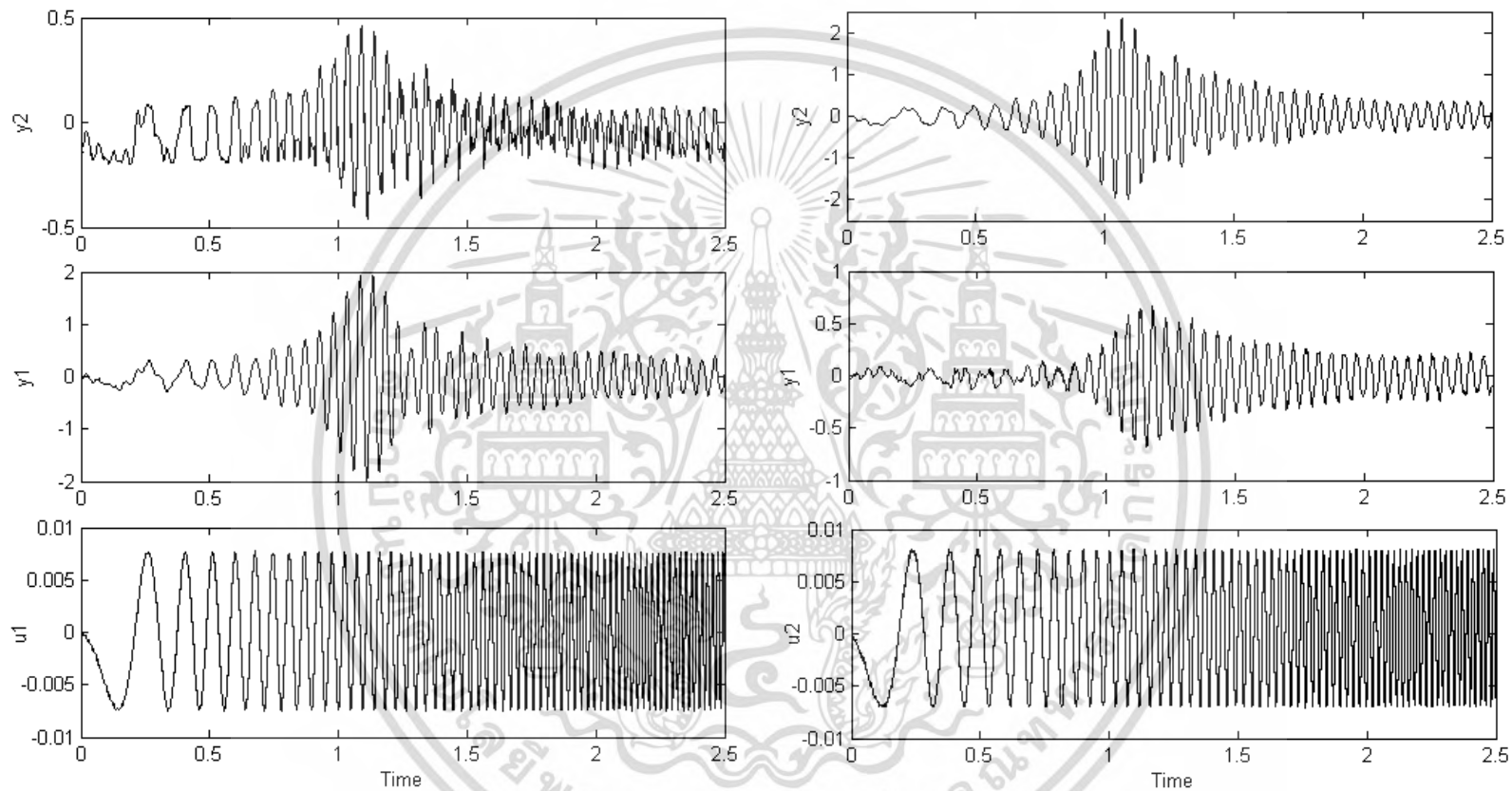


รูปที่ 4-3 แผนภาพอย่างง่ายของการควบคุมระบบ (ก) วิธีไม่รวมศูนย์ (Decentralized control),
(ข) วิธีรวมศูนย์ (Centralized control)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-4 ภาพรวมขององค์ประกอบต่างๆ ในการควบคุมระบบ

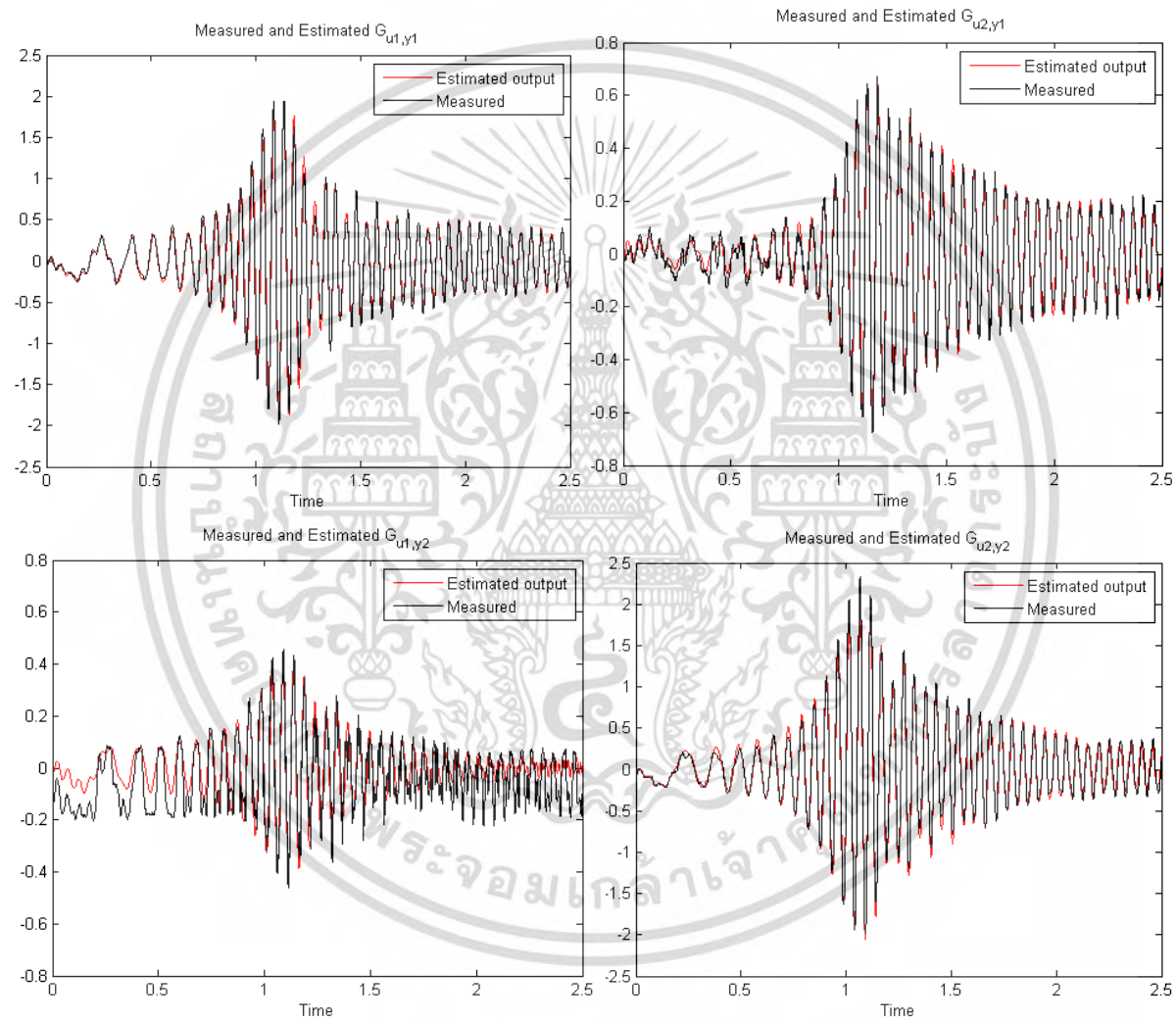


(ก)

(ข)

รูปที่ 4-5 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตที่เก็บจากอุปกรณ์จัดเก็บข้อมูล

- (ก) สัญญาณอินพุต u_1 กับระยะทางที่ปลายมีดเคลื่อนที่ได้ y_1 และสัญญาณอินพุต u_1 กับระยะทางที่ปลายมีดโดนรบกวน (Coupling) y_2
 (ข) เป็นคู่ของสัญญาณอินพุต u_2 กับระยะทางที่ปลายมีดเคลื่อนที่ได้ y_2 และสัญญาณอินพุต u_2 กับระยะทางที่ปลายมีดโดนรบกวน (Coupling) y_1



รูปที่ 4-6 ผลการเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้จากการประมาณด้วยวิธีระบุเอกลักษณ์และค่าที่วัดได้จริง

สำหรับการระบุเอกลักษณ์ของระบบ (System identification) อาศัยการป้อนสัญญาณชายนแบบกวาดความถี่ (Sweep sine) เข้าสู่วงจรขยายขับเคลื่อนระบบแล้ววัดผลตอบสนองที่ระบบเกิดการเคลื่อนที่อันเนื่องมาจากการป้อนสัญญาณอินพุตนั้นดังแสดงในรูปที่ 4-5 โดยสัญญาณอินพุตดังกล่าวจะถูกป้อนแยกแฉกแฉกระหว่าง x และ y เพื่อศึกษาคุณสมบัติของระบบ โดยระบบจะมีการป้อนอินพุตทั้งหมด 4 อินพุต และมีเอาต์พุตทั้งหมด 2 เอาต์พุตแยกตามแฉกแฉกจากรูปจะพบว่าระบบมีการรบกวนกันระหว่างแฉกแฉกซึ่งปรากฏผลของการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งที่ทั้งสองแฉกแฉกเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเข้าเพียงแฉกแฉกเดียวด้วยเหตุนี้จึงเป็นการสนับสนุนว่าวิธีการวิเคราะห์ระบบโดยใช้วิธีการเชิงเส้นแบบเดิมนั้นมีความยุ่งยากและซับซ้อนต่อการหาแบบจำลองระบบแบบเชิงเส้น สำหรับการหาค่าเอกลักษณ์ของระบบในงานวิจัยนี้จะใช้วิธีการของความคลาดเคลื่อนของเอาต์พุต (Output error, OE) โดยการป้อนข้อมูลสัญญาณที่เกิดขึ้นขณะช่วงเวลาเดียวกันเข้าสู่ระบบโดยมีสัญญาณการกวาดความถี่ของชายนเป็นอินพุตและมีระยะการเคลื่อนที่ของปลายอุปกรณ์เครื่องมือช่วยผ่าตัดเป็นเอาต์พุตของระบบ โดยจากรูปที่ 4-5 (ก) เป็นคู่ของสัญญาณอินพุต u_1 กับระยะทางที่ปลายมีดเคลื่อนที่ได้ y_1 และสัญญาณอินพุต u_1 กับระยะทางที่ปลายมีดโดนรบกวน y_2 ขณะที่รูปที่ 4-5 (ข) เป็นคู่ของสัญญาณอินพุต u_2 กับระยะทางที่ปลายมีดเคลื่อนที่ได้ y_2 และสัญญาณอินพุต u_2 กับระยะทางที่ปลายมีดโดนรบกวน y_1 โดยทำการเก็บค่าผ่านการดอานาล็อกความถี่สูง NI PCIe 6323 โดยมีค่าคาบการเก็บข้อมูล (Sampling time) อยู่ที่ 0.001 วินาทีเพื่อความถูกต้องสมบูรณ์ของระบบหลังจากนั้นทำการหาเอกลักษณ์ผ่านโปรแกรม MATLAB โดยผลตอบสนองต่อการประมาณด้วยโครงสร้างของแบบจำลองระบบตามสมการที่ (4.3) โดยสามารถจำลองระบบแยกได้ทั้งหมด 4 ระบบตามสมการที่ (4.4) – (4.7) ดังนี้

$$G_{u_1, y_1} = \frac{1.06 \times 10^5 s^2 + 3.56 \times 10^5 s + 1.75 \times 10^9}{s^4 + 12.19 s^3 + 3.21 \times 10^4 s^2 + 1.99 \times 10^5 s + 2.57 \times 10^8} \quad (4.4)$$

$$G_{u_1, y_2} = \frac{1.31 \times 10^4 s^2 + 1.76 \times 10^5 s + 8.15 \times 10^6}{s^4 + 10.23 s^3 + 1.59 s^2 + 1.16 \times 10^5 s + 1.12 \times 10^7} \quad (4.5)$$

$$G_{u_2, y_1} = \frac{-2.04 \times 10^4 s^2 - 1.55 \times 10^5 s - 3.03 \times 10^8}{s^4 + 5.59 s^3 + 3.11 s^2 + 8.83 \times 10^4 s + 2.41 \times 10^8} \quad (4.6)$$

$$G_{u_2, y_2} = \frac{9.58 \times 10^4 s^2 + 2.69 \times 10^5 s + 1.47 \times 10^9}{s^4 + 9.05 s^3 + 2.97 \times 10^4 s^2 + 1.36 \times 10^5 s + 2.19 \times 10^8} \quad (4.7)$$

รูปที่ 4-6 แสดงการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดจริงและที่ได้จากการประมาณด้วยวิธีการ OE ของวิธีการระบุเอกลักษณ์ของระบบจากรูปพบว่าผลตอบสนองที่ได้มีความใกล้เคียงกันมากทำให้สามารถใช้เป็นตัวแทนของระบบได้และแบบจำลองของระบบเครื่องมือช่วยผ่าตัดต้นแบบที่มีการรบกวนกัน (Coupling) ของเอาต์พุตสามารถเขียนในรูปเมทริกซ์ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{\text{micro manipulator}} = \begin{bmatrix} G_{u_1 y_1} & G_{u_1 y_2} \\ G_{u_2 y_1} & G_{u_2 y_2} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

และสามารถเขียนเป็นรูปแบบของสมการของปริภูมิสถานะ (State space) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (4.9)$$

4.3 การออกแบบตัวควบคุมจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ที่กำหนดโครงสร้างได้ชนิดรวมศูนย์และไม่รวมศูนย์ (Centralized and Decentralized)

วิธีการออกแบบตัวควบคุมคงทนสำหรับระบบที่มีการรบกวนกันของเอาต์พุต (Coupling) ของเครื่องมือผ่าตัดแบบขนาดเล็กมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1 จัดสัญญาณวงรอบของระบบวงเปิดในโดเมนความถี่ (Open loop frequency response) โดยการระบุฟังก์ชันชดเชยนำหน้าก่อนและหลัง (Pre- and post-compensator) ด้วย W_1 และ W_2 ดังสมการที่ (4.8) โดยทำการตรวจสอบคุณภาพของฟังก์ชันชดเชยนำหน้าในรูปแบบที่นำเสนอในบทที่ 3 นอกจากนี้ตัวประกอบเฉพาะร่วม (Coprime factor) ยังถูกสร้างเป็นตัวประกอบเฉพาะร่วมของความไม่แน่นอนของระบบ (Uncertainty coprime factor) โดยแบ่งเป็นตัวประกอบของตัวเศษ (\tilde{N}) และตัวประกอบของตัวส่วน (\tilde{M}) ของระบบที่ได้รับการจัดสัญญาณแล้ว G_S โดยมีความสัมพันธ์ดังนี้

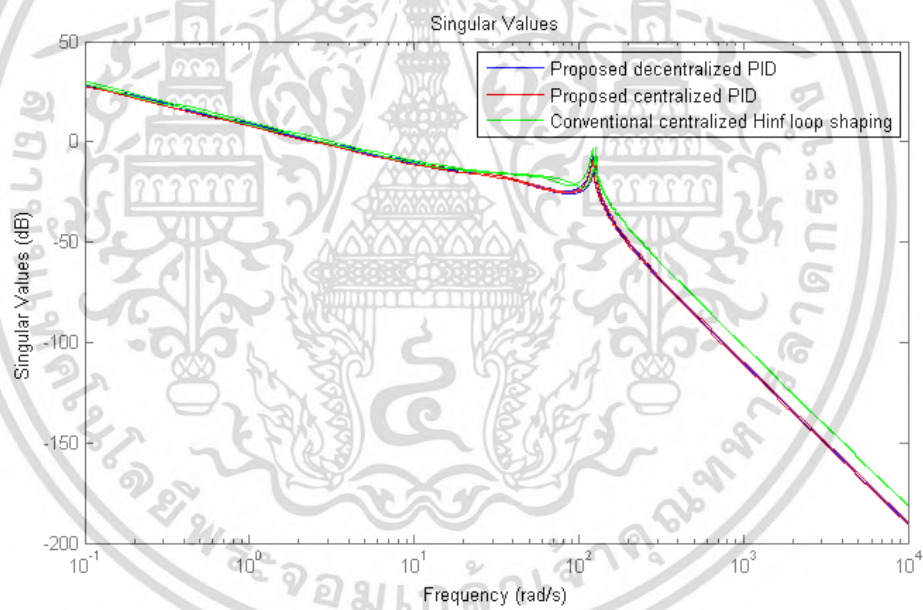
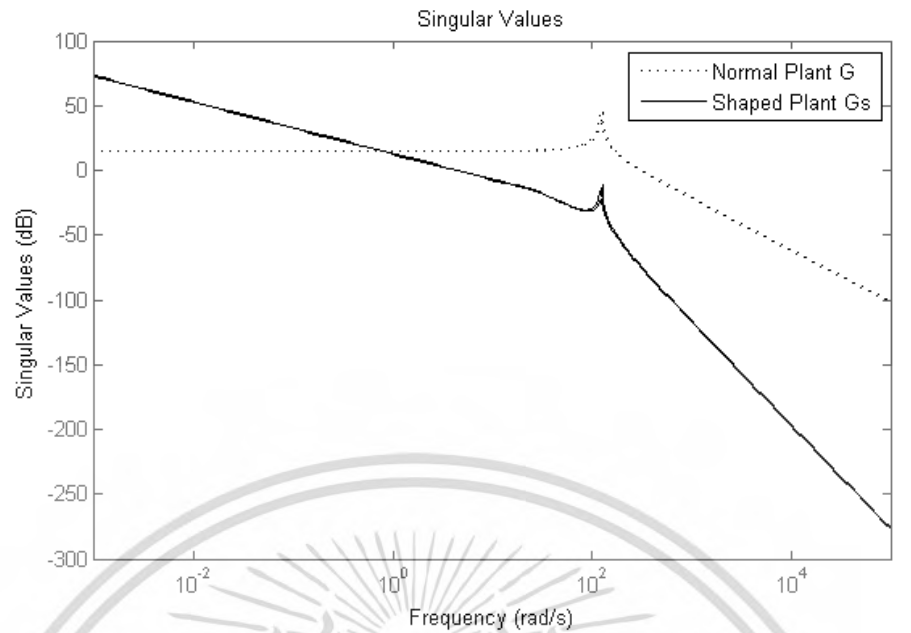
$$[W_1] = \begin{bmatrix} K_w \frac{s + \alpha_1}{s + \beta_1} & 0 \\ 0 & K_w \frac{s + \alpha_2}{s + \beta_2} \end{bmatrix}, [W_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$G_s = W_2 G W_1 \Rightarrow \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

โดยที่ A, B, C, D เป็นเวกเตอร์ในรูปแบบของปริภูมิสถานะของระบบที่ได้รับการจัดสัญญาณแล้ว

$$G_s = \{(\tilde{N} + \Delta_{Ns})(\tilde{M} + \Delta_{Ms})^{-1} : \|\Delta_{Ns} \Delta_{Ms}\|_\infty < \varepsilon\} \quad (4.10)$$

เมื่อ Δ_{Ns}, Δ_{Ms} ความไม่แน่นอนของตัวเศษและความไม่แน่นอนของตัวส่วนตามลำดับ



รูปที่ 4-7 ค่าเอกฐาน

(ก) ระบบปกติและระบบที่ได้รับการจัดสัญญาณแล้ว

(ข) ระบบที่ควบคุมด้วยวิธีเอชอินฟินิตี้แบบเดิม

และระบบที่ถูกควบคุมด้วยวิธีการที่นำเสนอทั้งสองวิธีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 2 หาค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุด (ε_{\max}) เลือกค่า $\varepsilon < \varepsilon_{\max}$ เล็กน้อยจากนั้น
สังเคราะห์ชุดควบคุมแบบเอชอินฟินิตี้สำหรับเปรียบเทียบกับตัวควบคุมที่นำเสนอโดยสังเคราะห์ชุด
ควบคุมด้วยสมการ

$$\|T_{zw}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_{\infty} \end{bmatrix} (I + G_s K_{\infty})^{-1} [I \ G_s] \right\|_{\infty} \leq \varepsilon^{-1} \quad (4.11)$$

ซึ่งจะได้ชุดควบคุมสุดท้ายดังนี้

$$K_{H\infty} = W_1 K_{\infty} W_2 \quad (4.12)$$

ขั้นตอนที่ 3 กำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมที่ต้องการโดยในบทยี่นำเสนอการออกแบบตัวควบคุม
ทั้งแบบรวมศูนย์และไม่รวมศูนย์ (Centralized and Decentralized controller) ดังนี้

$$K(p) = \begin{bmatrix} Kp_1 + \frac{K_i}{s} + \frac{Kd_1 s}{T_1 s + 1} & Kp_1 + \frac{K_i}{s} + \frac{Kd_1 s}{T_1 s + 1} \\ Kp_1 + \frac{K_i}{s} + \frac{Kd_1 s}{T_1 s + 1} & Kp_1 + \frac{K_i}{s} + \frac{Kd_1 s}{T_1 s + 1} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$K(p) = \begin{bmatrix} Kp_1 + \frac{K_i}{s} + \frac{Kd_1 s}{T_1 s + 1} & 0 \\ 0 & Kp_1 + \frac{K_i}{s} + \frac{Kd_1 s}{T_1 s + 1} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

ขั้นตอนที่ 4 นำตัวควบคุมที่นำเสนอมาจัดรูปสมการรูปแบบใหม่เพื่อหาค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพของ
ระบบโดยพิจารณาสมการที่ (4.12) แล้วทำการย้ายข้างสมการแล้วแทนที่ตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยตัว
ควบคุมที่นำเสนอจะได้เป็น

$$K_{\infty}(s) = W_1^{-1}(s) K(p) W_2^{-1}(s) \quad (4.15)$$

หลังจากนั้นแทนค่าสมการที่ (4.15) ลงในสมการที่ (4.11) จะได้สมการส่วนเพื่อเสถียรภาพดังนี้

$$O_{\text{cost}} = \frac{1}{\varepsilon} = \|T_{zw}\|_{\infty}$$

$$= \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K(p) \end{bmatrix} (I + G_s W_1^{-1} K(p))^{-1} [I \ G_s] \right\|_{\infty} \quad (4.16)$$

ขั้นตอนที่ 5 จัดรูปสมการที่ (4.16) เพื่อสร้างเป็นฟังก์ชันฟิตเน็ตให้กับวิธีการหาค่าเหมาะสมที่สุด
ด้วยกลุ่มอนุภาคและกฎแรงโน้มถ่วง (PSOGSA)

$$Fitness = \left\{ \begin{array}{ll} \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K_{SVC}(p) W_2^{-1} \end{bmatrix} (I - G_{SVC} W_1^{-1} K_{SVC}(p) W_2^{-1})^{-1} M_s^{-1} \right\|_{\infty}^{-1} & \text{for } K(p) \text{ stabilizes the plant.} \\ 0.001 & \text{Othercase.} \end{array} \right. \quad (4.17)$$

เมื่อระบบมีเสถียรภาพค่าฟิตเนสของระบบจะมีค่าเป็นไปตามค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพ (ε) ขณะที่ค่าฟิตเนสถูกกำหนดให้มีค่า ค่า 0.001 หรือมีค่าน้อยมากๆ เมื่อค่าตัวแปร p ภายในของตัวควบคุมที่นำเสนอทำให้ระบบสูญเสียเสถียรภาพและไม่ได้ตามเงื่อนไขทางเวลาที่ต้องการ

ขั้นตอนที่ 6 กำหนดขอบเขตของพารามิเตอร์ของชุดควบคุมที่นำเสนอ

โดยกำหนดให้ K_{p1}, K_{p2}, K_{p3} และ $K_{p4} \in [0, 1]$, K_{i1}, K_{i2}, K_{i3} และ $K_{i4} \in [0, 1]$, K_{d1}, K_{d2}, K_{d3} และ $K_{d4} \in [0, 1]$, T_1, T_2, T_3 และ $T_4 \in [0, 50]$ และกำหนดให้จำนวนตัวแทนค่าเท่ากับ 30 ค่าจำนวนรอบสูงสุดอยู่ที่ 150 รอบ

ขั้นตอนที่ 7 กำหนดค่าสมรรถนะ และส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุดจากวิธีการจัดสรรฐานวงรอบที่นำเสนอของทั้งสองรูปแบบตัวควบคุม โดยกำหนดขอบเขตเงื่อนไขความถี่ดังนี้

- กำหนดช่วงความถี่ของระบบที่จัดสรรฐานแล้วที่ขอบเขตล่างในย่านความถี่ต่ำ ให้มีความถี่มากกว่า 10^2 rad/sec
- กำหนดช่วงความถี่ของระบบที่จัดสรรฐานแล้วที่ขอบเขตบนในย่านความถี่สูง ให้มีความถี่มากกว่า 10^{-2} rad/sec

ขั้นตอนที่ 8 ทำการสุ่มตัวแทนชุดแรก

ขั้นตอนที่ 9 คำนวณหาค่าฟิตเนสฟังก์ชันตามสมการ (4.17) และทดสอบผลตอบสนองกับเงื่อนไขที่กำหนดไว้ โดยที่ค่าตัวแทนมากที่สุดจะถูกเลือกมาเป็นคำตอบขอการค้นหาในรอบนั้นๆ

ขั้นตอนที่ 10 ทำการกำหนดตัวแทนชุดถัดไปแล้วกลับทำซ้ำในขั้นตอนที่ 9 จนกว่าจะครบจำนวนรอบสูงสุดที่ได้ตั้งไว้

ขั้นตอนที่ 11 เมื่อจบกระบวนการค่าที่ได้ผลตอบสนองสูงที่สุดและได้ตามเงื่อนไขทางเวลาและความถี่ตามที่ต้องการจะเป็นชุดค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของตัวควบคุมที่กำหนดขึ้น

4.4 ผลการออกแบบของชุดควบคุมที่นำเสนอแบบรวมศูนย์และไม่รวมศูนย์ (Centralized and Decentralized) ชุดควบคุมเอชอินฟินิตี้แบบเดิม (H_{∞} loop shaping) และชุดควบคุมจากเทคนิคการจูนแบบซีเกลอร์-นิโคลสเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของชุดควบคุม

สำหรับชุดควบคุมคงทนจัดสรรฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้เดิมที่สังเคราะห์ได้จากสมการ (4.12) มีอันดับที่ค่อนข้างสูงมากโดยมีค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพที่ 0.67 อย่างไรก็ตามเมื่อให้มีความ

เหมาะสมกับการเปรียบเทียบประสิทธิภาพกับเทคนิคที่นำเสนอ จึงได้ประยุกต์ใช้เทคนิคการลด

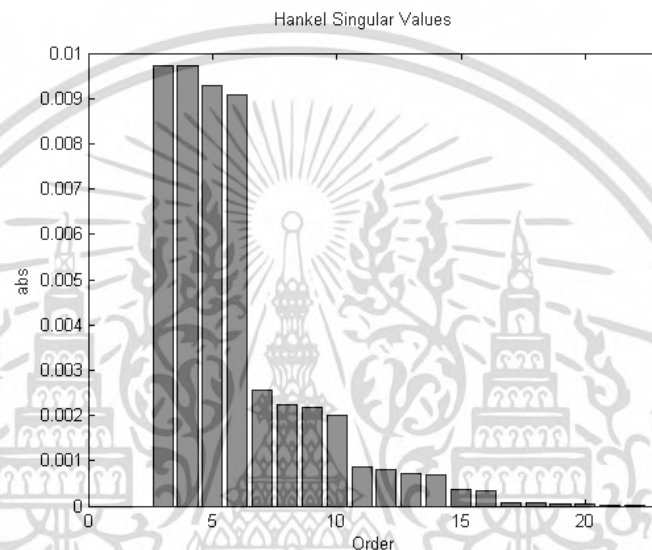
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในทางอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบฮานเคลนอร์ม (Hankel norm) ซึ่งพิจารณาจากกราฟ Hankel singular value ดังรูปที่ 4-8 ซึ่งได้ส่วนเพื่อเสถียรภาพที่ 0.4363 โดยชุดควบคุมดังกล่าวแสดงอยู่ในตารางที่ 4-1

$$[W_1] = \begin{bmatrix} 0.0221 \frac{s+20.5}{s+0.0001} & 0 \\ 0 & 0.0235 \frac{s+23.3}{s+0.0001} \end{bmatrix}, [W_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$K_{\infty(\text{REDUCE})} = \begin{bmatrix} K_{11\infty} & K_{21\infty} \\ K_{12\infty} & K_{22\infty} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$



รูปที่ 4-8 ค่าเอกฐานฮานเคลนอร์ม (Hankel singular value)

ตารางที่ 4-1 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติทางเวลาและประสิทธิภาพทางความถี่ของเทคนิคต่างๆ ที่นำเสนอในบทนี้

ชุดตัวควบคุม	ตัวควบคุมลดอันดับ
$K_{11\infty}$	$\frac{0.0202 s^6 + 1.381 s^5 + 387.1 s^4 + 2.184e04 s^3 + 2.309e06 s^2 + 4.839e07 s + 7.715e07}{s^6 + 136.7 s^5 + 2.336e04 s^4 + 1.31e06 s^3 + 8.733e07 s^2 + 1.532e08 s}$
$K_{12\infty}$	$\frac{-0.002253 s^6 - 0.1135 s^5 - 39.56 s^4 - 1183 s^3 - 1.108e05 s^2 - 2.072e06 s - 3.613e06}{s^6 + 136.7 s^5 + 2.336e04 s^4 + 1.31e06 s^3 + 8.733e07 s^2 + 1.532e08 s}$
$K_{21\infty}$	$\frac{0.002144 s^6 + 0.1429 s^5 + 34.86 s^4 + 1445 s^3 + 8.331e04 s^2 + 1.715e06 s + 2.767e06}{s^6 + 136.7 s^5 + 2.336e04 s^4 + 1.31e06 s^3 + 8.733e07 s^2 + 1.532e08 s}$
$K_{22\infty}$	$\frac{0.0202 s^6 + 0.8936 s^5 + 362.3 s^4 + 1.129e04 s^3 + 2.088e06 s^2 + 4.56e07 s + 7.542e07}{s^6 + 136.7 s^5 + 2.336e04 s^4 + 1.31e06 s^3 + 8.733e07 s^2 + 1.532e08 s}$

ชุดควบคุมที่ถูกออกแบบให้สามารถกำหนดโครงสร้างได้แบบพีไอดีสำหรับการควบคุมการทำงานของเครื่องมือช่วยผ่าตัดขนาดเล็กโดยอาศัยเทคนิคการหาค่าความเหมาะสมที่สุดแบบกลุ่มอนุภาคและกฎแรงดึงดูด หลักการดำเนินการตามวิธีการในหัวข้อที่ 3.3 และพบว่าค่าส่วนเพื่อเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสถียรภาพของชุดควบคุมที่สังเคราะห์ขึ้นทั้งสองเทคนิคที่นำเสนอ (Centralized = 0.501 และ Decentralized = 0.4491) โดยกราฟแสดงการลู่เข้าคำตอบของทั้งสองเทคนิคแสดงในรูปที่ 4-9 ซึ่งควบคุมเกณฑ์ที่เหมาะสมจากการสังเคราะห์ด้วยเทคนิคที่นำเสนอและตัวกรองมีโครงสร้างดังสมการที่ (4.20), (4.21) และ (4.22) ตามลำดับ

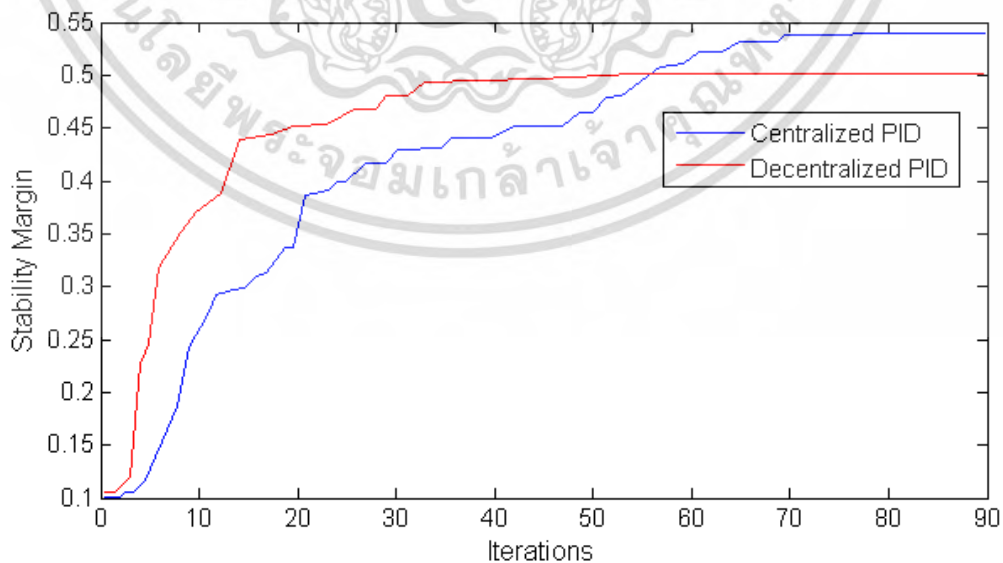
$$K(p) = \begin{bmatrix} 0.0270 + \frac{0.541}{s} + \frac{0.0000405s}{17.25s+1} & -0.0009 - \frac{0.018}{s} - \frac{0.0000135s}{17.342s+1} \\ 0.0013 + \frac{0.027}{s} + \frac{0.0000203s}{17.35s+1} & 0.0248 + \frac{0.4951}{s} + \frac{0.000037s}{16.342s+1} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$K(p) = \begin{bmatrix} 0.0225 + \frac{0.4531}{s} + \frac{0.00015s}{17.254s+1} & 0 \\ 0 & 0.0247 + \frac{0.5189}{s} + \frac{0.00019s}{15.342s+1} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$F(s) = \frac{4900}{s^2 + 98.98s + 4900} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

ชุดควบคุมที่ได้จากวิธีซีเกลอร์-นิโคลส (Ziegler Nichols) แสดงดังนี้

$$K(p) = \begin{bmatrix} 0.0595 + \frac{2.689}{s} + \frac{0.0001645s}{15.2s+1} & 0 \\ 0 & 0.0875 + \frac{3.9561}{s} + \frac{0.000242s}{15.342s+1} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$



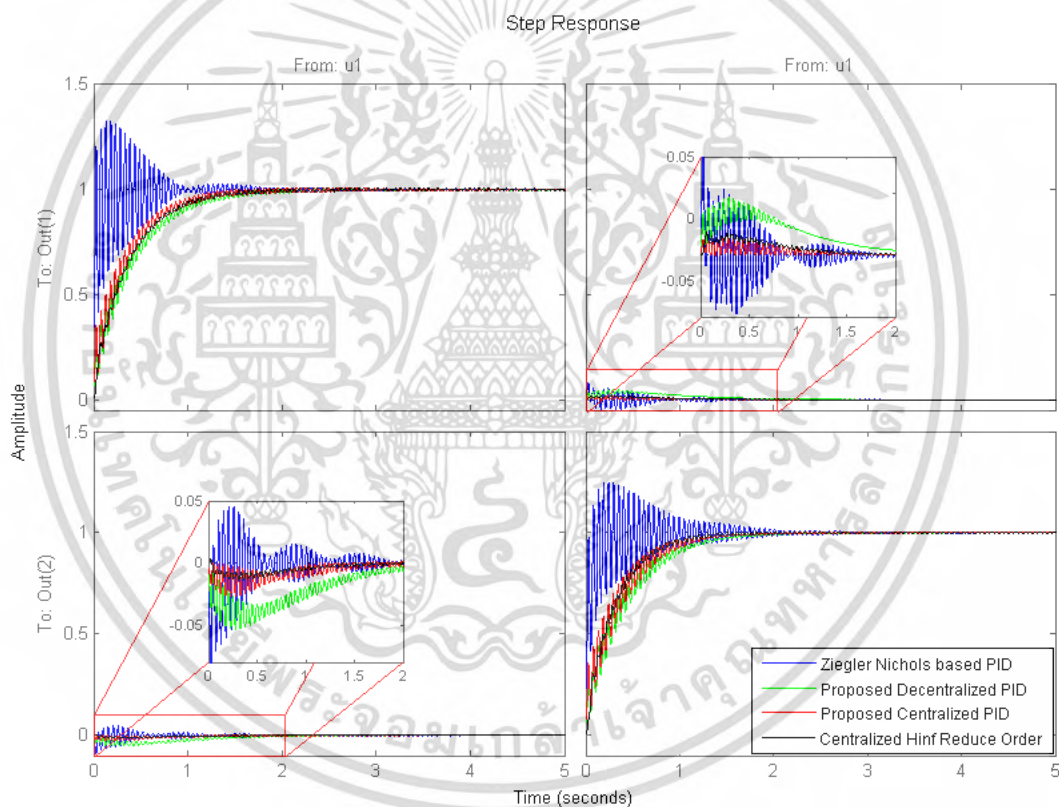
รูปที่ 4-9 ค่าแสดงการลู่เข้าคำตอบของการหาค่าเหมาะสมที่สุดของตัวควบคุมแบบรวมศูนย์

และไม่รวมศูนย์ (Centralized and Decentralized) ด้วยวิธีการ PSO/GSA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

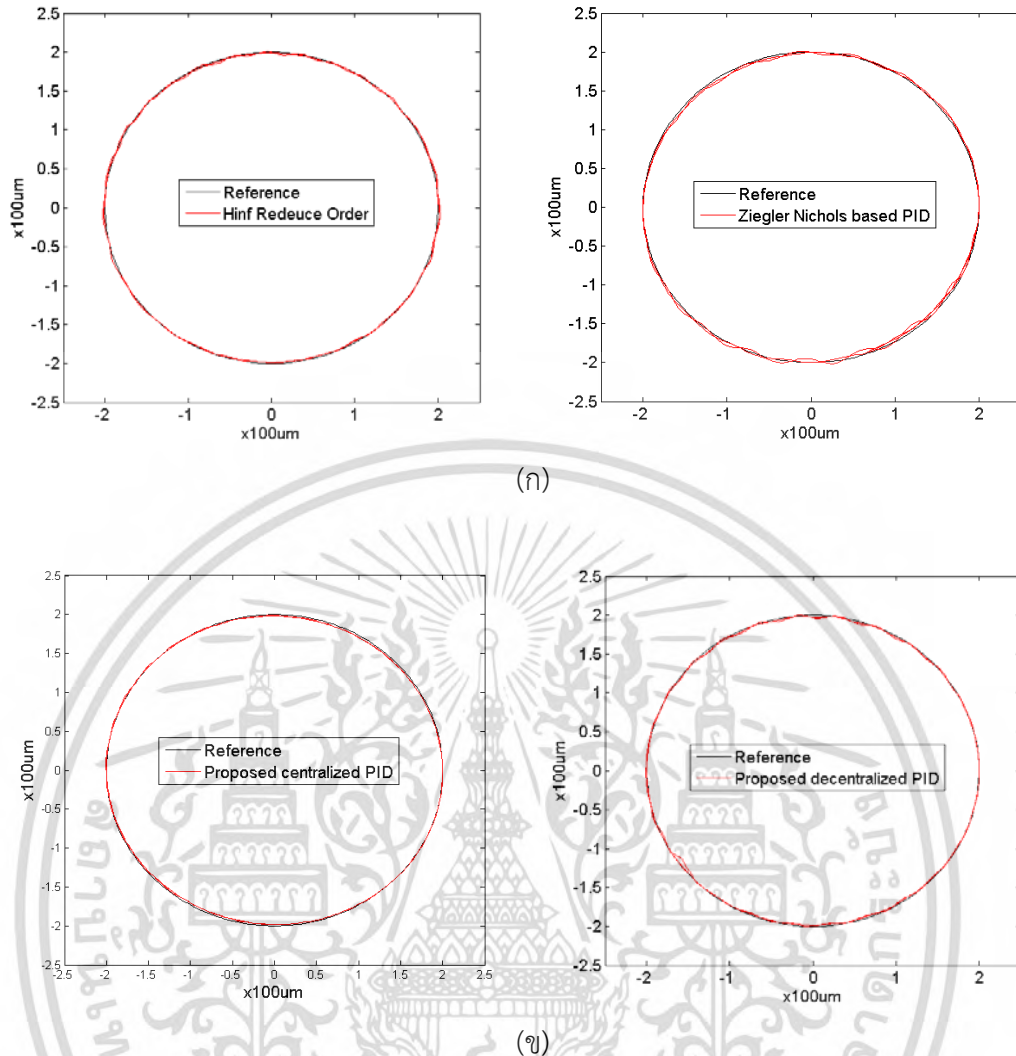
4.5 ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ การทดลองด้วยระบบจริง และทดสอบความคงทนของระบบด้วยการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันภายในระบบ

ชุดควบคุมที่ถูกออกแบบให้สามารถกำหนดโครงสร้างได้แบบพีไอดีสำหรับการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ช่วยผ่าตัดขนาดเล็กโดยชุดควบคุมแบบลดรูปด้วยวิธีฮานเคลนอร์มวิธีการกำหนดโครงสร้างได้ที่นำเสนอทั้งสองรูปแบบชุดตัวควบคุมและตัวควบคุมจากเทคนิคซีเกลอร์-นิโครสได้ถูกนำมาเปรียบเทียบเพื่อทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของระบบโดยใช้การบ่อนสัญญาณขั้นบันไดให้กับระบบผลการตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดแสดงดังรูปที่ 4-10 และรูปที่ 4-11 แสดงผลการเปรียบเทียบเมื่อทำการบ่อนสัญญาณอ้างอิงด้วยรูปคลื่นไซน์และรูปคลื่นโคไซน์ เพื่อจำลองการวาดรูปวงกลม โดยรัศมีของวงกลมถูกตั้งไว้ที่ 200 ไมโครเมตรเพื่อสังเกตดูประสิทธิภาพการทำงานของวงจรและการประยุกต์ใช้งานก่อนนำไปทดลองจริง



รูปที่ 4-10 สัญญาณเปรียบเทียบของผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดหนึ่งหน่วยที่ป้อนให้กลับระบบด้วยการควบคุมจากตัวควบคุมต่างๆที่นำเสนอในหัวข้อวิจัยนี้

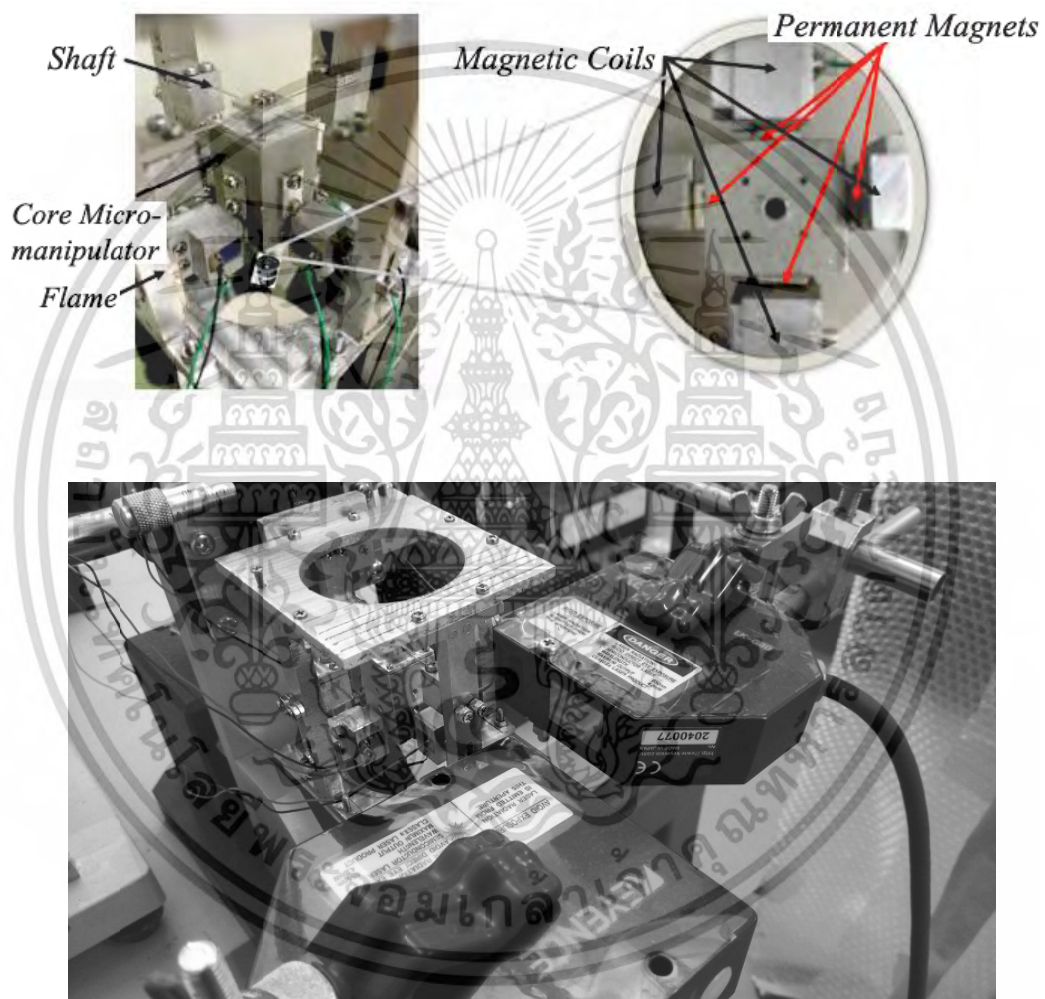
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-11 การเปรียบเทียบการตามรอยคำสั่งจากการวาดรูปวงกลม โดยใช้ตัวควบคุมแต่ละรูปแบบที่ใช้ในงานวิจัยนี้

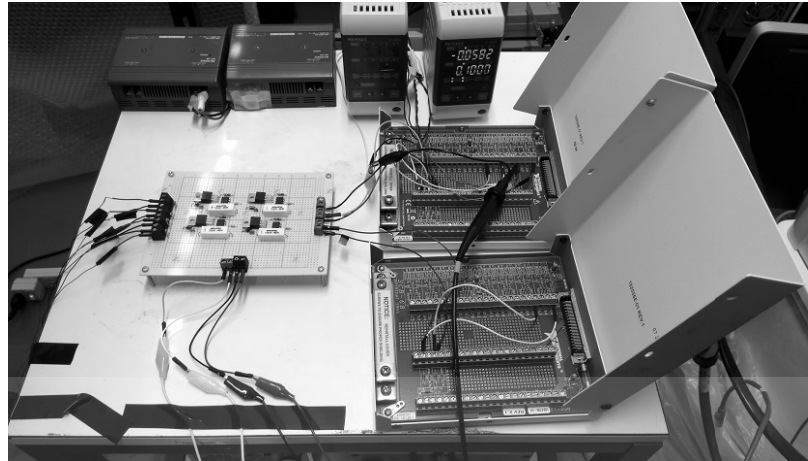
จากรูปที่ 4-10 พบว่าผลตอบสนองที่ได้รับควบคุมด้วยชุดควบคุมแบบซีเกลอร์-นิโครส นั้นให้ประสิทธิภาพที่แย่ที่สุด โดยมีค่าพุ่งเกินอยู่ที่ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์ทั้งแนวแกน X และแนวแกน Y นอกจากนี้เทคนิคที่ใช้ตัวควบคุมแบบรวมศูนย์ คือเทคนิคเอชอินฟินิตี้แบบลดอันดับด้วยฮานเคลนอร์ม (Reduce order based Hankel norm) และเทคนิครวมศูนย์ที่นำเสนอ (Centralized controller) ให้ผลตอบสนองในด้านของการรบกวนกันของเอาต์พุตที่ดีกว่า โดยมีค่าการรบกวนกันอยู่ที่ประมาณ 0.01 ในขณะที่ตัวควบคุมชนิดไม่รวมศูนย์จะมีค่าการรบกวนที่มากกว่าอยู่ประมาณ 0.025 ในขณะที่ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดหนึ่งหน่วยที่แนวแกน X และ Y มีผลตอบสนองที่ใกล้เคียงกันอย่างไรก็ตามเพื่อทดสอบประสิทธิภาพการทำงานจริงของระบบจึงได้ทดลองนำชุดควบคุมที่ออกแบบขึ้นไปทดสอบกับระบบจริงโดยมีการติดตั้งแต่่ออุปกรณ์ดังรูปที่ 4-12

อุปกรณ์ที่ใช้ในการตรวจวัดค่าตำแหน่งการเคลื่อนที่ของปลายมีดคือชุดเรเซอร์ความละเอียดสูงรุ่น LK-G3000 CCD โดยใช้การวัดการสะท้อนของตำแหน่งเรเซอร์ที่ตกลงบน CCD ภายในอุปกรณ์ตรวจวัดเรเซอร์ และใช้การ์ดอินเตอร์เฟสแบนวิธสูง 900Hz รุ่น NI PCIe 6323 ในการเก็บค่าแอลนา ลีออคอินพุตและจ่ายค่าแอลนา ลีออคเอาต์พุตที่คำนวณได้จากเครื่องคอมพิวเตอร์ นอกจากนี้ยังมีอุปกรณ์ขยายแรงดันจำนวน 4 ชุดที่สร้างขึ้นโดยวงจรเป็นวงจรขยายกลับขั้วสำหรับขยายแรงดันและจ่ายให้ขดลวดของชุดขับเคลื่อนปลายมีดของเครื่องมือผ่าตัด



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

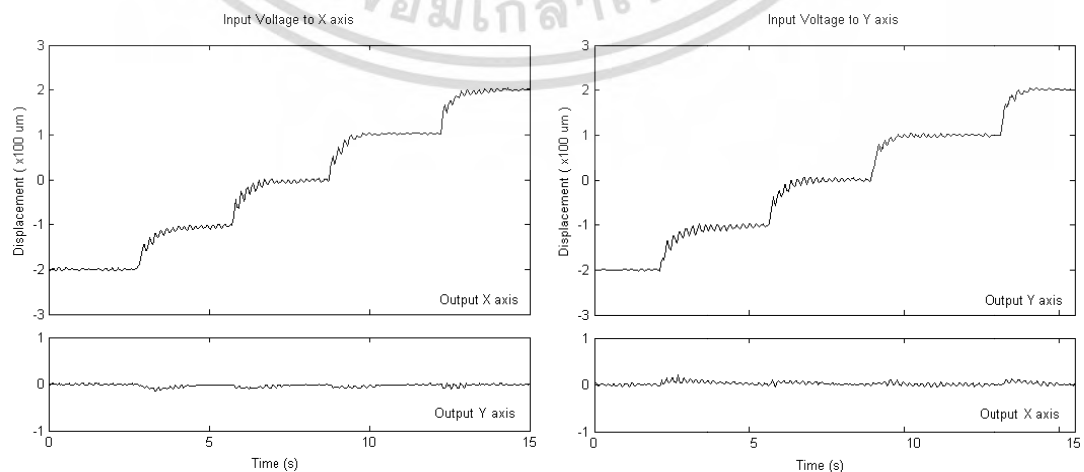


(ข)

รูปที่ 4-12 อุปกรณ์ที่สำคัญในการทดลอง

(ก) ต้นแบบเครื่องมือช่วยผ่าตัดขนาดเล็ก (ข) อุปกรณ์เก็บข้อมูลและวงจรถ่ายสัญญาณ

ในการทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของระบบด้วยชุดควบคุมแบบต่างๆ ยกเว้นชุดควบคุมแบบลดอันดับเนื่องจากมีอันดับที่ยังคงสูงอยู่ทำให้ยากต่อการโปรแกรมลงฮาร์ดแวร์อย่างไรก็ตามเทคนิคการควบคุมด้วยวิธีรวมศูนย์ไม่รวมศูนย์และเทคนิคซีเกลอร์-นิโคลส ได้ถูกนำมาเปรียบเทียบโดยใช้การจ่ายสัญญาณขั้นบันไดอ้างอิงตั้งแต่ -1, 0, 1 และ 2 ไมโครเมตร เพื่อดูผลตอบสนองของระบบผ่านการควบคุมด้วยชุดควบคุมต่างๆ โดยที่รูปที่ 4-13 (ก), 4-14 (ก) และ 4-15 (ก) เป็นรูปผลตอบสนองตามแนวแกน X ซึ่งจะแสดงให้เห็นถึงการรบกวนกันที่แนวแกน Y ผ่านการป้อนสัญญาณอ้างอิงดังกล่าวจากตัวควบคุมแบบไม่รวมศูนย์ (Decentralized), แบบรวมศูนย์ (Centralized) และแบบซีเกลอร์-นิโคลส (Ziegler Nichols) ตามลำดับ นอกจากนี้รูปที่ 4-13 (ข), 4-14 (ข) และ 4-15 (ข) เป็นรูปผลตอบสนองตามแนวแกน Y ซึ่งแสดงให้เห็นถึงการรบกวนกันที่แนวแกน X ผ่านการป้อนสัญญาณอ้างอิง จากตัวควบคุมแบบไม่รวมศูนย์ (Decentralized), แบบรวมศูนย์ (Centralized) และแบบซีเกลอร์-นิโคลส (Ziegler Nichols) ตามลำดับด้วยเช่นกัน



(ก)

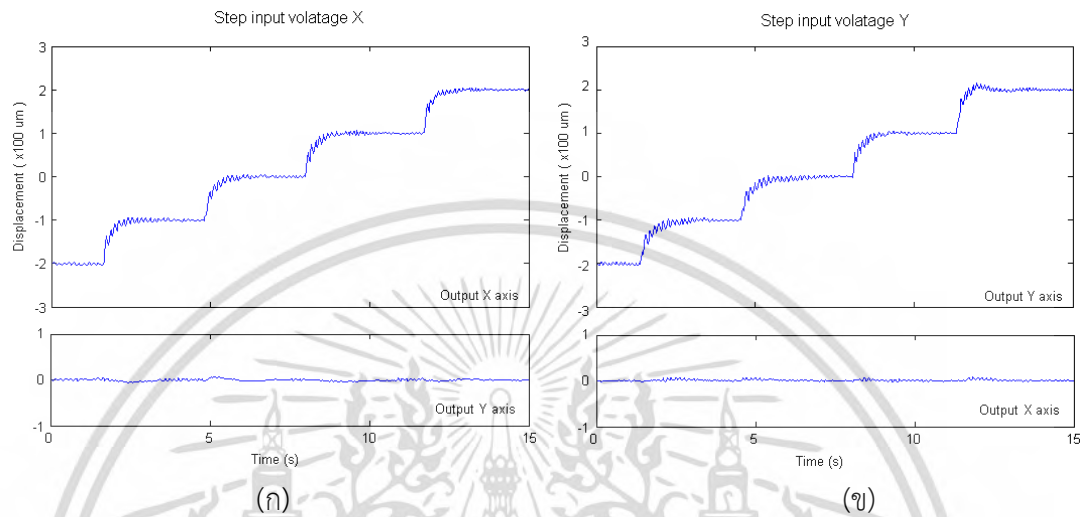
(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4-13 ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดตั้งแต่ -100, 0, 100, 200 ไมโครเมตร โดยควบคุมการทำงานด้วยตัวควบคุมแบบไม่รวมศูนย์ที่นำเสนอ (Proposed decentralized)

(ก) การป้อนสัญญาณอินพุตแนวแกน X แล้ววัดผลตอบสนองเอาต์พุตตามแนวแกน X และ Y

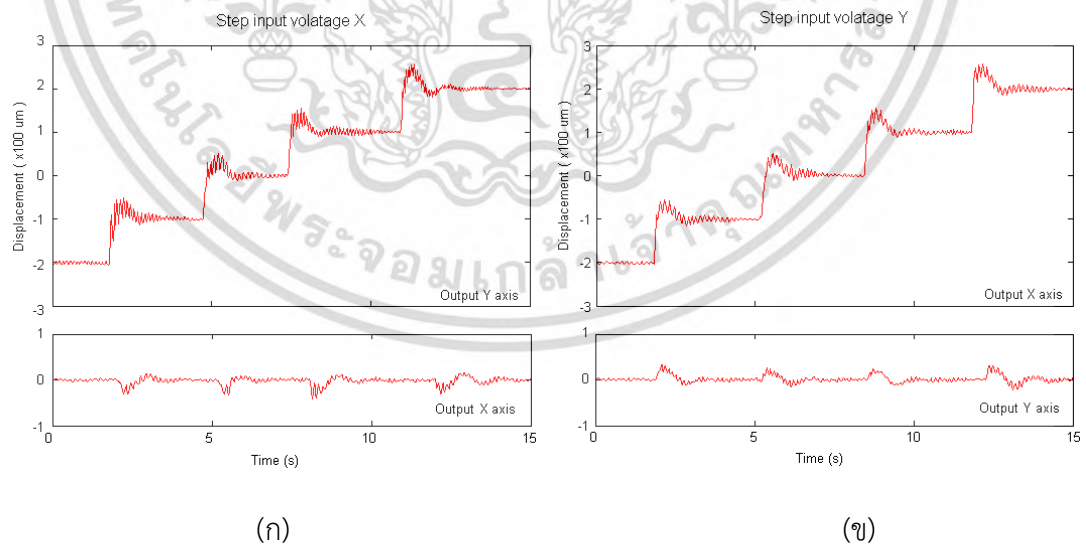
(ข) การป้อนสัญญาณอินพุตแนวแกน Y แล้ววัดผลตอบสนองเอาต์พุตตามแนวแกน Y และ X



รูปที่ 4-14 ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดตั้งแต่ -100, 0, 100, 200 ไมโครเมตร โดยควบคุมการทำงานด้วยตัวควบคุมแบบรวมศูนย์ที่นำเสนอ (Proposed centralized)

(ก) การป้อนสัญญาณอินพุตแนวแกน X แล้ววัดผลตอบสนองเอาต์พุตตามแนวแกน X และ Y

(ข) การป้อนสัญญาณอินพุตแนวแกน Y แล้ววัดผลตอบสนองเอาต์พุตตามแนวแกน Y และ X



รูปที่ 4-15 ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดตั้งแต่ -100, 0, 100, 200 ไมโครเมตร โดยควบคุมการทำงานด้วยตัวควบคุมแบบซีเกลอร์-นิโครลส (Ziegler Nichols)

(ก) การป้อนสัญญาณอินพุตแนวแกน X แล้ววัดผลตอบสนองเอาต์พุตตามแนวแกน X และ Y

(ข) การป้อนสัญญาณอินพุตแนวแกน Y แล้ววัดผลตอบสนองเอาต์พุตตามแนวแกน Y และ X

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดในรูปที่ 4-13, 4-14 และ 4-15 ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองในการออกแบบตัวควบคุมนอกจากนี้เพื่อทดสอบประสิทธิภาพในประยุคต์ใช้งานและทดสอบเงื่อนไขความคงทนจึงได้ใช้การเปลี่ยนค่าแรงดันที่ป้อนให้กลับวงจรขยาย ซึ่งจะเป็นการรบกวนระบบแล้วทำการทดสอบด้วยการป้อนสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นไซน์และโคไซน์ในขณะที่ถูกรบกวนด้วยการลดค่าแรงดันซัพพลายตั้งแต่ 24 V ลงมาจนถึง 18 V แล้วทำการตรวจวัดสัญญาณผลตอบสนองที่ได้ โดยรูปที่ 4-16, 4-17 และ 4-18 แสดงรูปผลตอบสนองต่อการรบกวนที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันของซัพพลายที่ถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมทั้งสามแบบ ขณะที่รูปที่ 4-19, 4-20 และ 4-21 แสดงสัญญาณการเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์และโคไซน์อ้างอิงรวมทั้งฮิสโตแกรมแสดงค่าความคลาดเคลื่อนจากสัญญาณอ้างอิง เพื่อสังเกตประสิทธิภาพของการตามรอยและค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นผ่านการประเมินด้วยค่าทางสถิติ โดยผลจากการทดลองทั้งหมดถูกสรุปรวมไว้ในตารางที่ 4-2 โดยค่าความผิดพลาดของตำแหน่งตามแนวแกน X และแนวแกน Y สามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

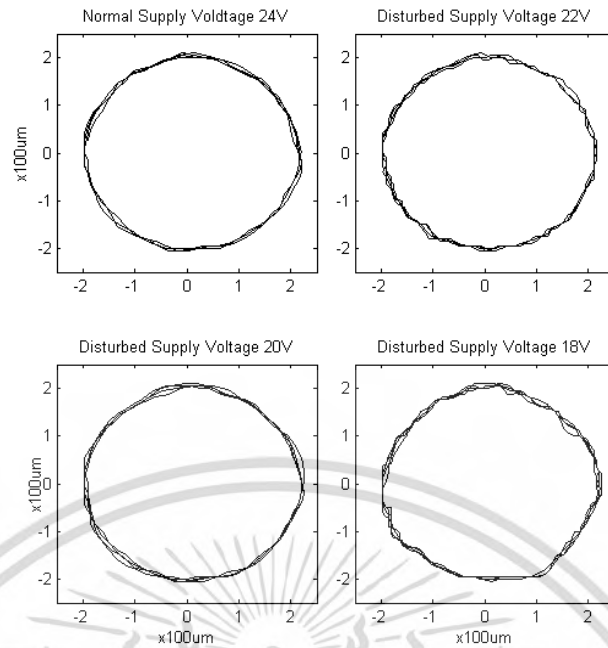
$$RMSE = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \|e(i)\|^2 \right)^{1/2} \quad (4.24)$$

$$e(t) = \begin{bmatrix} X_{REF} - X(t) \\ Y_{REF} - Y(t) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

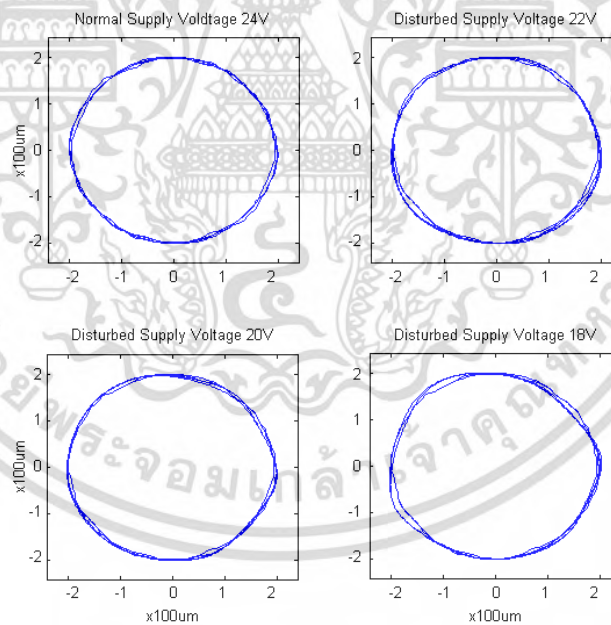
ตารางที่ 4-2 ตารางเปรียบเทียบข้อกำหนดด้านสมรรถนะและความคงทนจากการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

Scenario	Rise time	Settling time	Stability Margin	Order/ Controller No.
<u>Simulation</u>				
Hankel Norm	1.55 s	1.97 s	0.4363	6/4
Proposed decentralized PID	1.56 s	1.98 s	0.4491	2/2
Proposed centralized PID	1.55 s	1.98 s	0.5101	2/4
Ziegler Nichols based PID	1.23s	2.13 s	-	2/2
<u>Experimental</u>				
Proposed decentralized PID	1.56 s	1.98 s	N/A	2/2
Proposed centralized PID	1.51 s	1.95 s	N/A	2/4
Ziegler Nichols based PID	1.26 s	2.03 s	N/A	2/2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

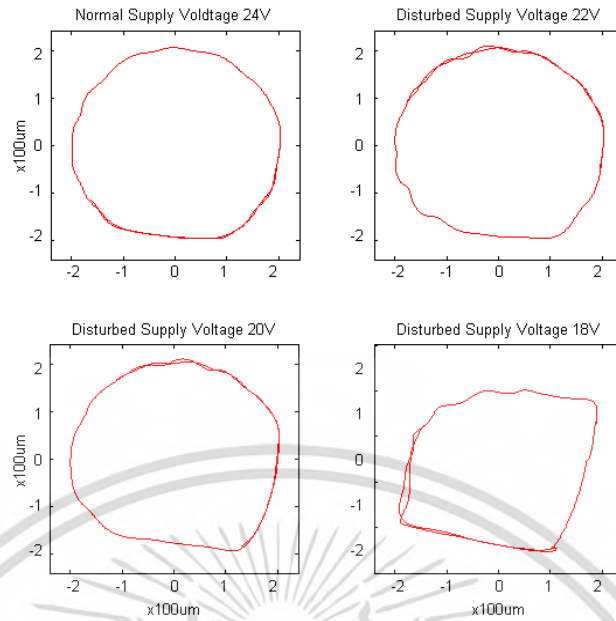


รูปที่ 4-16 ผลการทดลองประยุกต์ใช้ตัวควบคุมชนิดไม่รวมศูนย์ (Decentralized) ในการตามรอยคำสั่งวาดวงกลมขณะมีการลดแรงดันซัพพลายระหว่าง 18-24V

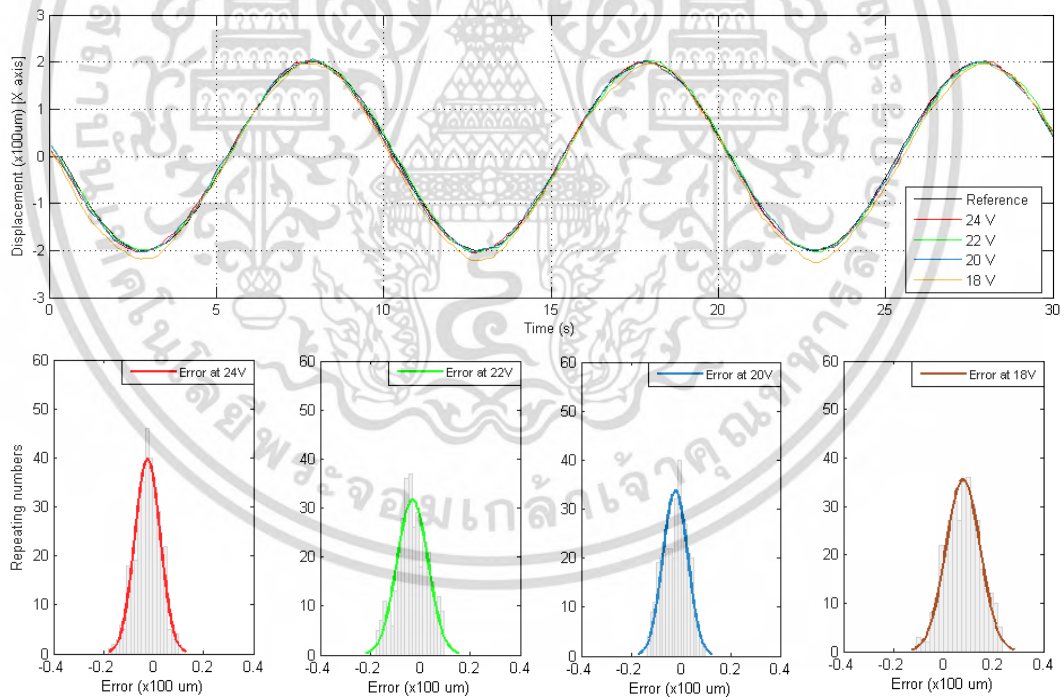


รูปที่ 4-17 ผลการทดลองประยุกต์ใช้ตัวควบคุมชนิดรวมศูนย์ (Centralized) ในการตามรอยคำสั่งวาดวงกลมขณะมีการลดแรงดันซัพพลายระหว่าง 18-24V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

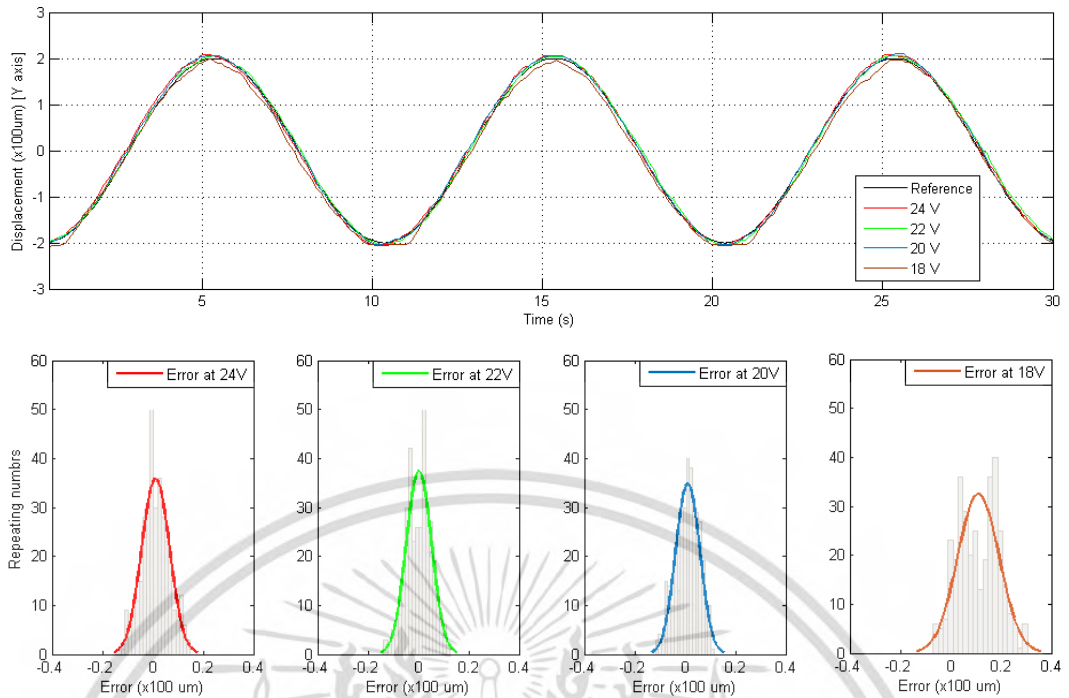


รูปที่ 4-18 ผลการทดลองประยุกต์ใช้ตัวควบคุมจากวิธีซีเกลอร์-นิโคลส (Ziegler Nichols) ในการตามรอยคำสั่งวาดวงกลมขณะมีการลดแรงดันซัพพลายระหว่าง 18-24V

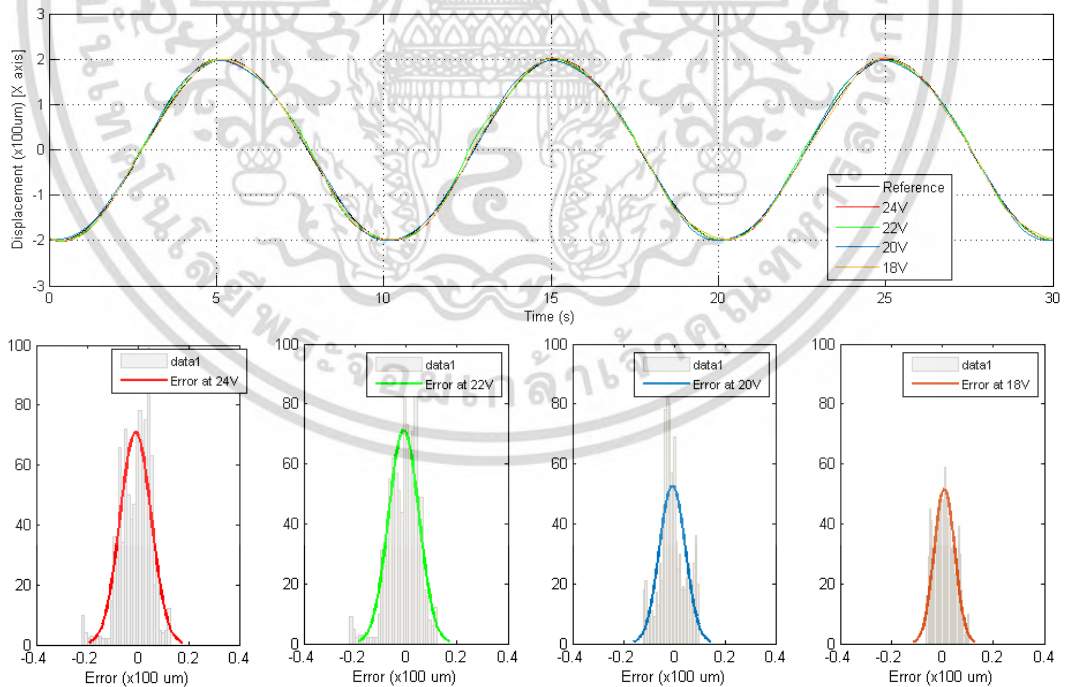


รูปที่ 4-19 ผลการตามรอยสัญญาณตำแหน่งอ้างอิงแนวแกน X และค่าความคลาดเคลื่อนของการตามรอยตำแหน่งอ้างอิงด้วยฮีสโตรแกรมทางสถิติโดยใช้ตัวควบคุมชนิดไม่รวมศูนย์ (Decentralized) ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันซัพพลายระหว่าง 18-24V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



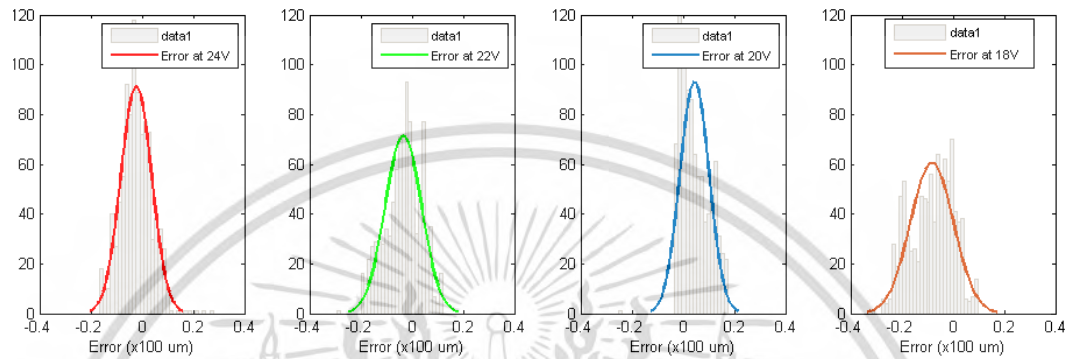
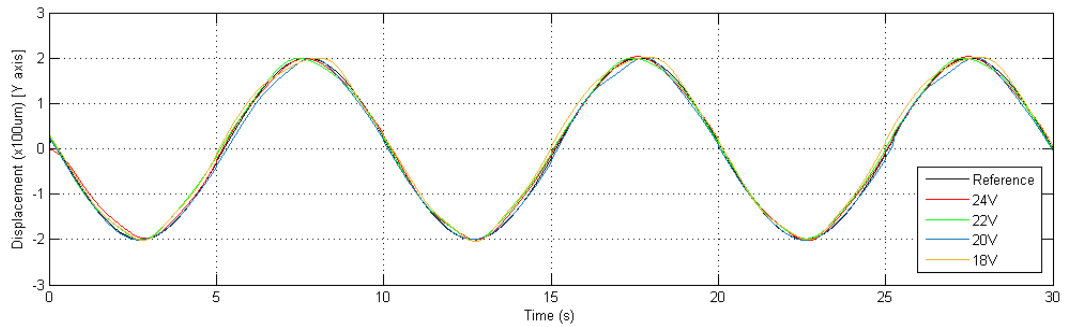
รูปที่ 4-20 ผลการตามรอยสัญญาณตำแหน่งอ้างอิงแนวแกน Y และค่าความคลาดเคลื่อนของการตามรอยตำแหน่งอ้างอิงด้วยฮีสโตรแกรมทางสถิติโดยใช้ตัวควบคุมชนิดไม่รวมศูนย์ (Decentralized) ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันซัพพลายระหว่าง 18-24V



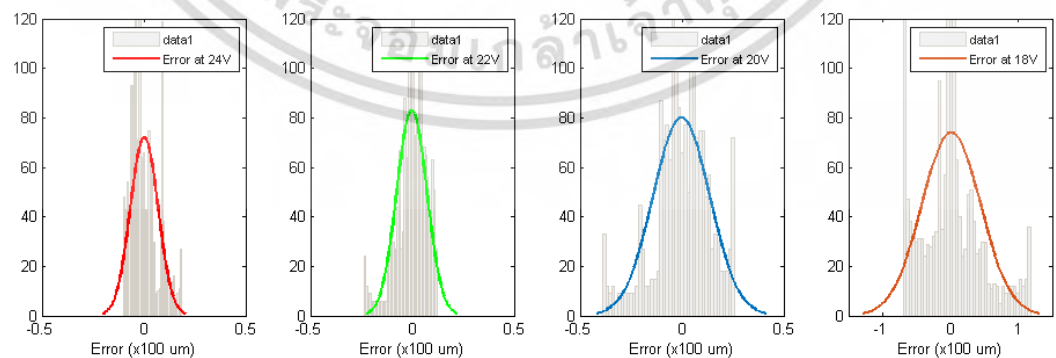
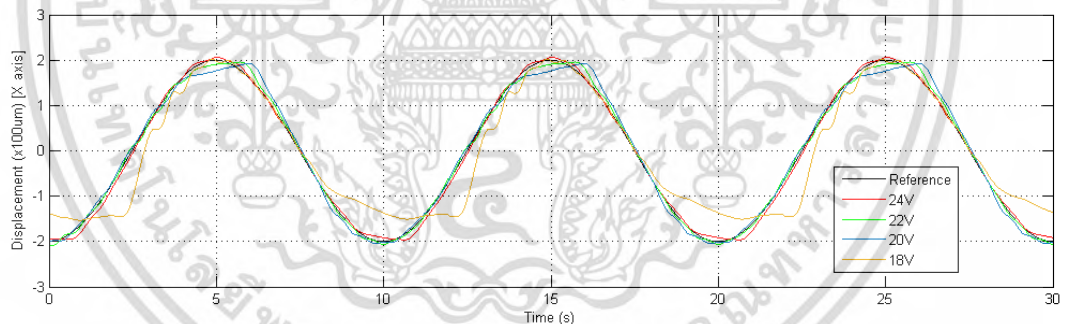
รูปที่ 4-21 ผลการตามรอยสัญญาณตำแหน่งอ้างอิงแนวแกน X และค่าความคลาดเคลื่อนของการตามรอยตำแหน่งอ้างอิงด้วยฮีสโตรแกรมทางสถิติโดยใช้ตัวควบคุมชนิดรวมศูนย์ (Centralized)

ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันซัพพลายระหว่าง 18-24V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



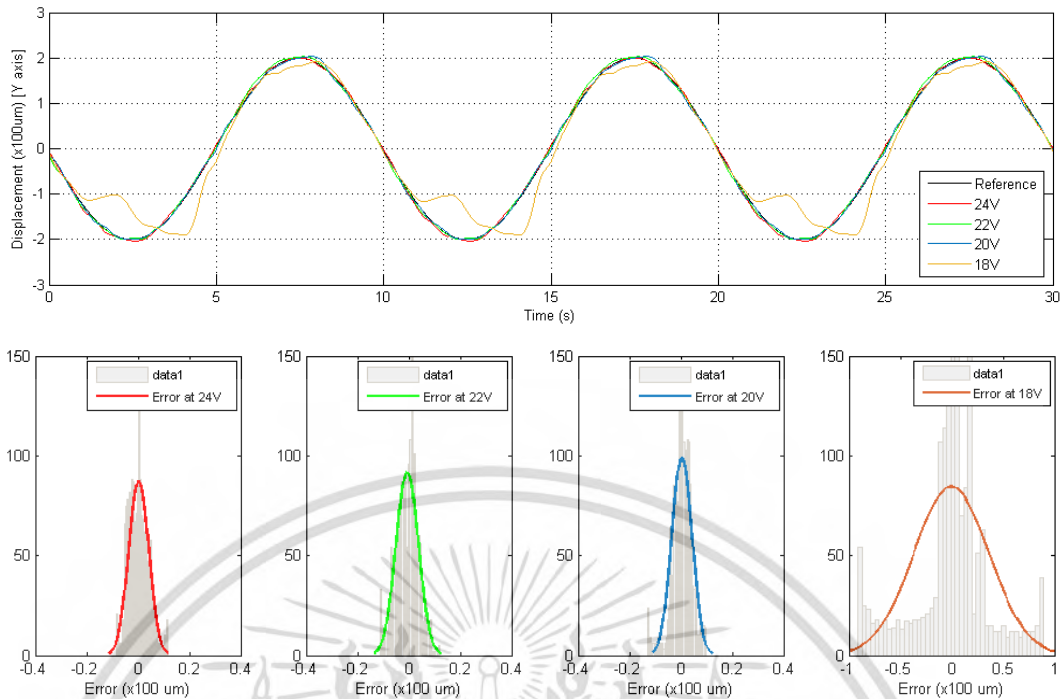
รูปที่ 4-22 ผลการตามรอยสัญญาณตำแหน่งอ้างอิงแนวแกน Y และค่าความคลาดเคลื่อนของการตามรอยตำแหน่งอ้างอิงด้วยฮีสโตรแกรมทางสถิติโดยใช้ตัวควบคุมชนิดรวมศูนย์ (Centralized) ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันขับพลายระหว่าง 18-24V



รูปที่ 4-23 ผลการตามรอยสัญญาณตำแหน่งอ้างอิงแนวแกน X และค่าความคลาดเคลื่อนของการตามรอยตำแหน่งอ้างอิงด้วยฮีสโตรแกรมทางสถิติโดยใช้ตัวควบคุมจากวิธีซีเกลอร์-นิโคลส

(Ziegler Nichols) ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันขับพลายระหว่าง 18-24V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-24 ผลการตามรอยสัญญาณตำแหน่งอ้างอิงแนวแกน Y และค่าความคลาดเคลื่อนของการตามรอยตำแหน่งอ้างอิงด้วยฮีสโตรแกรมทางสถิติโดยใช้ตัวควบคุมจากวิธีซีเกลอร์-นิโคลส (Ziegler Nichols) ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันขับพลายระหว่าง 18-24V

4.6 สรุปผลการทดลอง

จากการออกแบบและสร้างระบบเครื่องมือช่วยผ่าตัดโดยใช้หลักการขับเคลื่อนตำแหน่งด้วยแรงผลักแม่เหล็กพบว่าวิธีการดังกล่าวสามารถที่จะนำไปต่อยอดเพื่อประยุกต์ใช้จริงต่อได้นอกจากนี้ การออกแบบชุดควบคุมที่กำหนดโครงสร้างได้ยังเป็นการออกแบบที่ง่ายและเหมาะสมต่อการนำไปประยุกต์ใช้ได้จริง โดยได้ประยุกต์ใช้วิธีการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาคและกฎแรงโน้มถ่วงในการแก้ไขปัญหาที่มีความซับซ้อนทางคณิตศาสตร์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตดังเช่นระบบที่ใช้ในการทดลองนี้ จากผลการทดลองแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่ดีของตัวควบคุมที่ออกแบบซึ่งเหนือกว่าตัวควบคุมแบบวิธีซีเกลอร์-นิโครสอย่างเห็นได้ชัด แต่อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้แสดงทางเลือกในการเลือกใช้ชุดควบคุม โดยที่ชุดควบคุมที่นำเสนอแบ่งออกเป็นสองชุดควบคุมคือชุดควบคุมแบบรวมศูนย์ (Centralized) และไม่รวมศูนย์ (Decentralized) โดยข้อดีของชุดควบคุมแบบรวมศูนย์คือผลของการระบบกวนกัน (Coupling) จะต่ำกว่าเทคนิคไม่รวมศูนย์แต่ขณะเดียวกันก็มีจำนวนตัวควบคุมมากกว่าถึงสองเท่าดังนั้นจึงเสนอให้เป็นทางเลือกในการออกแบบชุดควบคุมสำหรับระบบแบบหลายอินพุตและหลายเอาต์พุตที่นำเสนอในงานวิจัยบทนี้

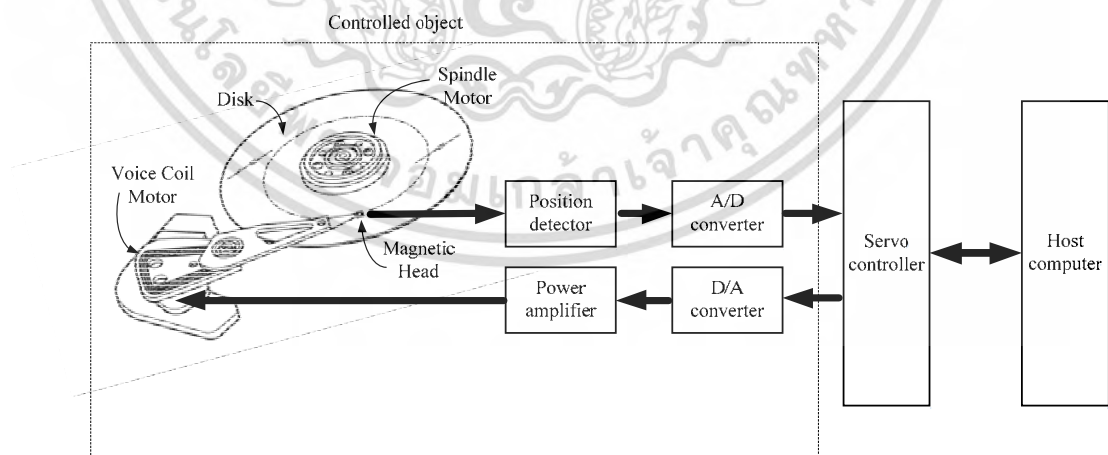
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การออกแบบชุดควบคุมคงทนกำหนดโครงสร้างได้โดยใช้เทคนิควีแกป (v-gap)

5.1 บทนำ

บทนี้แนะนำเสนอเทคนิคการออกแบบชุดควบคุมคงทนโดยพิจารณาความเหมือนของระบบ บ้อนกลับสองระบบ โดยที่ระบบหนึ่งถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมเอชอินฟินิตี้ที่ได้รับการจัดสรรฐาน วงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ และอีกระบบหนึ่งจะถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมที่นำเสนอที่กำหนดโครงสร้าง ได้ ซึ่งความเหมือนของสองระบบนี้ถูกกำหนดได้ด้วยค่าระยะห่างโดยใช้เทคนิค v-gap ซึ่งค่าดังกล่าว ถูกนำมาใช้เป็นฟังก์ชันพิตเน็ตให้การหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาคด้วยเทคนิคนี้เองทำให้ สามารถสร้างชุดควบคุมคงทนเพื่อควบคุมการทำงานของวอยซ์คอยล์มอเตอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ หัวข้อที่ 5.2 จะแสดงการออกแบบชุดควบคุมจัดสรรฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้แบบเดิมและการ สังเคราะห์ชุดควบคุมที่นำเสนอด้วยเทคนิค v-gap ผ่านการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ เหมาะสมด้วยเทคนิคการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาคจากนั้นหัวข้อที่ 5.3 แสดงผลจากออกแบบ ตัวควบคุมที่นำเสนอและตัวควบคุมเอชอินฟินิตี้แบบเดิม โดยในหัวข้อที่ 5.4 จะทำการทดสอบ ระบบด้วยการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ภายในระบบด้วยการทดสอบชนิดการแกว่งไม่ซ้ำที่ NRRO โดยได้นำทั้งหมด 16 เคสทดสอบ มาทดสอบประสิทธิภาพของตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยเทคนิคที่ นำเสนอนี้ ในหัวข้อสุดท้ายที่ 5.5 จะสรุปผลภาพรวมของการศึกษาวิจัยในเนื้อหาของการออกแบบนี้



รูปที่ 5-1 แผนผังการควบคุมป้อนกลับสำหรับระบบควบคุมตำแหน่งหัวอ่านฮาร์ดดิสก์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับระบบระบุตำแหน่งของหัวอ่านฮาร์ดดิสก์โดยใช้วิธีการจัด สัณฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ และการออกแบบระบบที่นำเสนอด้วยเทคนิค v-gap

ในการออกแบบตัวควบคุมคงทนด้วยใช้เทคนิค v-gap นั้นในขั้นตอนแรกเริ่มจากการสังเคราะห์ชุดควบคุมแบบเอชอินฟินิตี้แบบเดิมก่อนหลังจากนั้นนำมาออกแบบตัวควบคุมที่นำเสนอโดยขั้นตอนการออกแบบชุดควบคุมที่นำเสนอแผนภาพแสดงการทำงานตามรูปที่ 5-2 และมีลำดับขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 เริ่มจากการประมาณฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักก่อนและหลัง ซึ่งได้มีการให้รายละเอียดดังแสดงในบทก่อนหน้า เพื่อจัดสัณฐานให้ระบบมีลักษณะของวงรอบเปิดในโดเมนความถี่ (Open loop frequency response) เป็นไปตามต้องการ โดยฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักก่อนและหลัง (Pre- and post-compensator) W_1 และ W_2 ได้ถูกกำหนดไว้ดังสมการที่ (5.1) ซึ่งกราฟแสดงค่าเอกฐานของผลตอบสนองทางความถี่แบบวงรอบเปิดแสดงดังรูปที่ 3-5 โดยระบบที่ได้รับการจัดสัณฐานแล้วแสดงดังสมการที่ (5.2) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{0.0081s + 56.95}{s + 5900} \\ \frac{s + 39300}{s + 217500} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$G_s = W_1 G W_2 \quad (5.2)$$

ขั้นตอนที่ 2 แก่สมการรีคคาตีเพื่อหาค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุดและสังเคราะห์ชุดควบคุมเอชอินฟินิตี้แบบเดิม (Conventional H_∞ loop shaping controller) โดยอาศัยสมการดังนี้

$$\|T_w\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I + G_s K_\infty)^{-1} [I \ G_s] \right\|_\infty \leq \varepsilon^{-1} \quad (5.3)$$

โดยชุดควบคุมสุดท้ายที่นำไปใช้ควบคุมการทำงานของระบบระบุตำแหน่งหัวอ่านมีโครงสร้างดังนี้

$$K_{H_\infty} = W_1 K_\infty W_2 \quad (5.4)$$

ขั้นตอนที่ 3 กำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมที่ต้องการ ซึ่งในงานวิจัยนี้นำเสนอเป็นตัวควบคุมอันดับ 3 ดังนี้

$$K(z) = \frac{z_{m1}s^3 + z_{m2}s^2 + z_{m3}s^1 + z_{m4}}{z_{n1}s^3 + z_{n2}s^2 + z_{n3}s^1 + z_{n4}} \quad (5.5)$$

โดยเซตของพารามิเตอร์ที่ใช้ในการหาค่าเหมาะสมที่สุดนั้นแสดงดังนี้

$$z = [z_{m1}, z_{m2}, z_{m3}, z_{m4}, z_{n1}, z_{n2}, z_{n3}, z_{n4}] \quad (5.6)$$

ขั้นตอนที่ 4 ระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบเอชอินฟินิตี้ที่สังเคราะห์ได้แล้วในขั้นตอนที่ 2 มาทำการเปรียบเทียบความคล้ายของระบบป้อนกลับกับระบบที่ได้รับการควบคุมด้วยตัวควบคุมที่กำหนดโครงสร้างไว้ โดยที่ค่าความคล้ายนี้ถูกกำหนดด้วยวิธีการ v -gap ซึ่งถูกนำมาใช้เป็นฟังก์ชันฟิตเนตในการค้นหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของตัวควบคุมที่นำเสนอด้วยวิธีการของกลุ่มอนุภาคต่อไป โดยฟังก์ชันฟิตเนตและเงื่อนไขข้อจำกัดมีรายละเอียดดังนี้

$$Fitness [f^n] = J_{Cost}^{-1} = \begin{cases} [\delta_v(W_1 K_\infty W_2 G_0, K(z)G_0)]^{-1} & \text{if } K \text{ stabilized the } G_0 \\ 0.0001 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (5.7)$$

เมื่อระบบมีเสถียรภาพและได้ตามข้อกำหนดทางเวลาค่าฟิตเนตจะมีค่าเป็นไปตามค่าส่วนกลับของค่า gap จากเทคนิค v -gap ขณะที่ค่าฟิตเนตจะถูกกำหนดให้มีค่า ค่า 0.001 หรือมีค่าน้อยมากๆ เมื่อค่าตัวแปร z ภายในของตัวควบคุมที่นำเสนอทำให้ระบบสูญเสียเสถียรภาพและไม่ได้ตามเงื่อนไขทางเวลาที่ต้องการ โดยที่

$$\delta_v(G_0, G_1) = \begin{cases} \|\psi(G_0, G_1)\|_\infty, & \text{if } \det(I + G_1^{-1}G_0)(j\omega) \neq 0 \quad \forall \omega \in (-\infty, \infty) \text{ and} \\ \text{wno } \det(I + G_1^{-1}G_0) + \eta(G_0) - \eta(G_1) - \eta_0(G_1) = 0, & \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5.8)$$

เมื่อ

$$\psi(G_0, G_1) = (I + G_1^{-1}G_0)^{-1/2} (G_0 - G_1)(I + G_0^{-1}G_1)^{-1/2} \quad (5.9)$$

ขั้นตอนที่ 5 กำหนดขอบเขตของพารามิเตอร์ของชุดควบคุมที่นำเสนอ ดังนี้

$z_1 \in [0.001, 0.01]$, $z_2 \in [10, 1000]$, $z_3 \in [100, 10000]$, $z_4 \in [100, 100000]$, $z_5 \in [1, 100]$, $z_6 \in [1000, 200000]$, $z_7 \in [1000, 200000]$, $z_8 \in [1000, 200000]$ โดยค่าพารามิเตอร์สำหรับเทคนิคการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาคมีรายละเอียดดังนี้

$$PSO \text{ พารามิเตอร์ : } \left\{ \begin{array}{l} \text{จำนวนอนุภาค} = 30 \\ \text{ความเร็วสูงสุดและต่ำสุด} = 0.6 \text{ และ } 1.8 \\ \text{ความเร่งสูงสุดและต่ำสุด} = 2.1 \text{ และ } 2.1 \\ \text{ความเฉื่อยของอนุภาคสูงสุดและต่ำสุด} = 0.3 \text{ และ } 0.9 \\ \text{จำนวนรอบสูงสุด} = 100 \end{array} \right.$$

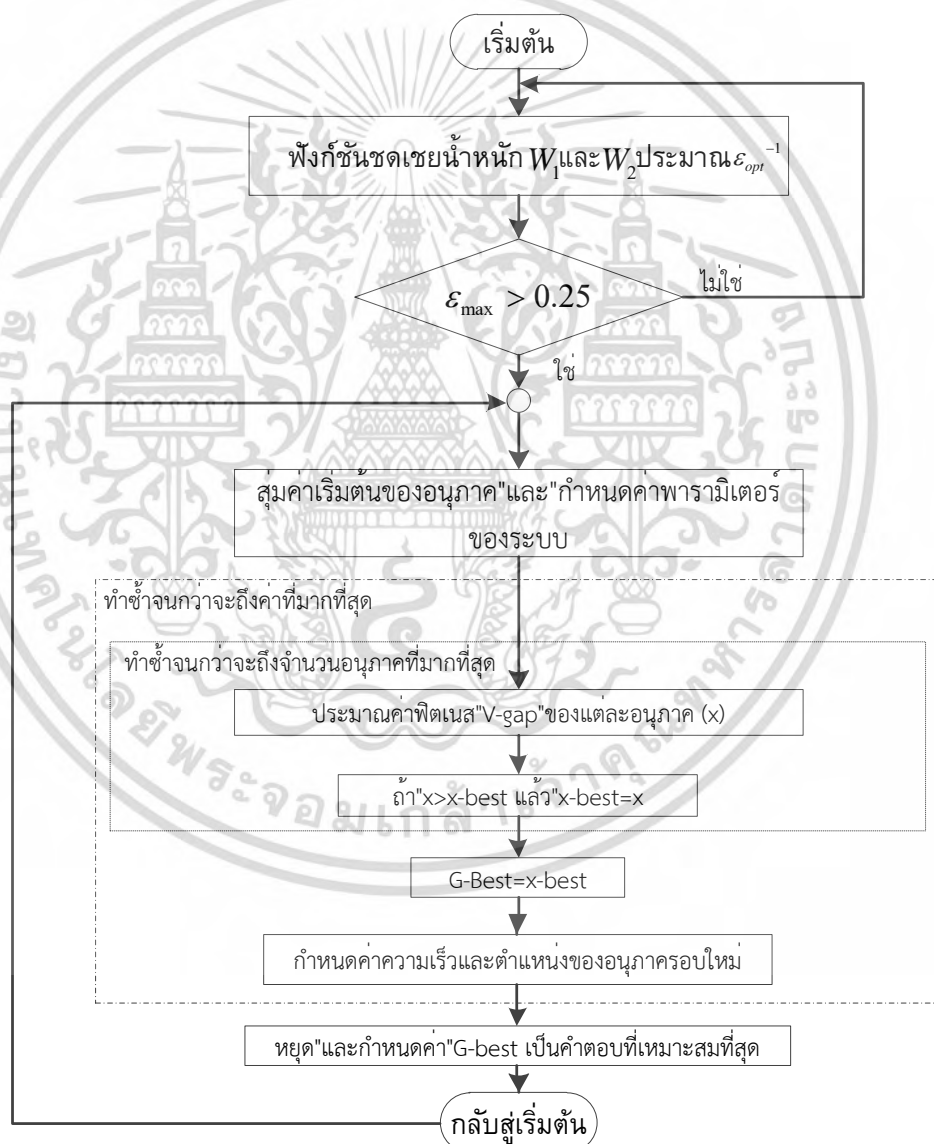
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 6 ทำการสุ่มประชากรชุดแรก

ขั้นตอนที่ 7 คำนวณค่าฟิตเนสฟังก์ชันตามสมการที่ (5.7) และทดสอบผลตอบตอบสนองกับเงื่อนไขที่กำหนดไว้ โดยที่ค่าตัวแทนมากที่สุดจะถูกเลือกมาเป็นคำตอบขอการค้นหาในรอบนั้นๆ

ขั้นตอนที่ 8 กำหนดตัวแทนชุดถัดไปแล้วทำซ้ำในขั้นตอนที่ 7 จนกว่าจะครบจำนวนรอบสูงสุดที่ได้ตั้งไว้

ขั้นตอนที่ 9 เมื่อจบกระบวนการค่าที่ได้ผลตอบสนองสูงที่สุดและได้ตามเงื่อนไขทางเวลาและความถี่ตามที่ต้องการจะเป็นชุดค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของตัวควบคุมที่กำหนดขึ้น



รูปที่ 5-2 แผนภาพแสดงขั้นตอนการหาตัวควบคุมกำหนดโครงสร้างด้วย v-gap ที่ประยุกต์ใช้ขั้นตอนการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบกลุ่มอนุภาค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 ผลการออกแบบของชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอผ่านเทคนิค v-gap และประยุกต์ใช้การหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบกลุ่มมอนุภาค

การควบคุมระบบระบุตำแหน่งหัวอ่านด้วยตัวขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์ (VCM) โดยที่ระบบขับเคลื่อนที่นำมาประยุกต์ในบทนี้จะรวมผลของตัวกรองแบบนอชชนิดคงค่า (Fixed frequency notch filter) โดยมีพารามิเตอร์ดังตารางที่ 5-2 สมการของระบบขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์ แสดงดังสมการที่ (5.10) นอกจากนั้นชุดควบคุมคงทนจัดสัณฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้แบบเดิม (Conventional H_∞ loop shaping) หลังจากทำการสังเคราะห์แล้วจะมีอันดับเท่ากับ 12 ซึ่งให้ค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพที่ 0.65 ซึ่งการการันตีว่าฟังก์ชันชดเชยนำหน้ที่ออกแบบขึ้นนั้นมีความเหมาะสม และทำให้ระบบมีเสถียรภาพความคงทนที่สูง แสดงดังสมการที่ (5.11)

$$G_{VCM \& NOTCH}(s) = \frac{\begin{aligned} &1.544 \times 10^9 s^{11} + 1.055 \times 10^{15} s^{10} + 1.175 \times 10^{19} s^9 \\ &+ 6.247 \times 10^{24} s^8 + 2.878 \times 10^{28} s^7 + 1.097 \times 10^{34} s^6 \\ &+ 2.575 \times 10^{37} s^5 + 5.934 \times 10^{42} s^4 + 4.539 \times 10^{45} s^3 \\ &+ 7.838 \times 10^{50} s^2 + 3.525 \times 10^{52} s + 1.505 \times 10^{56} \end{aligned}}{\begin{aligned} &s^{13} + 53557 s^{12} + 8.625 \times 10^9 s^{11} + 3.1 \times 10^{14} s^{10} + 2.338 \times 10^{19} s^9 \\ &+ 5.26 \times 10^{23} s^8 + 2.163 \times 10^{28} s^7 + 2.78 \times 10^{32} s^6 \\ &+ 7.439 \times 10^{36} s^5 + 3.647 \times 10^{40} s^4 + 7.816 \times 10^{44} s^3 \\ &+ 5.095 \times 10^{46} s^2 + 1.51 \times 10^{51} s + 1.881 \times 10^{51} \end{aligned}} \quad (5.10)$$

$$K_{H_\infty}(s) = \frac{\begin{aligned} &0.008235 s^{12} + 2354 s^{11} + 1.526 \times 10^8 s^{10} + 1.109 \times 10^{13} s^9 \\ &5.046 \times 10^{17} s^8 + 1.28 \times 10^{22} s^7 + 3.468 \times 10^{26} s^6 \\ &+ 4.877 \times 10^{30} s^5 + 5.868 \times 10^{34} s^4 + 5.366 \times 10^{38} s^3 \\ &+ 1.844 \times 10^{42} s^2 + 1.807 \times 10^{44} + 3.484 \times 10^{47} \end{aligned}}{\begin{aligned} &s^{12} + 4.721 \times 10^5 s^{11} + 6.461 \times 10^{10} s^{10} + 3.04 \times 10^{15} s^9 \\ &2.483 \times 10^{20} s^8 + 5.426 \times 10^{24} s^7 + 1.818 \times 10^{29} s^6 \\ &+ 2.383 \times 10^{33} s^5 + 3.083 \times 10^{37} s^4 + 2.756 \times 10^{41} s^3 \\ &+ 8.697 \times 10^{44} s^2 + 9.01 \times 10^{46} + 1.638 \times 10^{50} \end{aligned}} \quad (5.11)$$

จากนั้นทำการสังเคราะห์ชุดควบคุมที่นำเสนอโดยอาศัยเทคนิค v-gap ในการวัดระยะห่าง (gap) หรือความเหมือนกันในแบบพฤติกรรมของระบบป้อนกลับซึ่งถูกตั้งให้เป็นฟังก์ชันพิตเนตของวิธีการหาค่าเหมาะสมแบบกลุ่มมอนุภาค จากรูปที่ 5-3 แสดงค่าส่วนกลับของสมการที่ (5.8) ซึ่งเป็นส่วนกลับของระยะห่างที่น้อยที่สุดของระบบสองระบบที่ทำการพิจารณาโดยมีค่าอยู่ประมาณ 11.4 หรือมีค่า $\delta_v(G_0, G_1)$ เท่ากับ 0.0877 โดยเป็นค่าที่น้อยที่สุดที่ระบบหาได้จากขอบเขตที่ตั้งไว้ ค่าดังกล่าวแสดงถึงความคล้ายกันของทั้งสองระบบที่สนใจ สำหรับตัวควบคุมที่สังเคราะห์ได้แสดงดังนี้

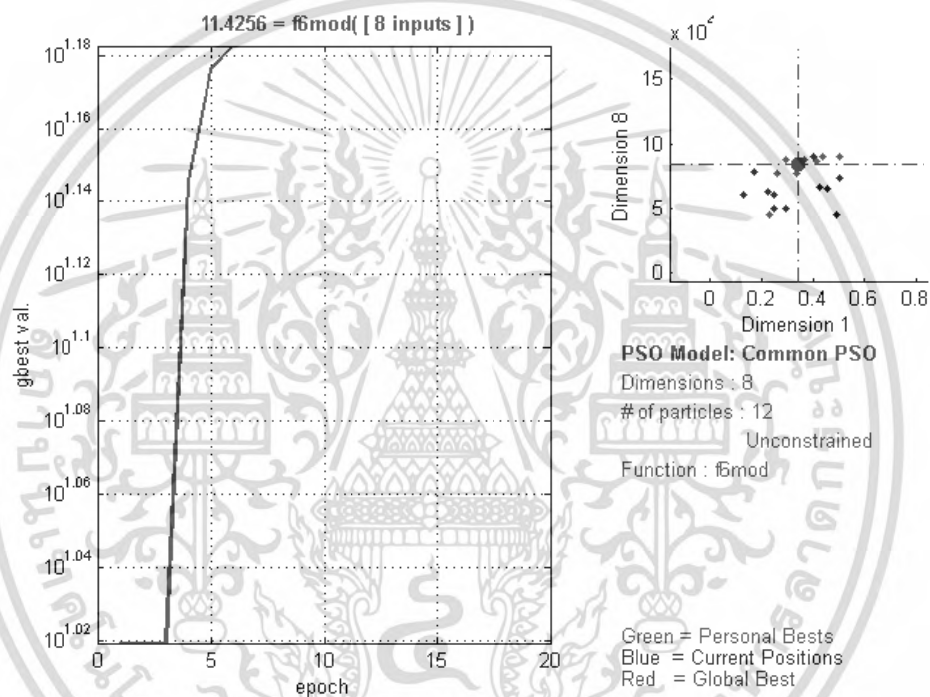
$$K(z) = \frac{0.2653s^3 + 707.3s^2 + 3561s + 3157}{167.8s^3 + 4.055 \times 10^5 s^2 + 2.788 \times 10^5 s + 8.713 \times 10^5} \quad (5.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (5.12) จะเห็นได้ว่าอันดับของตัวควบคุมของชุดควบคุมที่นำเสนอมีอันดับที่ต่ำกว่าตัวควบคุมแบบเอชอินฟินิตี้เดิมมาก ขณะที่ระบบที่ถูกควบคุมด้วยชุดควบคุมทั้งสองแบบนี้ให้ผลตอบสนองใกล้เคียงกัน โดยแผนภาพของค่าเอกฐานของฟังก์ชันความไว (Sensitivity function, S) และฟังก์ชันเติมเต็มความไว (Complementary sensitivity function, T) โดยฟังก์ชันดังกล่าวมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$S = (I + GK)^{-1} \quad (5.13)$$

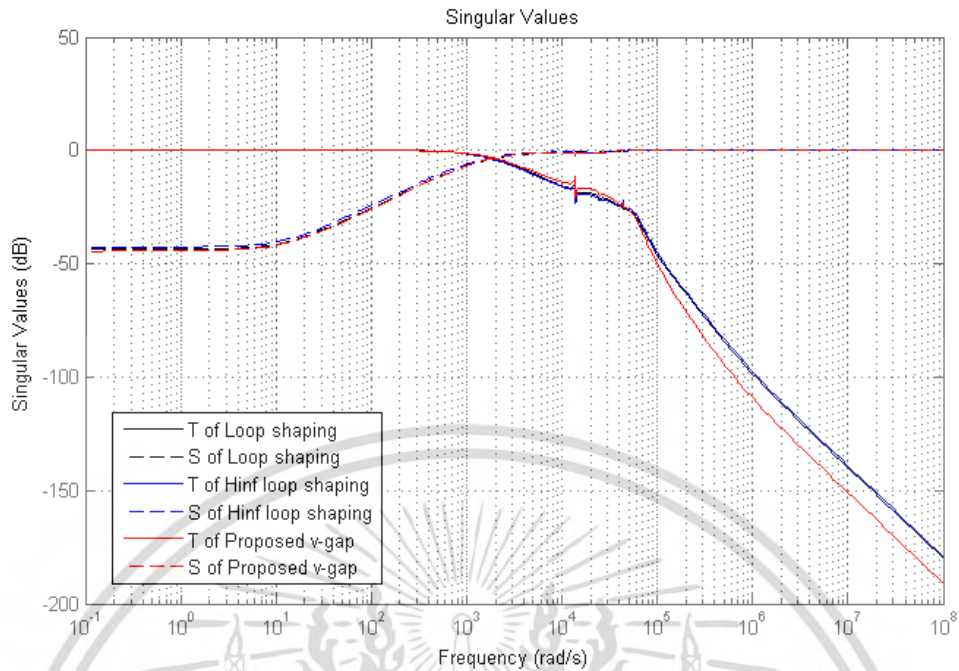
$$T = GK (I + GK)^{-1} \quad (5.14)$$



รูปที่ 5-3 ค่าส่วนกลับของระยะห่างน้อยที่สุดด้วยวิธีวีแก๊ป (V-gap) ของการดำเนินขั้นตอนการหาค่าเหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาคในแตรอบ

5.4 การจำลองการทำงานของระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

จากการออกแบบชุดควบคุมทั้งสองแบบคือชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิม (Conventional H_∞ loop shaping) และเทคนิคการสังเคราะห์ชุดควบคุมกำหนดโครงสร้างได้โดยพิจารณาความเหมือนของระบบเมื่อเปรียบเทียบกับเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิมด้วยเทคนิควีแก๊ป (V-gap) ดังแสดงในสมการที่ (5.11) และ (5.12) ตามลำดับ



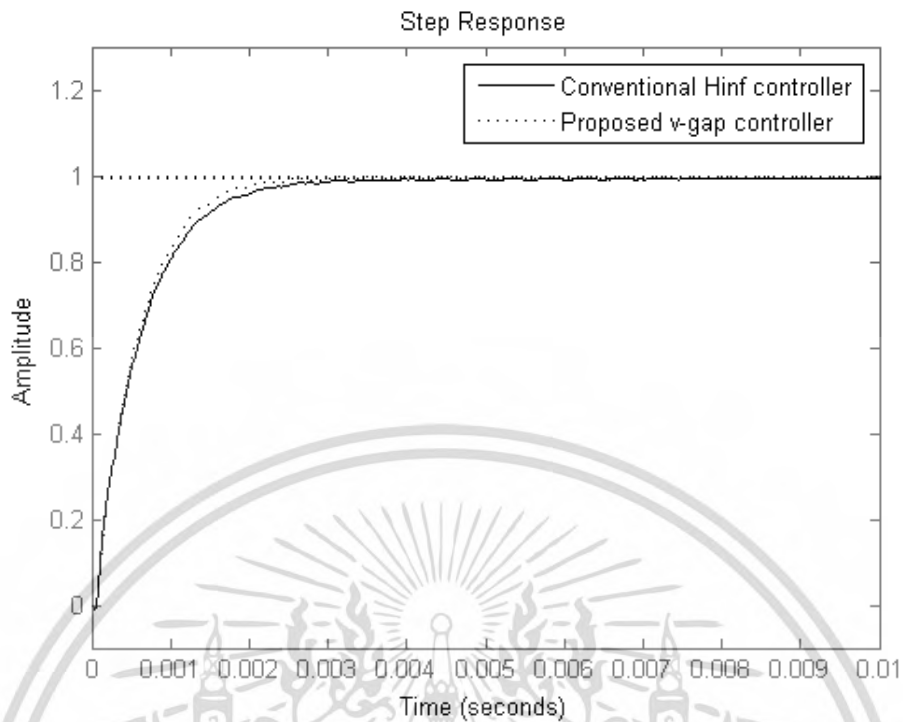
รูปที่ 5-4 ค่าเอกฐานของฟังก์ชันความไว (Sensitivity function)(เส้นประ) และฟังก์ชันเติมเต็มความไว (Complementary sensitivity function) (เส้นทึบ)

จากรูปที่ 5-4 สังเกตได้ว่าผลตอบสนองในโดเมนความถี่ (Frequency domain) ของฟังก์ชันความไวและฟังก์ชันเติมเต็มความไวของเทคนิคการปรับสัณฐานแบบเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิมและชุดควบคุมตามเทคนิคที่นำเสนอให้ผลตอบสนองใกล้เคียงกันมาก ซึ่งสอดคล้องกับผลการหาระยะห่างน้อยสุดของสองระบบที่พิจารณาผ่านวิธีการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาค นอกจากนี้การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา (Time domain) โดยใช้สัญญาณขั้นบันได (Step response) ต่อสมการที่ (5.14) เพื่อสังเกตประสิทธิภาพการตามรอยสัญญาณคำสั่ง (Tracking performance) และผลตอบสนองทางเวลาโดยใช้สัญญาณขั้นบันได (Step response) ต่อสมการที่ (5.13) เพื่อสังเกตผลการจัดการตัวรบกวนระบบ (Disturbance rejection) ของตัวควบคุมทั้งสองเทคนิคที่นำมาเปรียบเทียบกัน โดยผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 5-5 และรูปที่ 5-6 ตามลำดับซึ่งผลการเปรียบเทียบค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพและผลตอบสนองทางเวลาของทั้งสองระบบได้ถูกเปรียบเทียบดังแสดงในตารางที่ 5-1

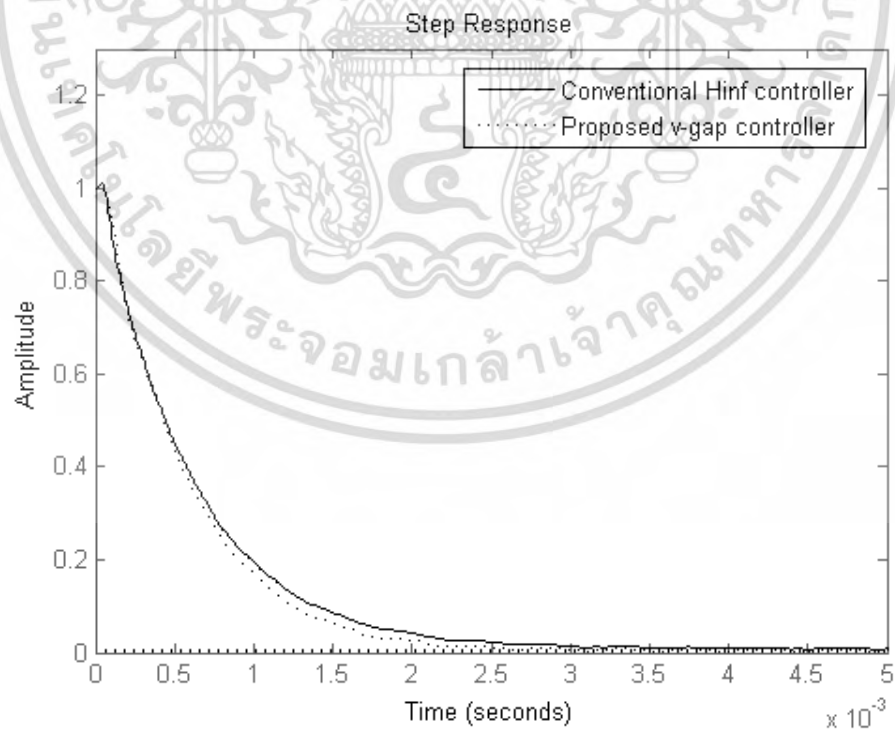
ตารางที่ 5-1 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของควบคุมทั้งสองตัวควบคุมที่พิจารณา

เทคนิค	ส่วนเผื่อเสถียรภาพ (ϵ)	เวลาเข้าสู่สมดุลง	เปอร์เซ็นต์พุ่งเกิน	อันดับ
H_∞ loop shaping	0.612	0.0027	0%	14
Proposed v-gap technique	0.4782	0.0021	0.08%	3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5-5 ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดของตัวควบคุมที่นำเสนอ (เส้นประ) และตัวควบคุมจัดสรรฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิม (เส้นทึบ)



รูปที่ 5-6 ผลตอบสนองในการจัดการตัวรบกวนของตัวควบคุมที่นำเสนอ (เส้นประ)

และตัวควบคุมจัดสรรฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิม (เส้นทึบ)

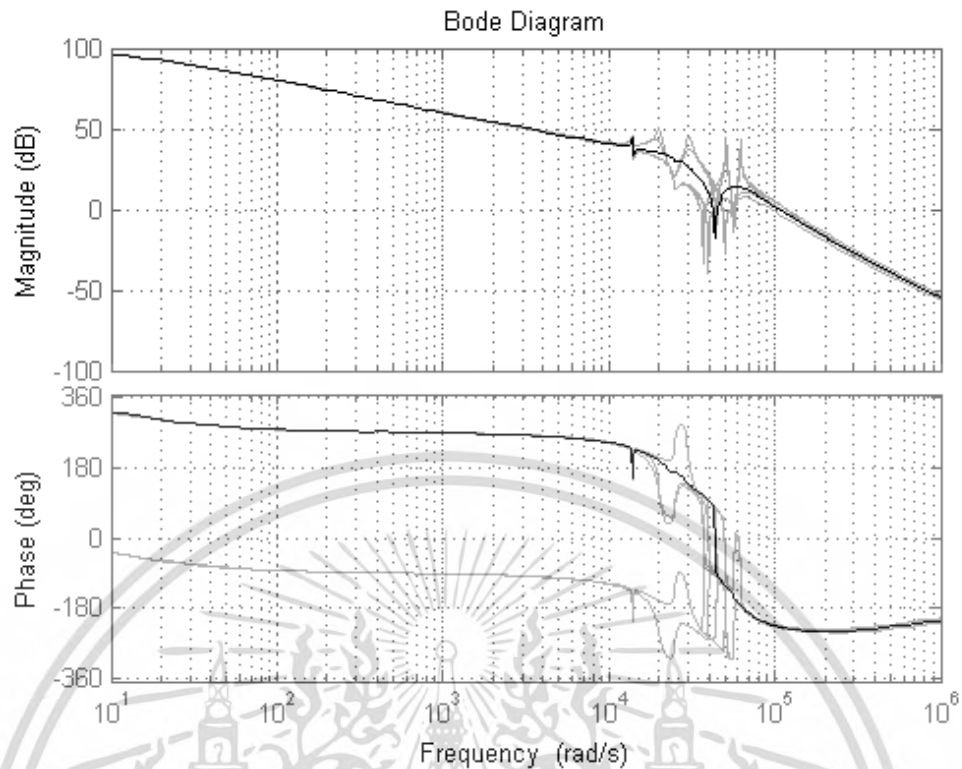
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้เพื่อทดสอบประสิทธิภาพความคงทนของเทคนิคที่นำเสนอในการควบคุมการระบุตำแหน่งของหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ จึงได้ทดสอบการทำงานของระบบที่ถูกควบคุมด้วยชุดควบคุมที่นำเสนอโดยใช้การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ภายในระบบทั้งหมด 16 เคส การทดสอบ ซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ในระบบตั้งแต่ 20-50 เปอร์เซ็นต์ โดยพารามิเตอร์ของระบบที่ได้รับการรบกวนนั้นแสดงดังตารางที่ 5-2

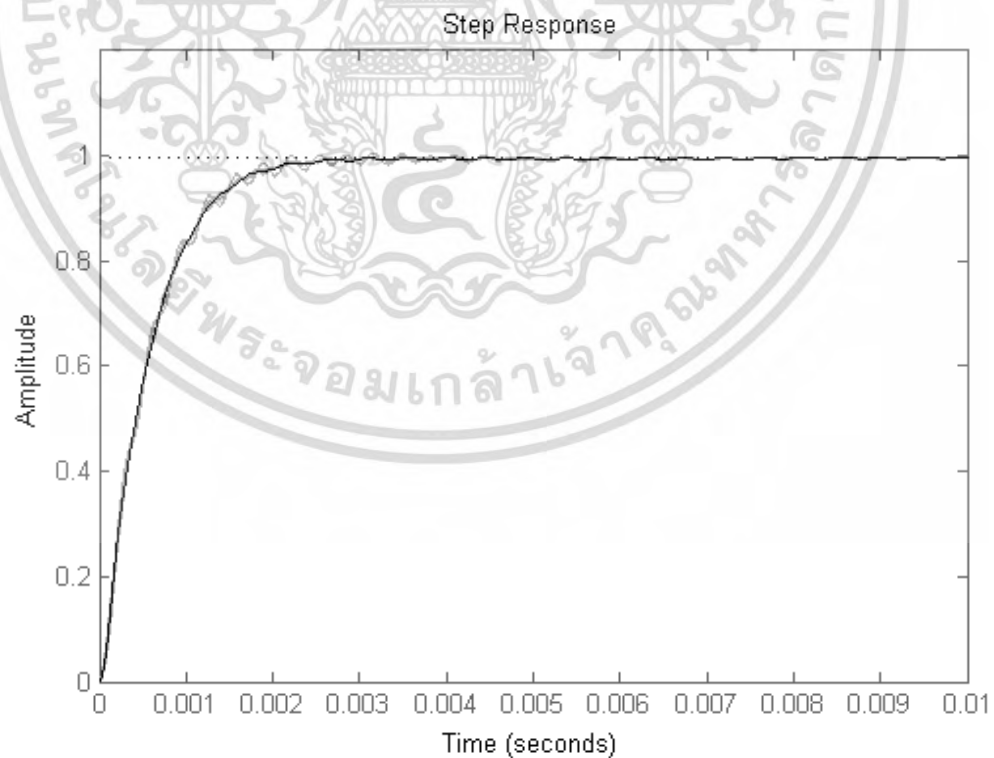
ตารางที่ 5-2 ค่าพารามิเตอร์ของระบบวอล์คคอยมอเตอร์ (Voice coil motor) ของระบบปกติและระบบที่โดนรบกวนลักษณะการแกว่งไม่ซ้ำที่ (NRRO)

พารามิเตอร์ของระบบหัวอ่าน	ค่าของพารามิเตอร์ของระบบ	เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนที่ระบบโดนรบกวน
(m, k_t, k_v)	(0.002, 20, 64.013)	-
$(a_1, b_1, \zeta_1, \omega_1)$	(0.0000115, -0.00575, 0.05, 70)	(-, -, 50%, 20%)
$(a_2, b_2, \zeta_2, \omega_2)$	(0, 0.0230, 0.005, 2200)	(-, -, 50%, 20%)
$(a_3, b_3, \zeta_3, \omega_3)$	(0, 0.8185, 0.05, 4000)	(-, -, 50%, 30%)
$(a_4, b_4, \zeta_4, \omega_4)$	(0.0273, 0.1642, 0.005, 9000)	(-, -, 50%, 20%)

รูปที่ 5-7 และรูปที่ 5-8 แสดงผลตอบสนองทางความถี่เปิด (Open loop frequency response) และผลตอบสนองทางเวลาต่อสัญญาณขั้นบันได (Step response) ของระบบปกติและระบบที่โดนรบกวน ตามลำดับ จากผลการจำลองทางโปรแกรมคอมพิวเตอร์ดังกล่าวพบว่า ระบบที่ได้รับการควบคุมด้วยเทคนิคที่นำเสนอมีความคงทนต่อสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นขณะที่ยังสามารถรักษาเสถียรภาพความคงทนของระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 5-7 การเปรียบเทียบค่าเอกฐานของระบบที่ระบบระบุตำแหน่งหัวอ่านแบบปกติ (เส้นสีดำ) และระบบที่ได้รับการรบกวน 16 เคส ทดสอบ (เส้นสีเทา)



รูปที่ 5-8 การเปรียบเทียบผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดของระบบที่ระบบระบุตำแหน่งหัวอ่าน

แบบปกติ (เส้นสีดำ) และระบบที่ได้รับการรบกวน 16 เคส ทดสอบ (เส้นสีเทา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่ในเชิงพาณิชย์ การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 สรุปผลการทดลอง

ตัวควบคุมที่นำเสนอในบทนี้เป็นตัวควบคุมที่สังเคราะห์ขึ้นจากการประยุกต์ใช้คุณสมบัติความคล้ายในลักษณะของระบบป้อนกลับของทั้งสองระบบที่พิจารณาโดยที่ระบบแรกเป็นระบบที่ออกแบบโดยใช้วิธีการจัดสรรฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ และอีกระบบเป็นระบบที่นำเสนอโดยกำหนดโครงสร้างและใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ในการหาค่าเหมาะสมที่สุดของตัวควบคุมที่ทำให้ระยะห่าง (gap) หรือความคล้ายกันของระบบทั้งสองระบบที่พิจารณามีค่าน้อยที่สุด จากการทดลองพบว่าค่าระยะห่างที่น้อยที่สุดจากการหาค่าเหมาะสมอยู่ที่ 0.0703 ซึ่งมีค่าน้อยมาก นอกจากนี้ผลตอบสนองทางความถี่และผลตอบสนองทางเวลา ยังยืนยันถึงประสิทธิภาพที่คล้ายคลึงกันของทั้งสองระบบผ่านการแสดงการเปรียบเทียบด้วยผลตอบสนองต่อความไว (Sensitivity) และค่าเติมเต็มความไว (Complementary sensitivity) นอกจากนี้ 16 เคส ที่สื่อถึงระบบที่ได้รับการรบกวนยังได้ถูกนำมาทดสอบประสิทธิภาพความคงทนของระบบที่ออกแบบ ดังนั้นเทคนิคที่นำเสนอจึงเป็นทางเลือกหนึ่งในการสังเคราะห์ระบบควบคุมแบบคงทน นอกจากนี้ตัวควบคุมของเทคนิคที่นำเสนอยังมีอันดับต่ำและสามารถกำหนดโครงสร้างได้ตามความต้องการของผู้ออกแบบ ดังนั้นวิธีการที่นำเสนอจึงมีความเหมาะสมและยืดหยุ่นมากกว่าในการประยุกต์ใช้จริงในการควบคุมการระบุตำแหน่งของหัวอ่านให้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

บทที่ 6

สรุปผล

วิทยานิพนธ์นี้ศึกษาการออกแบบชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ชนิดกำหนดโครงสร้างได้ โดยประยุกต์ใช้ในการควบคุมตำแหน่งที่แม่นยำสูงของหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ซึ่งถูกควบคุมด้วยตัวขับเคลื่อนด้วยขดลวด (Voice Coil Motor : VCM) สำหรับฮาร์ดดิสก์อุตสาหกรรม ซึ่งขนาดความกว้างของร่องข้อมูลมีแนวโน้มที่ลดลงอย่างต่อเนื่องตามเทคโนโลยีของการพัฒนาหัวอ่าน และแผ่นจัดเก็บข้อมูล ทำให้หัวอ่านมีความอ่อนไหวและง่ายต่อการรบกวน อย่างไรก็ตามชุดควบคุมที่เหมาะสมสำหรับประยุกต์ใช้จริงในงานอุตสาหกรรมนั้นส่วนใหญ่เป็นชุดควบคุมที่มีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน โดยงานวิจัยนี้ได้มุ่งเน้นการออกแบบชุดควบคุมที่มีโครงสร้างง่ายแต่ยังคงสามารถรับประกันสมรรถนะความคงทนจากการรบกวนจากสิ่งรบกวนต่างๆ และรวมถึงสภาวะที่ตัวระบบเองมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ภายในระบบ โดยจากการศึกษาพบว่าโครงสร้างของชุดควบคุมที่นำเสนอมีความยืดหยุ่นต่อการประยุกต์ใช้งาน เนื่องจากสามารถกำหนดโครงสร้างได้ตามความต้องการของผู้ออกแบบ นอกจากนี้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ยังได้ถูกใช้สำหรับหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของตัวควบคุมที่ถูกกำหนดโครงสร้างนั้น สำหรับเทคนิคที่ประยุกต์ใช้ในงานวิจัยนี้เป็นเทคนิคการหาค่าความเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาค ซึ่งช่วยทำให้แก้ปัญหาทางคณิตศาสตร์ที่ยู่งยากซับซ้อนในการออกแบบชุดควบคุมคงทนภายใต้เทคนิคการออกแบบชุดควบคุมแบบคงทนง่ายขึ้นนอกจากนี้เทคนิคที่ออกแบบยังถูกนำไปประยุกต์ใช้ในระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตของเครื่องมือช่วยผ่าตัดขนาดเล็กมากโดยใช้หลักการควบคุมตำแหน่งด้วยแรงเคลื่อนแม่เหล็กเพื่อทำทดสอบสมรรถนะและประสิทธิภาพของชุดควบคุมที่ออกแบบขึ้นโดยผลจากการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และการทดลองจริงยืนยันประสิทธิภาพและเสถียรภาพความคงทนของชุดควบคุมที่ถูกออกแบบด้วยเทคนิคที่นำเสนอในงานวิจัยนี้

6.1 สรุปผลการทดลอง

ผลการทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ถูกแบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ การออกแบบชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ชนิดกำหนดโครงสร้างได้สำหรับหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ที่ถูกควบคุมตำแหน่งด้วยขดลวดขับเคลื่อนด้วยขดลวดร่วมกับการออกแบบตัวกรองปรับตัวได้แบบนอชสำหรับขดลวด

ผลกระทบจากการเปลี่ยนตำแหน่งของจุดเรโซแนนซ์ร่วมกับชุดควบคุมหลักที่ถูกออกแบบโดยวิธีการที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำเสนอ การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้สำหรับระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตของเครื่องมือช่วยการผ่าตัดขนาดเล็กและการออกแบบระบบควบคุมคงทนกำหนดโครงสร้างได้ โดยพิจารณาความคล้ายของระบบป้อนกลับ 2 ระบบที่พิจารณาด้วยเทคนิค v-gap สำหรับการควบคุมหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์

ในส่วนแรกเป็นการออกแบบชุดควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ชนิดกำหนดโครงสร้างได้สำหรับวอยซ์คอยมมอเตอร์ของหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ โดยได้ทำการทดลองเปรียบเทียบกับตัวควบคุมแบบเหมาะสมที่สุดวิธีอื่น อาทิ การออกแบบชุดควบคุมกำหนดโครงสร้างได้นอนสมูทตัวควบคุมชนิดเอชอินฟินิตี้แบบเดิมชนิดลูปให้มีลำดับที่ใกล้เคียงกับชุดควบคุมที่นำเสนอ ผลการทดลองแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะและผลตอบสนองของชุดควบคุมที่ออกแบบขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคอื่น โดยสัญญาณรบกวนที่มีคาบคงที่เหมือนกับสัญญาณรบกวนในฮาร์ดดิสก์และการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ภายในได้ถูกป้อนเข้าสู่ระบบเพื่อทดสอบประสิทธิภาพความคงทนของแต่ละชุดควบคุม ซึ่งผลจากการทดลองแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่ดีกว่าเทคนิคอื่นอย่างเห็นได้ชัดเจนนอกจากนี้ในบทนี้นำเสนอการออกแบบตัวกรองแบบปรับตัวได้แบบน็อช (Adaptive notch filter) เพื่อชดเชยผลของการเปลี่ยนแปลงจุดเรโซแนนซ์ในหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ ซึ่งส่งผลต่อประสิทธิภาพในการควบคุมตำแหน่งของหัวอ่านไปยังร่องข้อมูลที่ต้องการเทคนิคการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบกลุ่มอนุภาคถูกใช้ในการหาค่าตำแหน่งที่เปลี่ยนแปลงไปของความเร็วเรโซแนนซ์ โดยค่าความคลาดเคลื่อนของตำแหน่งถูกใช้เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของเทคนิคปัญญาประดิษฐ์ดังกล่าว เมื่อค่าความคลาดเคลื่อนตำแหน่งต่ำกว่าค่าที่กำหนดไว้ระบบจะหยุดค้นหาตำแหน่งของจุดเรโซแนนซ์ และกลับมาใช้ชุดควบคุมหลักที่ออกแบบด้วยเทคนิคการจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ชนิดกำหนดโครงสร้างได้ ผลจากการทดสอบระบบด้วยการเปลี่ยนตำแหน่งของจุดเรโซแนนซ์ทั้ง 6 การทดสอบ พบว่าเทคนิคการควบคุมแบบไม่พิจารณาเงื่อนไขการเปลี่ยนตำแหน่งของจุดเรโซแนนซ์ ระบบจะเกิดค่าพุ่งเกิน (Overshoot) และมีการแกว่งมากขึ้นเมื่อตำแหน่งเรโซแนนซ์เกิดขึ้นใกล้กับตำแหน่งที่ออกแบบไว้เดิม ในขณะที่ผลจากเทคนิคที่ออกแบบโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้แบบน็อชจะมีค่าพุ่งเกินเล็กน้อยและมีค่าต่ำลงเมื่อระบบตัวกรองที่นำเสนอสิ้นสุดการทำงาน

ในส่วนถัดมาเป็นการออกแบบชุดควบคุมคงทนสำหรับควบคุมตำแหน่งของปลายมีดของเครื่องมือช่วยผ่าตัดขนาดเล็กมากซึ่งมีความอ่อนไหวต่อการรบกวนได้ง่าย โดยการควบคุมระบบดังกล่าวมีความยุ่งยากและซับซ้อนเนื่องจากผลของพลศาสตร์ที่เชื่อมโยงกัน (Coupling) ในงานวิจัยนี้ได้เสนอในสองเทคนิคคือตัวควบคุมแบบรวมศูนย์ (Centralized controller) และตัวควบคุมแบบไม่

รวมศูนย์ (Decentralized controller) สำหรับเป็นตัวควบคุมระบบของเครื่องมือผ่าตัดขนาดเล็ก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เผยแพร่เห็นประโยชน์ในการศึกษาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยโมเดลทางคณิตศาสตร์ระบบนี้ใช้การบ่อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ชนิดกวาดความถี่เข้าสู่ระบบและวัดผลตอบสนองมาสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ จากการจำลองพบว่าเทคนิคการควบคุมด้วยตัวควบคุมรวมศูนย์จะมีผลการเชื่อมโยงระหว่างอินพุตและเอาต์พุตเพียงเล็กน้อย แต่มีผลตอบสนองทางเวลาในแต่ละแกนใกล้เคียงกับตัวควบคุมชนิดไม่รวมศูนย์ อย่างไรก็ตามเทคนิคที่นำเสนอดังกล่าวยังประกันความเสถียรภาพด้วยการทดสอบความคงทน โดยปรับค่าแรงดันไฟฟ้าขาเข้าของระบบให้ต่ำลง 4 ระดับ ซึ่งเปรียบเทียบกับเทคนิคพีไอดีที่จูนผ่านวิธีการซีเกลอร์-นิโคลส (Ziegler-Nichols) ผลการทดลองแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่เหนือกว่าของทั้งสองตัวควบคุมที่นำเสนอ แต่อย่างไรก็ตามเทคนิคแบบรวมศูนย์มีลำดับของตัวควบคุมที่สูงกว่าแบบไม่รวมศูนย์ถึงสองเท่า ดังนั้นจึงเป็นทางเลือกในการออกแบบและประยุกต์ใช้ชุดควบคุมสำหรับระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสำหรับนำไปประยุกต์ใช้งานจริงต่อไป

สำหรับในส่วนสุดท้ายนี้เป็นการประยุกต์ใช้ความเหมือนของระบบป้อนกลับสองระบบที่พิจารณาโดยที่ระบบแรกเป็นระบบที่ได้รับการออกแบบด้วยวิธีการสังเคราะห์ตัวควบคุมคงทนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ ขณะที่ระบบที่สองที่นำเสนอเป็นระบบที่ตัวควบคุมถูกกำหนดโครงสร้างไว้ซึ่งค่าความเหมือนดังกล่าวสามารถคำนวณผ่านเทคนิคการประเมินความเหมือนคล้ายด้วยวิธีการแบบ v-gap โดยค่าดังกล่าวจะถูกทำให้มีค่าต่ำที่สุดด้วยวิธีการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยกลุ่มอนุภาค ผลการทดสอบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพในทางเวลาและความถี่ของระบบที่ควบคุมด้วยเทคนิคที่นำเสนอที่มีความคล้ายกันกับเทคนิคการจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ นอกจากนี้ระบบที่ถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมที่นำเสนอยังได้รับการทดสอบความคงทนด้วยการทดสอบ 16 เคส ของการรบกวนระบบที่เป็นการรบกวนแบบไม่ซ้ำที่ (NRRO) ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมด้วยเทคนิคที่นำเสนอสามารถทนต่อการรบกวนระบบที่นำมาทดสอบได้อย่างมีประสิทธิภาพ

จากการออกแบบชุดควบคุมที่นำเสนอผ่านระบบที่แตกต่างกันแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของชุดควบคุมที่นำเสนอ โดยชุดควบคุมที่นำเสนอมีโครงสร้างง่าย มีสมรรถนะความคงทนต่อสิ่งรบกวนที่ดี และสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้อย่างหลากหลาย ทั้งในระบบอินพุตและเอาต์พุตเดี่ยวและระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

6.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

ปัญหาสำคัญของการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของชุดควบคุมที่ออกแบบบนพื้นฐานการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนจัดสัญญาณวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ชนิดกำหนดโครงสร้างได้คือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้สำหรับนักศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่เชิงวิชาการโดยไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การลู่เข้าของคำตอบ โดยปกติแล้วขอบเขตของค่าพารามิเตอร์จะถูกกำหนดให้กว้างมากพอให้ครอบคลุมคำตอบของระบบ แต่อย่างไรก็ตามขอบเขตที่กว้างมากเกินไปจะส่งผลต่อเวลาที่ใช้ในการค้นหาคำตอบ รวมทั้งอาจไม่การันตีการหาคำตอบ ดังนั้นวิธีการที่เหมาะสมนอกเหนือจากการออกแบบผ่านประสบการณ์ของผู้ออกแบบคือ การประยุกต์ใช้วิธีการทางเชิงเส้นในการหาค่าพารามิเตอร์ตั้งต้นให้กับการค้นหาของปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งจะเป็นการการันตีการลู่เข้าคำตอบของเทคนิคการค้นหาคำตอบด้วยปัญญาประดิษฐ์ วิธีการหนึ่งที่น่าสนใจคือเทคนิคอสมการเมทริกซ์เชิงเส้น (Linear matrix inequality : LMI)

6.3 ข้อเสนอแนะในการทำงานวิจัย

ในการออกแบบตัวควบคุมกำหนดโครงสร้างได้แบบเอชอินฟินิตี้ (H_∞ robust loop shaping) สามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้กับระบบที่หลากหลาย แต่อย่างไรก็ตามการออกแบบตัวควบคุม ควรพิจารณาลักษณะของแต่ละระบบด้วยเช่นกัน อาทิเช่น แบนด์วิธของระบบ, การอิมิต์ของตัวขับเคลื่อน และข้อจำกัดด้านพลังงานของอินพุต เป็นต้น นอกจากนี้ขอบเขตของการค้นหาคำตอบของตัวควบคุม จำเป็นต้องเลือกโดยอาจใช้เทคนิคที่กล่าวมาข้างต้นในการกำหนดค่าเริ่มต้นและขอบเขตให้มีความกว้างที่เหมาะสมเพื่อช่วยให้การหาค่าเหมาะสมจากเทคนิคปัญญาประดิษฐ์สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

เอกสารอ้างอิง

- [1] รายงานสำนักงานเศรษฐกิจอุตสาหกรรม, 2016
- [2] Mark Kryder, "Seventy Years of Disk Drives: The Exciting Road Ahead, Seagate Technology", November 2006.
- [3] เว็บไซต์ :<http://www.anandtech.com/show/7290/seagate-to-ship-5tb-hdd-in-2014-using-shingled-magnetic-recording>
- [4] C. A. Ross, "Patterned magnetic recording media." *Annu. Rev. Mater. Res.*, vol. 31, pp. 203-235, 2001.
- [5] R. Wood, M. Williams, A. Kavcic, and J. Miles, "The feasibility of magnetic recording at 10 terabits per square inch on conventional media," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, pp. 917-923, 2009.
- [6] J. G. Zhu, X. Zhu, and Y. Tang, "Microwave assisted magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, pp. 125-131, 2008.
- [7] Y. Shiroishi, K. Fukuda, I. Tagawa, H. Iwasaki, S. Takenoiri, H. Tanaka et al., "Future options for HDD storage," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, pp. 3816-3822, 2009.
- [8] Alexander Q. Wu et al. "HAMR Areal Density Demonstration of 1+ Tbps on Spinstand", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 2, FEBRUARY 2013.
- [9] Ben M, Tonh H. Lee, Venkatakrishnan V. and Kemao P., *Hard Disk Drive Servo Systems*, 2nd Edition, Springer, 2005.
- [10] Hamid D Taghirad, Ehsan Jamei., "Robust Performance Verification of Adaptive Robust Controller for Hard Disk Drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, p.448-456, 2008.
- [11] Yang Quan Chen, Kevin L. Moore, Jie Yu and Tao Zhang., "Iterative learning control and repetitive control in hard disk drive industry—A tutorial," *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2007.
- [12] Amar Nath and Somyot Kaitwanidvilai December 2009., "High Performance HDD servo system using GA based Fixed Structure Robust Loop Shaping Control," *IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics: ROBIO*, 2009 China, pp.1854-1859.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] เว็บไซต์ : <http://www.pcguides.com/ref/hdd/op/media/htm>
- [14] Roberto Horowitz, Yunfeng Li and Kenn Oldham., “Dual-stage servo systems and vibration compensation in computer hard disk drives,” *Control Engineering Practice*, vol.15, pp.291-305, 2007.
- [15] ธีรยุทธ ชานนธรรมรงค์, ณัฐฐา จินดาเพ็ชร และเกริกชัย ทองหนู, “ระเบียบวิธีสำหรับควบคุมระยะการบินของหัวอ่าน-เขียนฮาร์ดดิสก์เพื่อลดอัตราข้อมูลผิดพลาดจากการอ่าน-เขียน,” *วารสารวิจัย มช*, ฉบับที่ 16, หน้า 240-252, 2554.
- [16] Mamun, A.A., Guo. G., and Bi C., *Hard Disk Drive: Mechatronics and control*, CRC Press, 2007.
- [17] Phyo Phyo Sant, *Modelling and Control of Hard Disk Drive in Mobile Applications*, Master’s Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, National University of Singapore, 2009.
- [18] K. Zhou, and J. C. Doyle, *Essential of Robust Control*, Prentice-Hall, 1998.
- [19] S. Skogestad and I. Postlethwaite., *Multivariable Feedback Control Analysis and Design*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, New York, 1996.
- [20] D. C. McFarlane, and K. Glover, “A loop shaping design procedure using H_{∞} synthesis,” *IEEE Trans. on Automatic Control* AC-37 (6), pp. 759-769, 1992.
- [21] J. Kennedy and R. Eberhart., Particle swarm optimization, *in Proc. of IEEE International Conference on Neural Networks*, Perth, Australia, pp.1942-1948, 1995.
- [22] L. Ljung, *System Identification: Theory for the User*, 2nd edition, PrenticeHall, 1999.
- [23] เว็บไซต์ : <https://www.mathworks.com/help/robust/examples/fixed-structure-h-infinity-synthesis-with-hinfstruct.html>
- [24] P. Apkarian and V. Bompard., “Nonsmooth structured control design with applications to PID loop shaping of a process,” *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 17, pp. 1320-1342, 2007.
- [25] Ying Luo, Tao Zhang and Li Zhou., “Pre-filtering and head-dependent adaptive feed-forward compensation for translation vibration in hard-disc-drive,” *Mechatronics*, vol.27, pp. 13-19, 2015.

- [26] Kaitwanidvilai S., “Particle Swarm Optimization based Fixed-Structure H_∞ Loop Shaping Control of MIMO System,” *Proceedings of IASTED International Conference*, Innsbruck, Austria, pp. 207-212, 2008.
- [27] Guo W, Weerasooriya S, Goh TB, Li QH, Bi C, Chang KT., “Dual stage actuators for high density rotating memory devices,” *IEEE Trans. Magn*, vol. 34, pp. 450–455, 1998.
- [28] S.-H. Lee C.C. Chung., “Optimal design and testing of a digital dual-stage actuator servo system,” *IET Control Theory and Applications*,” vol. 4, pp. 2029–2040, 2010.
- [29] Kaitwanidvilai S. and A. Nath., “Design and Implementation of a High Performance Hard Disk Drive Controller Using GA based 2DOF Robust Controller,” *International Journal of Innovative Computing, Information and Control (IJIC)*, vol. 8, pp.1025-1036, 2012.
- [30] S. S. Aphale, S.O. R. Moheimani and A. Ferreira., “A robust loop-shaping approach to fast and accurate nanopositioning,” *Sensors and Actuators A Physical*, pp. 88-96, 2013.
- [31] Rui Li, Tao Wang, Zhigang Zhu and Wen Xiao., “Vibration Characteristics of Various Surfaces Using an LDV for Long-Range Voice Acquisition,” *IEEE Sensors Journal*, vol,11, no. 6, pp. 1415-1422, 2011.
- [32] Ali Talasaz and Rajni V. Patel, “Integration of Force Reflection with Tactile Sensing for Minimally Invasive Robotics-Assisted Tumor Localization,” *IEEE Trans. on Haptics*, vol. 6, pp. 217-228, 2013.
- [33] Seulki Kyeong, Dongjune Chang and etc., “A hand-held micro surgical device for contact force regulation against involuntary movements,” *37th Annual International Conference on IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pp.869-872, 2015.
- [34] Hoyle DJ, Hyde RA, Limebeer DJN., “An H_∞ approach to two degree of freedom design,” *30th International Conference decis. control*, 1991.

- [35] Kaitwanidvilai S. and Parnichkun M., "Genetic Algorithm based on Fixed-Structure Robust H_∞ Loop Shaping Control for Pneumatic Servo System," *Journal of Robotics and Mechatronics*, vol. 16, no. 4, pp. 362-373, 2004.
- [36] R. Ambika, R. Rajeswari and A. Nivedita, "Comparative Analysis of Nature Inspired Algorithms Applied to Reactive Power Planning Studies," *Indian Journal of Science and Technology*, vol 8, pp. 445-453, 2015.
- [37] Vinincombe, G, *Measuring the Robustness of Feedback Systems*, PhD's thesis, University of Cambridge, 1993.
- [38] M. Cantoni and G. Vinnicombe, "Quantifying uncertainty and robust performance using the v-gap metric," *Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation and Control Conference*, 1999.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECIFIED ORDER – H_∞ LOOP SHAPING CONTROL FOR HARD DISK DRIVE SERVO USING PSO

POOM KONGHUAYROB AND SOMYOT KAITWANIDVILAI

Department of Electrical Engineering
Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
poom.konghuayrob@gmail.com; drsomyotk@gmail.ac.th

Received November 2015; revised April 2016

ABSTRACT. *The demand of data storage density has been increasing continuously, but the data access time and track pitch need to be decreased. The high precision servo control system is required to achieve the predicted goal that will be crossing 10 TB/in² areal density before 2020. Due to the fact that the precision of read/write head is sensitive to disturbance and noise, it is the challenging problem for the practical control. To overcome this problem, this paper proposes a new servo controller designed, specified order – H_∞ loop shaping (SOHLS) which adapts the particle swarm optimization (PSO) for searching the optimal controller parameters. The proposed technique can solve the problem of high order that was caused from the conventional H_∞ loop shaping (HLS), in addition, it can guarantee the robustness of the servo system. Based on simulation results, the performances of the proposed SOHLS approach are investigated in comparison with that of the conventional H_∞ robust loop shaping, fixed-structure H_∞ control based on non-smooth algorithm including reduced order controller by Hangkel norm model reduction technique. The proper repeatable runout (RRO) and non-repeatable runout (NRRO) were applied to the system to verify the robustness of all designed controllers. The results demonstrate the advantages of the proposed SOHLS which gains better performance and more robustness than the other conventional controllers.*

Keywords: Specified order – H_∞ robust control, Particle swarm optimization, VCM actuator, Hard disk drive, Resonance frequency

1. Introduction. Nowadays hard disk drive (HDD) is one of the most important technologies for developing and researching high precise industry technologies. Among the essential technologies of hard disk drive with increasing high areal density (AD), high performance control systems are the key technologies to solve the problem for serving the rapid change in the hard drive industry. Therefore, many rigorous research in the field of robust and high performance control for HDD that can operate under fast data accessing with narrow track pitch is interesting. In addition, imperfection in mechanical components in the hard disk assembly process generates disturbances such as the vibrations of disk media, asymmetric barring and spindle motor, called NRRO (non-repeatable runout) and RRO (repeatable runout). These lead to increase in the amount of PES (position error signal) that limit the performance of the HDD servo system by measuring the variation of the deviation between the center of read/write head and center of the track. Especially the expectation of hard disk prototype with areal density (AD) will be higher than 10 Tb/in² before 2020 that was predicted by M. Kryder [1]. That means servo-mechanical system and control method need to support positioning of the R/W head with a PES of a few nanometers while general techniques are not enough. Thus, the modern controls such as robust control are required to attenuate the effect of these

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 1241 ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

disturbances for increasing servo bandwidth and sustaining the recording density growth. The actuator and HDDs structures are not perfectly rigid that generate disturbance to the HDDs control system. Unpredictable models of disturbance uncertainty give rise to vibrations, which increase the settle time to the target track including position error signal (PES) of HDDs. It has been proved in various literature that the vibrations exist within a decade of the dynamic model of HDDs in term of resonance frequency, which limit the servo bandwidth and servo performance. Most of these are also the major source of RRO and NRRO disturbance of HDDs. However, there were some researchers investigating to designing the control system in different techniques based on nonlinear control in HDDs actuator, such as mutirate adaptive control of uncertain resonances model by W. Yan et al. in 2016 [5], adaptive feed forward compensation for translation vibration by Y. Luo et al. in 2015 [6], the composite nonlinear feedback (CNF) controller design that index performance by comparing the 3σ PES histograms with the normal PID whose results gain better performance in some senses presented by K. Peng et al. [13] and the optimal fix-order controller for controlling dual state actuator by S.-H. Lee and C. C. Chung in [14]. All of these, proposed the interesting technique to design their controller for sustaining hard drive system in single and dual actuator. Unfortunately, because of time used in head identification technique, complex structure feedback state and uncertainties were not included to design, so it is hard to apply in general industries. Among the various control techniques, linear control based linear matrix equation has been used to analyze system and design plenty of controllers that have been proposed to control a servo system such as the simple structure PI, PID analog control, self-tuning control. Since these techniques do not consider the robustness of the system under various uncertainties, that is, system nonlinear characteristic, resonance frequency including the load changing, the controllers designed that consider robustness and performance of the system are necessary for controlling the HDDs under several uncertainty constraints.

Since over the past two decades, H_∞ control is one of the most well-known techniques in fields of robust control, it is the classical control technique which has high potential to design robust controllers for achieving stability and guaranteed performance of the system. In addition, H_∞ has been widely mentioned and applied in many robust research studies. Although, the robust stability is used to indicate the system stability that achieves in the frequency domain, only this is not enough; so performance, such as steady state error, rise time, and overshoots in term of time should be included to design as well. The integration of these objectives to design the controller has been presented in various techniques for instance H_2/H_∞ optimal procedure [7], μ -synthesis, H_∞ loop shaping, non-smooth, etc. Besides, solving the Riccati equations becomes the essential part of designing the robust controller that was noted in [2,3]. Some successful experiments of H_∞ control applications were presented in [4,7-10]; for example, in [4], D. C. McFarlane and K. Glover proposed a controller designed based loop shaping procedure, and this method used left coprime factorization to model system uncertainties and applied H_∞ to minimizing it. In addition, their system was shaped with the specified loop shaped that depended on designer requirement to achieve better bandwidth and performance including robust stability. However, the structure of their controller is complex and high-order. These studies have shown a number of nominal plant order and compensation order are the main factors of high controller order in H_∞ loop shaping technique. To overcome these problems, lower order of the controller designed have been presented [7-10,15-17], for instance, P. Apkarian et al. [8] presented the application of non-smooth algorithm for designing the fixed-structure centralized PID controller. In [10], H_∞ loop shaping based PSO was applied to MIMO power system with PID structure; in addition, the results of their proposed technique were compared with non-smooth algorithm under centralized and decentralized

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

constraints, and their results gained more effectiveness of both constraints while the results of the non-smooth usually depend on the initial parameter setting. Additionally, [16] applied their 2dof H_∞ loop shaping controller based GA optimization search with lower order to the head positioning of HDDs, while [17] applied Nanopositioning in small actuator. However, the robust PID structure of their controllers cannot be specified. To overcome these problems above, this paper proposed the novel controller designed that structure order can be specified, which depended on designer requirement. The contributions of this paper include: (1) This paper proposed the designing of robust controller for supporting head positioning in HDDs with the specified order - H_∞ loop shaping synthesis using Particle swarm optimization technique; (2) Proposed controller structure can be specified that is more flexible than the conventional fixed-structure controller; (3) The optimal parameter of proposed controller, $K_{SVCM}(p)$ was automatically searched by using PSO algorithm that utilized stability margin (ε) as the objective function; (4) This technique compared the results under RRO and NRRO disturbance constraint with the similar work such as fixed-structure PID based non-smooth and H_∞ loop shaping based Hankle reduction order technique, and the histogram results demonstrate the proposed specified order technique gains more effectiveness over others.

The paper is arranged as follows. Section 2 details the HDD model with resonance mode and major source of hard disk disturbance, i.e., RROs and NRROs. Section 3 describes the robust controller designed with 4 strategies, classical H_∞ loop shaping synthesis, non-smooth procedure, reduced order by Hankel norm and the proposed specified order - H_∞ loop shaping control. In Section 4, the simulation of the VCM actuator with disturbance testing and the PES in terms of PES histogram is illustrated. Finally, Section 5 summarizes and concludes the results.

2. Hard Disk Drive System. Generally, the plant model of HDD can be evaluated that consists of many frequency response to be a lump of the system in the operation [12]. Laser Doppler scanning vibrometer (LDV) is a scientific instrument that is used for measuring the realistic of HDDs plants, whereas a schematic as shown in Figure 1 is a basic principle of laser Doppler scanning vibrometer. At first, the beam of the sensor which has a frequency f_0 is generated from the laser diode source. Beam with frequency f_0 is divided into a reference beam and an inspection beam with beam splitter and then passes through the Bragg cell. Bragg cell is used to add a frequency shift f_b and then the beam 1st fusion of $f_0 + f_b$ is directed to the target. As the motion of the interested target surface (tip of HDDs head) adds a Doppler shift frequency f_d , that is $f_d = 2 \times v(t) \times \cos(\alpha) / \lambda$, where $v(t)$ is the target velocity, α is the angle of laser beam and velocity vector, while λ is the wavelength of the light. This equation illustrates that the changing in frequency and phase of f_d depends on displacement and velocity of test object. Additionally, the scattered light with the 2nd fusion beam of $f_0 + f_b + f_d$ from the tip of head is collected and reflected by the beam splitter to the photo-detector. This scattered light with a 2nd and a reference beam are combined as the superposition that creates the modulate detector output signal revealing the Doppler shift in frequency. Signal processing and analysis of this Doppler are used to measure the tip position of R/W head, including: identify the nominal plan that represents the actual measurement. For each actuator, several frequency response evaluations are plotted experimentally by dynamic signal analyzer (DSA) and used to estimate the frequency response of the realistic measurement as shown in Figure 1. The nominal model of this paper was gathered from the hard disk assembly model from MATLAB, which is a well-known calculated program; the nominal plant is a stable plant with 9th order.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

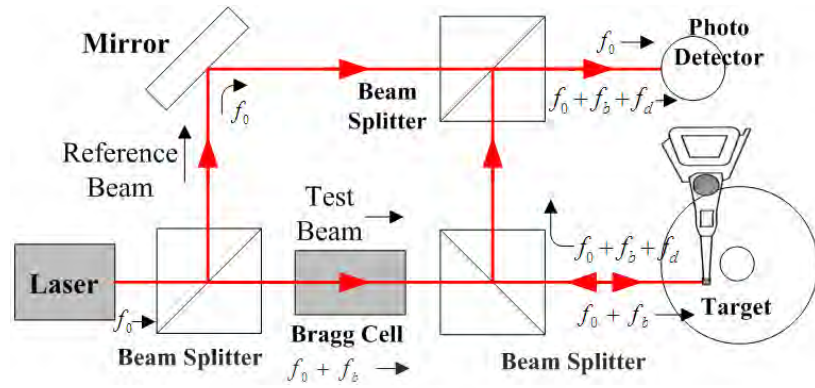


FIGURE 1. Basic diagram of laser doppler scanning vibrometer (LDV) [20]

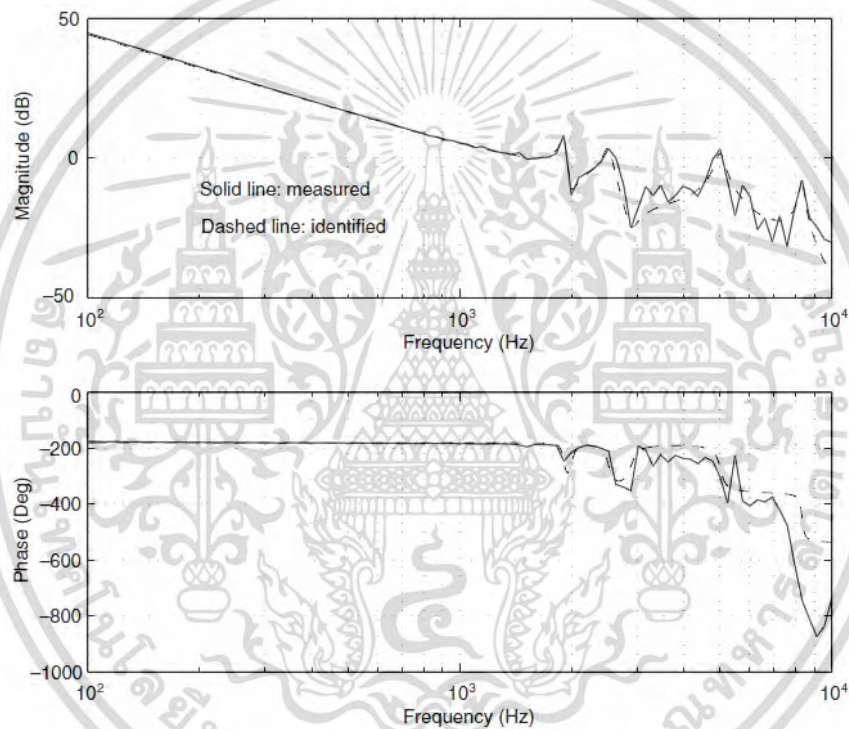


FIGURE 2. The frequency response of the VCM model with resonance modes [11]

The VCM dynamic model can be described as a composite of various high frequency resonance modes that affect the stability of the system. In addition, some of nonlinear characteristics appear in the low frequency caused by pivot-bearing operation. These parameters have to be taken into analysis that is essential for designing the VCM controller. The dynamics model of VCM can be written as follows [11]:

$$\begin{pmatrix} \dot{y} \\ \dot{v} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & k_y \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} y \\ v \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ k_y \end{pmatrix} u \tag{1}$$

where y is the position, and v and u are the velocity and input of read/write head, respectively; k_y is position measurement gain while $k_v = k_t/w$, with k_t and w being the current force coefficient and the mass of the VCM actuator, respectively. Therefore, ideal VCM transfer function model is a double integrator stem. However, the resonance modes

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

are included for the VCM model to achieve the realistic model, and thus:

$$G_v(s) = \frac{K_v K_y}{s^2} \prod_{i=1}^N G_{r,i}(s) \tag{2}$$

where N is the number of dominant resonance modes, and $G_{r,i}(s)$ is the i^{th} resonance mode transfer function, that can be formulated as:

$$G_{r,i}(s) = \frac{a_i s^2 + b_i s + \omega_i^2}{s^2 + 2\xi_i \omega_i s + \omega_i^2} \tag{3}$$

where a_i , b_i , ξ_i and ω_i are coefficients of the i^{th} resonance mode dynamic model.

The seeking ID track process is the first process to move the head to the target track; after reaching the wanted tracks, then the controller tries to control the read-write head to stay at the middle of the track; the error of track following affects the PES value [13].

The 3 sigmas of the PES can be converted to the TMR (track miss registration) budget and the TMR budget tends to be smaller since the demand of TPI (track per inch) increased which causes the lower track width. Therefore, the position control system must be designed to be controlled more accurately. The performance of servo drives is based on the results of mechanism of NRRO (non-repeatable runout) and RRO (repeatable runout) which were created by the nature of the track of the servo.

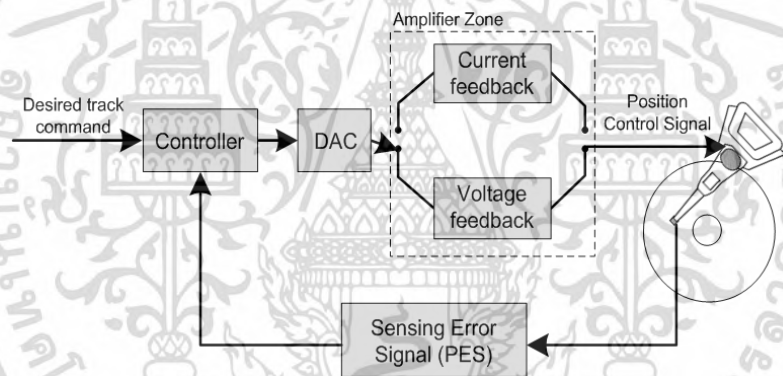


FIGURE 3. The process of the control head positioning read-written on the tracks [13]

Especially, the main factors of NRROs are spindle and bearing defects, wind age included disk flutter and harmonic noise, etc. Some of NRROs affect the resonance frequency changing as shown in Figure 3. In addition, the eccentricity of the track is the major source of RRO, including the motor and bearing geometry that also generate the other RRO sources [11-13]. To be a little more specific, the summation of n sinusoids, $d(t)$ is used to identify the time-varying unknown disturbance of RRO with known frequencies as follows:

$$d(t) = \sum_{i=1}^n [a_i(t) \cos(\omega_i t) + b_i(t) \sin(\omega_i t)] \tag{4}$$

3. H_∞ Loop Shaping Control and Proposed Technique. The transfer function matrix of co-prime factorization can be used to describe a control feedback behavior, i.e., left co-prime factorization details the control parameter change with state control. Equations (5) and (6) show the state-space of the plant G [2-4]:

$$\dot{x} = Ax + Bu \tag{5}$$

$$y = Cx + Du \tag{6}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

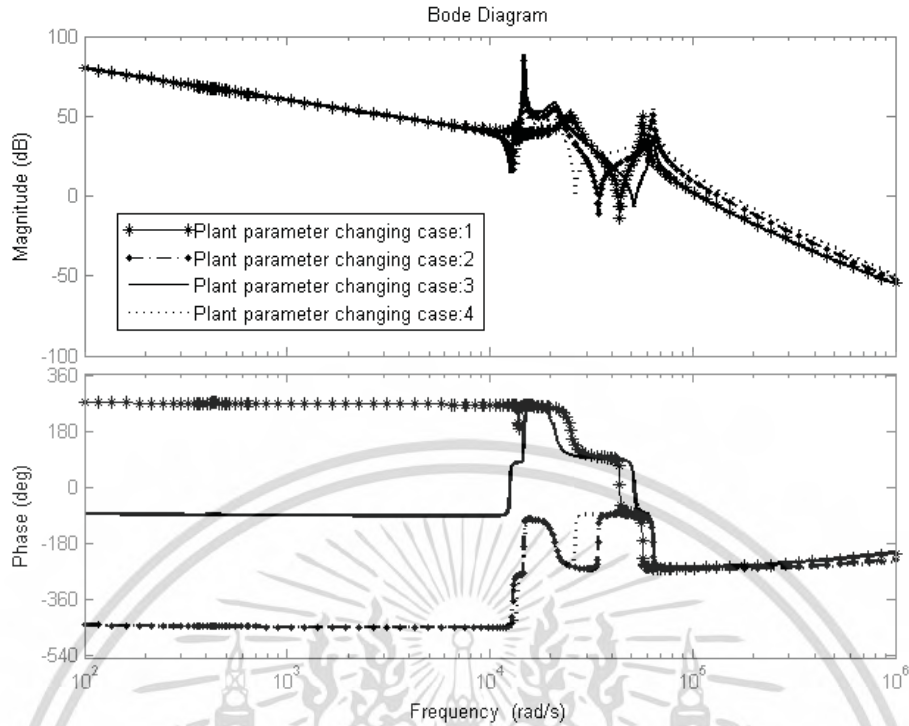


FIGURE 4. The frequency response of the RRO & NNRO affecting the resonance modes

Left coprime factor is considered for controlling the nominal plant of the HDD system as follows:

$$\begin{bmatrix} \tilde{N} & \tilde{M} \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} \frac{A + LC}{ZC} & \frac{B + LD}{ZD} \\ \hline L & Z \end{array} \right] \quad (7)$$

where Z can be any nonsingular matrix. In addition, $Z = (I + DD^*)^{-1/2}$ can be chosen if $G_{VCM} = \tilde{M}^{-1}\tilde{N}$ is defined to be a normalized left-coprime factorization and then a perturbed model can be written as:

$$G_{VCM}(s) = (\tilde{M} + \Delta_M)^{-1} (\tilde{N} + \Delta_N) \quad (8)$$

where G_{VCM} is a normalized left coprime factorization of the nominal VCM plant, and Δ_M, Δ_N are uncertainty transfer functions of system, with which it can investigate a group of structure with the following description:

$$\xi_\varepsilon = \left\{ G_{VCM} = (\tilde{M} + \Delta_M)^{-1} (\tilde{N} + \Delta_N) : \|\Delta_M \Delta_N\|_\infty < \varepsilon \right\} \quad (9)$$

where γ_{\min} is the maximum stability margin. The greatest value of $\gamma = \gamma_{\min}$ or ε_{\max} is the target of finding an optimal solution for example all the models belonging to ξ_ε can be stabilized by controller K_∞ . The synthesis of optimal controller K_∞ and γ_{\min} that stabilized $G_{VCM}(s)$ are as:

$$\left\| \begin{pmatrix} I \\ K \end{pmatrix} (I - G_{SVCM}K)^{-1} (IW_2G_{VCM}W_1) \right\|_\infty = \gamma_{\min} = \varepsilon_{\max}^{-1} \quad (10)$$

That is equivalent to

$$\left\| \begin{bmatrix} KS_s & KS_sS_s \\ S_s & S_sG_{SVCM} \end{bmatrix} \right\|_\infty \leq \varepsilon_{\max}^{-1} \quad (11)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where $S_S = (I - G_{SVCM}K)^{-1}$. The objective of this 4-block fitness function is to incorporate the simple performance/robustness tradeoff that guarantees the stability of H_{inf} procedure, developed by McFarlane and Glover. Nevertheless, they also suggested the minimal value γ_{min} should be less than 4 in the MIMO system and the calculation is given by:

$$\gamma_{min} = \frac{1}{\sqrt{1 - \lambda_{max}(YQ)}} = \left(1 - \left\| \begin{bmatrix} \tilde{N} & \tilde{M} \end{bmatrix} \right\|_H^2\right)^{-1/2} \quad (12)$$

where λ_{max} represents the greatest eigenvalue of YQ . Moreover, for any values $\gamma > \gamma_{min}$, a corrector stabilizing all the models belonging to ξ_ϵ is given by:

$$K_\infty(s) = B^T X (sI - A + BB^T X - \gamma^2 ZY C^T C)^{-1} \gamma ZY C^T \quad (13)$$

$$Z = (I + YX - \gamma^2 I)^{-1} \quad (14)$$

where Y , Q are the solutions of the Riccati equations while A , B and C represent the state matrices of the shaped plant defined by the function G_{VCM} .

3.1. The loop shaping design procedure. The calculation of the normalized co-prime factorization and the synthesizing of H_∞ robust loop shaping design can be seen in [5]. The performance in terms of loop shaping must be specified before calculating the pre/post weighting functions. The design procedure can be briefly described as follows.

- The nominal plant $G_{VCM}(s)$ is used to be controlled by selecting the pre/post weighting function for shaping the desired open loop plant. The shaping plant with pre/post weighing function are combined in order to improve the performances of the system such as $G_{SVCM}(s) = W_2(s)G_{VCM}(s)W_1(s)$.
- Synthesize the controller, K_∞ ensuring the stability margin γ slightly more than γ_{min} .
- Combine the H_∞ controller, K_∞ , with the shaping functions as the final feedback controller such that:

$$K_{SVCM}(s) = W_1(s)K_\infty(s)W_2(s) \quad (15)$$

3.2. Non-smooth technique for H_∞ design algorithm. In this section, the non-smooth optimization was presented for solving H_∞ designed problems with structural controller constraint. The major advantages of this technique are the avoidance for using Lyapunov variables and the size reduction of optimization programs even for very large systems. This algorithm applies bundling approaches and generalized gradients that are suitable for the computed descent directions and norm by solving the problems of quadratic programs and creating a step off line search. See [7-9] for a more detailed discussion; briefly, they start with the composite functions $f = \|\cdot\|_\infty \circ T_{w \rightarrow z}$ or more generally $g = \|\cdot\|_\infty \circ T_{w \rightarrow z} \circ \chi(\cdot)$ are written as a form:

$$g(\kappa) = \max_{\omega \in [0, +\infty]} g(\kappa, \omega) \quad (16)$$

where $g(\kappa, \omega)$ is a function of maximum singular value composition. The steps of this method to minimize $g(\kappa)$ were illustrated in [8]. Moreover, the non-smooth technique was applied to synthesizing the fixed structure PID robust controller for hard disk drive 9th order model. From [9] the feedback loop was used to position the head on the correct track of HDD. This control structure consists of a PID controller and a low-pass filter in the return path as shown in Figure 5.

Based on classical H_∞ loop shaping design and non-smooth algorithm, the controller PID and filter were tuned to achieve the performance of loop shaping LS and the robustness of H_∞ synthesis. In this paper, the results of this strategy were investigated in terms of performance.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

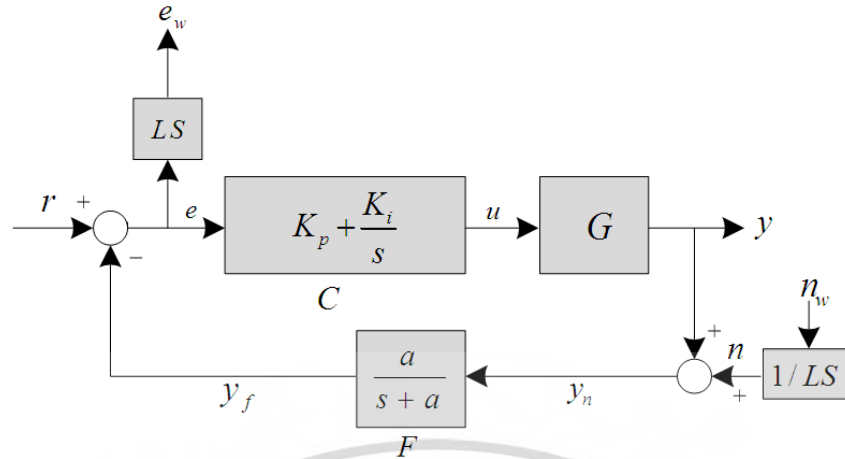


FIGURE 5. Closed-loop formulation of non-smooth for hard disk drive assembly [7]

3.3. Specified order – H_∞ loop-shaping based particle swarm optimization (SO-HLS). In this research, a specified order – H_∞ robust loop shaping control (SOHLS) is applied to the VCM servo system under RRO and NRRO disturbances. The conventional strategy can be applied to generating the desired loop shaping controller; however, they are still complicated with high order. The set of parameters, p , in the controller $K_{SVCM}(p)$ is attempted to be evaluated while pre/post weighting function W_1 and W_2 are selected manually based on the classical loop shaping technique [4]. For inverting Equation (15), thus K_∞ can be rewritten as:

$$K_\infty(s) = W_1^{-1}(s) K_{SVCM}(s) W_2^{-1}(s) \quad (17)$$

Substitute (17) into (10), and the infinity-norm of disturbances to states transfer function can be written as:

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K_{SVCM}(p) W_2^{-1} \end{bmatrix} (I - G_{SVCM} W_1^{-1} K_{SVCM}(d) W_2^{-1})^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty^{-1} \quad (18)$$

PSO [18] is the effective method to analyze the nonlinear optimization problems. This method adapts the concept of particles y around the problem space until getting the stopping condition. The improved fitness function of this method is used to identify the best solution (particle). In the proposed technique, the parameters set p is formulated like a particle, and the fitness condition can be written as:

$$f_s = \left\{ \begin{array}{ll} \varepsilon & \text{for } K(d) \text{ stabilizing the plant.} \\ 1 \times 10^{-5} & \text{Othercase.} \end{array} \right\} \quad (19)$$

The fitness function is biased to be a small value if there is at least one constraint not met. Based on the specifications above, this proposed method can be described as follows.

- Identify the parameters of particle swarm optimization, i.e., population size in particle swarm, min-max values of the bounded space: $(x_{\min}, x_{\max}, p_{\min}, p_{\max})$, min-max weights inertia (Q_{\min}, Q_{\max}) , min-max particle velocity (v_{\min}, v_{\max}) , and set max iteration (i_{\max}) and acceleration coefficients (α_1, α_2) .
- Initialize 1st particles, randomly.
- Estimate the fitness function (f'_s) for each particle; and the best value found by particle i , call it as Pb_i , and search the greatest value with the swarm, called Ub .

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

• Update the inertia weight (Q) as:

$$Q = Q_{\max} - \left(\frac{Q_{\max} - Q_{\min}}{i_{\max}} \right) i \tag{20}$$

Update the position (p) and velocity (v) of each particle.

$$v_{i+1} = Qv_i + \alpha_1 [\gamma_{1i}(P_b - p_i)] + \alpha_2 \tag{21}$$

$$p_{i+1} = p_i + v_{i+1} \tag{22}$$

where α_1, α_2 are the specified acceleration coefficients and γ_{1i}, γ_{2i} are the numbers from the random search.

• Increase the working iteration for a step ($i = i + 1$). If the current iteration is the maximum iteration $i = i_{\max}$, then stop. If not, start to evaluate the fitness function $f(s)$ again.

4. Simulation Results of HDD Servo System. In this section, the proposed SOHLS technique is applied to controlling the hard disk servo system. To illustrate the performance and robustness of the system, the comparison of three controllers designed are shown in type of step response and concluded in the figure of histograms. The dynamic model of the VCM actuator of this paper can be written as:

$$Gp = \left\{ \frac{1.544 \times 10^{09} s^7 + 1.051 \times 10^{15} s^6 + 3.087 \times 10^{18} s^5 + 2.202 \times 10^{24} s^4 + 9.03 \times 10^{26} s^3 + 3.886 \times 10^{32} s^2 + 1.723 \times 10^{34} + 7.466 \times 10^{37}}{s^9 + 3273s^8 + 4.023 \times 10^{09} s^7 + 9.74 \times 10^{12} s^6 + 2.754 \times 10^{18} s^5 + 2.04 \times 10^{21} s^4 + 3.866 \times 10^{26} s^3 + 2.217 \times 10^{28} s^2 + 7.488 \times 10^{31} s + 9.332 \times 10^{32}} \right\} \tag{23}$$

Pre-compensator, W_1 is selected for attenuating the disturbance at lower crossover frequency with high gain as a post-compensator, W_2 is used for reducing the effect of measurement noise with low gain at high frequency. Considering the loop shape of the plant in (23), the pre/post weight function W_1 and W_2 were chosen as:

$$W_1 = \frac{0.00809s + 56.95}{s + 5900} \tag{24}$$

$$W_2 = \frac{s + 39300}{s + 217500} \tag{25}$$

The controller designed by the conventional robust loop shaping technique provides a 12th order controller and the best infinity norm and stability margin of this loop shaping method are $\gamma_{\min} = 1.7653$ and $\varepsilon_{\max} = 0.704$, respectively. Clearly, the selected weight is compatible with the robust stabilization control problem; however, the 12th order of conventional controller is quite complicated for implementation.

The classic controller based on H_∞ loop shaping, K_{SVCM} that robustly stabilizes the shaped plant G_{SVCM} is synthesized as:

$$K_{SVCM}(s) = \left\{ \frac{0.008138 \times s^{12} + 2216 \times s^{11} + 1.351 \times 10^8 s^{10} + 1.01 \times 10^{13} s^9 + 4.334 \times 10^{17} s^8 + 1.072 \times 10^{22} s^7 + 2.905 \times 10^{26} s^6 + 3.71 \times 10^{30} s^5 + 4.66234 \times s^4 + 3.846 \times 10^{38} s^3 + 1.135 \times 10^{42} s^2 + 1.211 \times 10^{44} s + 2.136 \times 10^{47}}{s^{12} + 4.552 \times 10^5 s^{11} + 6.025 \times 10^{10} s^{10} + 2.826 \times 10^{15} s^9 + 2.29 \times 10^{20} s^8 + 4.82 \times 10^{24} s^7 + 1.642 \times 10^{29} s^6 + 2.033 \times 10^{33} s^5 + 2.702 \times 10^{37} s^4 + 2.293 \times 10^{41} s^3 + 6.649 \times 10^{44} s^2 + 7.232 \times 10^{46} s + 1.249 \times 10^{50}} \right\} \tag{26}$$

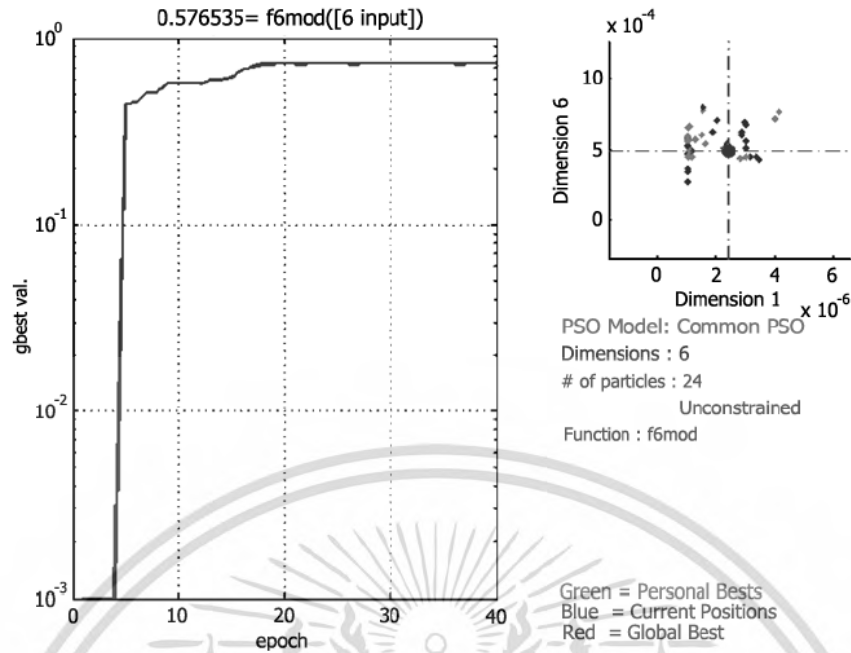


FIGURE 6. Fitness functions gbest versus iteration in the PSO

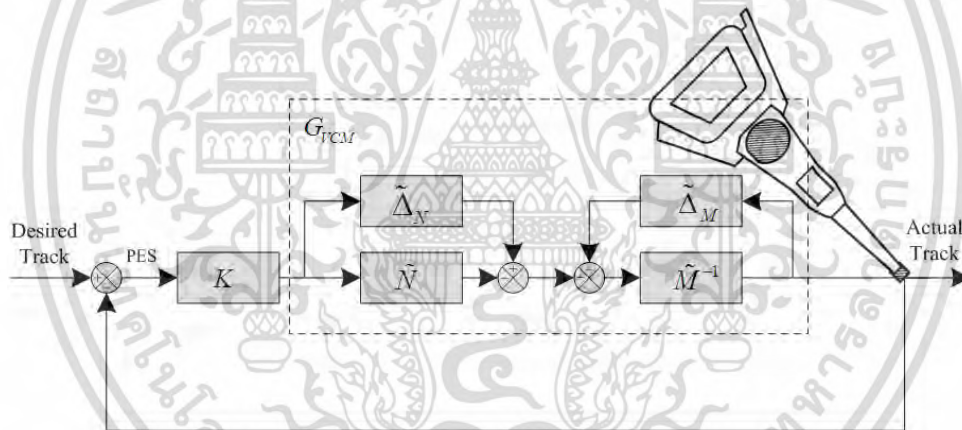


FIGURE 7. Coprime factor robust stabilization problem

Due to the fact that the 12th order of the classic controller above affects time calculation of the system that causes increase in the data access time of HDD, the widely used technique, Hankel norm model reduction strategy, was applied for decreasing the order of K_{SVCM} from the 12th order to 3rd, and the reduced order controller can be written as:

$$K_{REDUCE} = \left\{ \frac{0.008138s^3 + 219.9s^2 + 2.571 \times 10^7s + 6.946 \times 10^{11}}{s^3 + 2.865 \times 10^5s^2 + 3.259 \times 10^9s + 8.984 \times 10^{14}} \right\} \quad (27)$$

The position of measured PES, actual position and the controller are shown in Figure 7. Although, the reduction controller is the third-order controller, that solves the problem of complicated and high order controller structure; however, the stability margin and performance are quite degraded. The stability margin is reduced to 0.4118. In addition, the controller of non-smooth technique with PI structure and first order filter that were described in Section 3.2 were designed and the resulting controllers are:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ \$K_{NONSMOOTH} = \left\{ 0.000846 + \frac{0.0103}{s} \right\}\$ ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน (28) ที่

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_{NONSMOOTH} = \left\{ \frac{5486}{s + 5486} \right\} \quad (29)$$

Finally, the proposed SOHLS controller evaluated from the PSO was carried out and the structure of the controller was demonstrated in (30), in which K_1 - K_8 are the parameters to be evaluated.

$$K_{SOHLS}(p) = \left\{ \frac{K_1 s^3 + K_2 s^2 + K_3 s + K_4}{K_5 s^3 + K_6 s^2 + K_7 s + K_8} \right\} \quad (30)$$

In the optimization problem, PSO parameters were specified as follows: the upper and lower bounds of the PSO and parameters are set as follows: $K_1 \in [0.001, 0.01]$, $K_2 \in [10, 1000]$, $K_3 \in [100, 10000]$, $K_4 \in [100, 100000]$, $K_5 \in [1, 100]$, $K_6 \in [1000, 200000]$, $K_7 \in [1000, 200000]$, $K_8 \in [1000, 200000]$, population size = 24, min-max velocity are 1 and 3, respectively, acceleration value = 2.1, minimum and maximum inertia are 0.3 and 0.7, respectively, iteration limit as 50. The obtained optimal solution is shown in (18), which has the stability margin $\varepsilon_{otp} = 0.5765$. Clearly, the stability margin of the proposed controller is nearly to the full order controller (12th controller). The optimal controller of the proposed SOHLS can be written as:

$$K_{SOHLS}(p) = \left\{ \frac{0.001275s^3 + 275.4s^2 + 2580s + 5.037 \times 10^4}{15s^3 + 140000s^2 + 2.291 \times 10^5s + 1.198 \times 10^5} \right\} \quad (31)$$

Figure 6 shows convergence of fitness function curves that indicates the solution is the converged and the stability margin is the optimal value. The optimal SOHLS controller provides a satisfied stability margin that is greater than the reduced order with the similar controller structure as seen in Table 1.

TABLE 1. The performance and robustness specifications of the controller designed

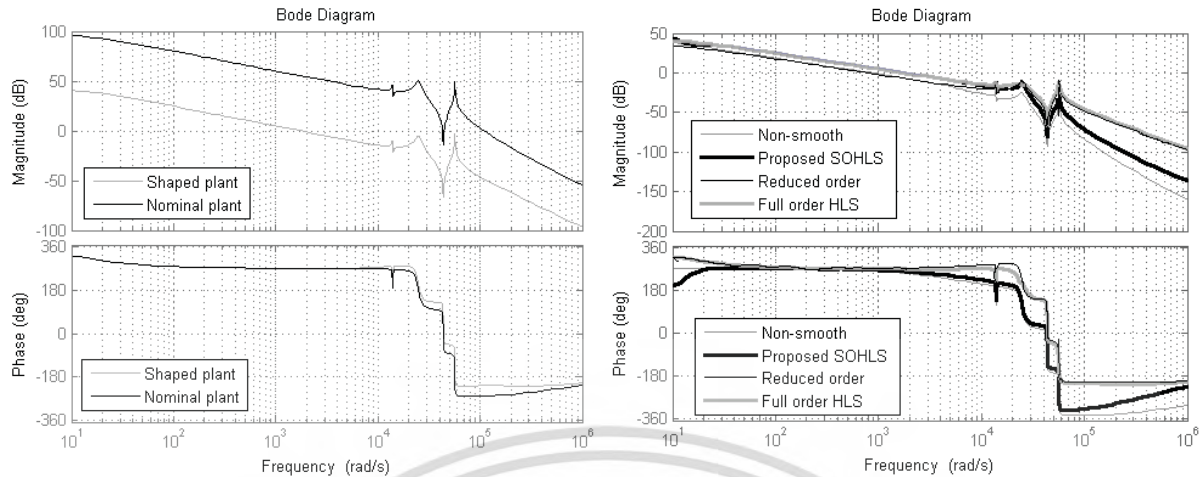
Type of controller	Settling time	Over shoot	Stability margin
<i>Full order HLS</i>	<i>0.0023</i>	<i>0.0848</i>	<i>0.704</i>
<i>Reduced order</i>	<i>0.0052</i>	<i>0.0725</i>	<i>0.4118</i>
<i>Proposed SOHLS</i>	<i>0.0017</i>	<i>0</i>	<i>0.5765</i>
<i>Non-smooth</i>	<i>0.0039</i>	<i>0</i>	<i>0.6410</i>

The open loop Bode diagrams are used to verify the performance in the frequency domain of all controllers. The comparison of the nominal plant G_{VCM} with the shaped desired plant G_{SVCM} is shown in Figure 8(a). The H_∞ loop shaping and the loops shaped by three different techniques are plotted in Figure 8(b). Clearly, the proposed SOHLS performs as robust controller, in which its loop shaping is quite similar to the shape of the conventional robust loop controller. Figure 8(c) shows the step responses of the optimal solution from the robust non-smooth, the proposed robust SOHLS, the reduced 3rd order and conventional H_∞ loop shaping controller. As seen in this figure, the proposed SOHLS provides a better performance than that of other tested techniques. The details of this step response are described in Table 1.

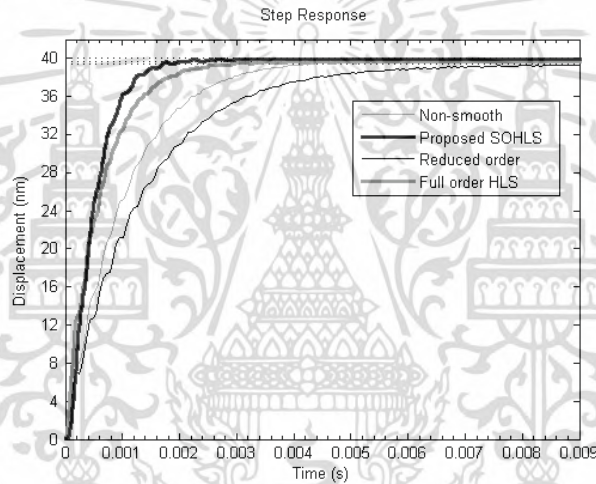
The disturbances in the actual HDD are usually interesting as a group of plant output disturbance, called runouts. Repeatable runouts (RROs) and non-repeatable runouts (NRROs) are the main factors of track following errors. Generally, the pattern of NRROs is hardly predictable that depends on the nature, unlike repeatable runouts. A perfect HDD servo system should use the controller that can attenuate both of NRROs and RROs disturbances.

In case of the robustness testing to attenuate the RRO and NRROs disturbances, the runouts were considered to be added to the simulation. Based on several literature

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Desired loop shaping and nominal plant (b) Comparison of robust non-smooth, proposed robust SOHLS, reduced 3rd order and conventional H_∞ loop shaping controller



(c) Step responses of robust non-smooth, proposed robust SOHLS, reduced 3rd order and conventional H_∞ loop shaping controller

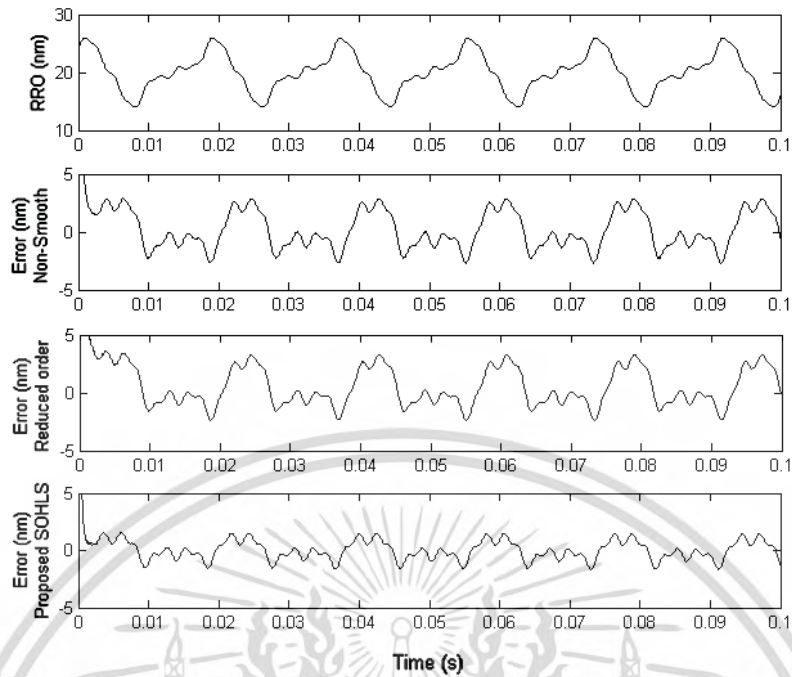
FIGURE 8. Bode of (a) nominal plant and shaped plant, (b) open loop plot of controllers, and (c) step responses of controllers

studied, the runouts in actual hard disk drives are the majority consisting of RROs as the basic summation of sinusoidal with fundamental frequency 55 Hz, equivalent to the spindle motor speed [13]. The signal of PES with fictitious runouts can be written as:

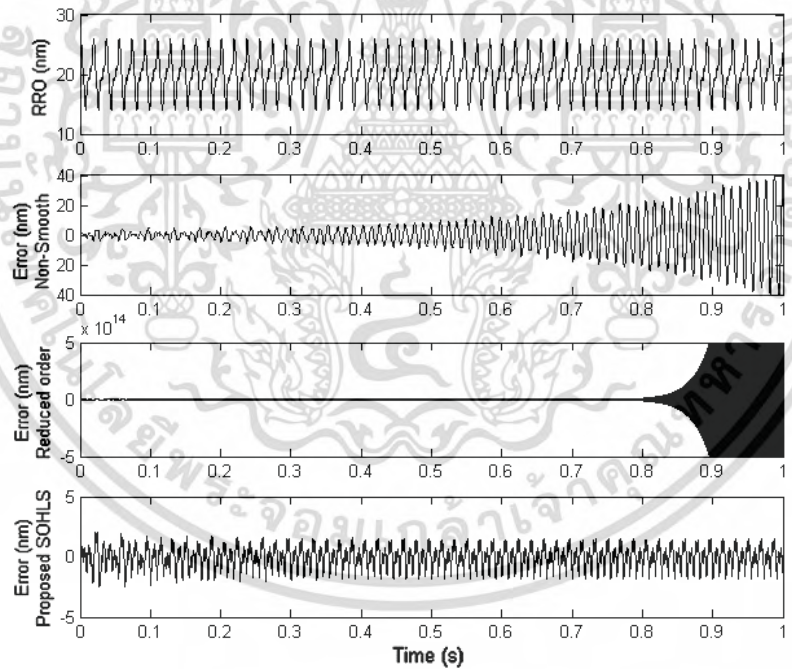
$$d(t) = 0.5 + 0.1 \cos(110\pi t) + 0.05 \sin(220\pi t) + 0.02 \sin(440\pi t) + 0.01 \sin(880\pi t) \quad (32)$$

This signal was added to the output with the zero mean reference signal. The position signal to be considered is the position error signal (PES). The statistic methodology such as 3σ PES (standard deviation) is a suitable parameter used to analyze the deviation of head position. Figures 9 and 10 show the output responses and the position error signal (PES) histograms, respectively. As seen in Figure 9, the proposed controller can attenuate the disturbances from both RRO and NRROs within 2.5 nms while the reduced order controller and the controller designed by non-smooth technique fail to stabilize the system under the presence of disturbances. Figure 10 shows the statistical distribution of the PES under RROs for all controllers. For the distribution under NRROs and RROs,

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Comparison PES of the proposed SOHLS, non-smooth and reduced order controllers under the only RROs constraint



(b) Comparison PES of the proposed SOHLS, non-smooth and reduced order controllers under both RROs and NRROs with resonance shifting constraint

FIGURE 9. Output response under runouts disturbances: (a) comparison PES under the only RROs constraint, (b) comparison PES under the RROs and NRROs constraints

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

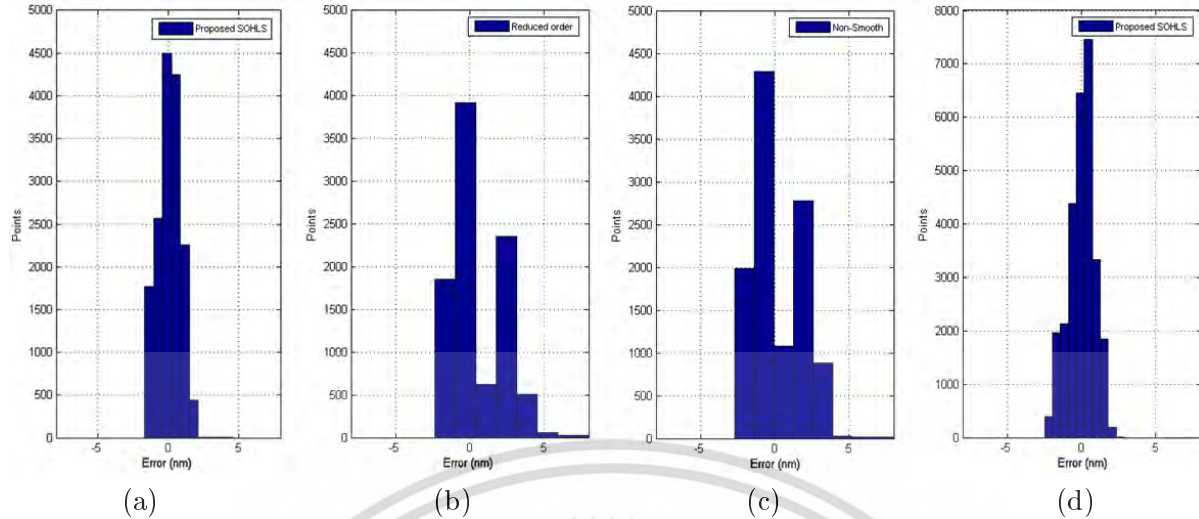


FIGURE 10. Comparison of σ_{PES} histograms of three algorithms: (a) the proposed SOHLS with RROs, (b) reduce order by Hankel norm with RROs, (c) non-smooth technique with RROs and (d) the proposed SOHLS with RROs and NRROs disturbances.

TABLE 2. The $3\sigma_{PES}$ of the PES testing

<i>Type of controller</i>	<i>$3\sigma_{PES}$ (nm) of RROs test</i>	<i>$3\sigma_{PES}$ (nm) of RROs and NRROs test</i>
<i>Proposed SOHLS</i>	<i>2.5110</i>	<i>2.5423</i>
<i>Reduced order 3rd order</i>	<i>5.0168</i>	<i>N/A</i>
<i>Non-smooth</i>	<i>4.8575</i>	<i>N/A</i>

only the result from the proposed SOHLS can be presented since the outputs from the reduced order and a non-smooth controllers are unstable under this condition. Table 2 also illustrates the $3\sigma_{PES}$ value of several interested techniques after testing, which were obtained by measuring the PES. Moreover, $3\sigma_{PES}$ is the main factor to indicate the maximum achievable track density and also shows the performance of the controller designed.

5. Conclusions. This paper proposes the specified order $-H_\infty$ loop shaping (SOHLS) applied to the HDD servo system that can achieve a better performance system for attenuating the effect of RROs and NRROs disturbance. As illustrated in the results, it is clearly shown that the SOHLS controller designed achieves good robust performance. Although the design of the robust SOHLS controller is not easy to be carried out by mathematical methods, due to the nature of nonlinear problem, the particle swarm optimization simplifies this difficulty by finding the best solution based on swarm searching technique. The value of ε after running the PSO of SOHLS is 0.5765, indicating that the designed controller is suitable for the specified open loop shaping method and also guarantees the robustness. Although the ε of the conventional H_∞ robust loop shaping is 0.704 which is more than that of the proposed technique; however, the conventional controller is complicated with the 12th order controller and it is difficult for implementation. Moreover, the statistical data $3\sigma_{PES}$ value of the PES indicates the successful controller, which can attenuate both the RROs and NRROs. The results demonstrate that the robust performance of the proposed SOHLS is better than that of the reduced order controller by Hankel norm and non-smooth method against the counterpart condition.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Acknowledgments. This work is supported by the Thailand Research Fund under the research grant No. PHD57I0052 and Seagate Technology (Thailand) Co. Ltd. Moreover, Department of Electrical Engineering of KMIT'L, Bangkok, Thailand.

REFERENCES

- [1] M. Kryder, *Seventy Years of Disk Drives: The Exciting Road Ahead*, Seagate Technology, 2006.
- [2] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control Analysis and Design*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, New York, 1996.
- [3] K. Zhou and J. C. Doyle, *Essential of Robust Control*, Prentice-Hall, 1998.
- [4] D. C. McFarlane and K. Glover, A loop shaping design procedure using H_∞ synthesis, *IEEE Trans. Automatic Control*, vol.37, no.6, pp.759-769, 1992.
- [5] W. Yan, C. Du and C. K. Pang, Multirate adaptive control of uncertain resonances beyond the Nyquist frequency in high-performance mechatronic systems, *Automatica*, vol.66, pp.63-72, 2016.
- [6] Y. Luo, T. Zhang and L. Zhou, Pre-filtering and head-dependent adaptive feed-forward compensation for translation vibration in hard-disc-drive, *Mechatronics*, vol.27, pp.13-19, 2015.
- [7] S. J. Ho, M. H. Hung, L. S. Shu and H. L. Huang, Designing structure-specified mixed H_2/H_∞ optimal controllers using an intelligent genetic algorithm, *IEEE Trans. Control Systems*, vol.13, pp.1119-1124, 2005.
- [8] P. Apkarian and V. Bompert, Nonsmooth structured control design with applications to PID loop shaping of a process, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol.17, pp.1320-1342, 2007.
- [9] N. A. Bruisma and M. Steinbuch, A fast algorithm to compute the H_∞ - Norm of a transfer function matrix, *System Control Letters*, vol.14, pp.287-293, 1990.
- [10] S. Kaitwanidvilai, Particle swarm optimization based fixed-structure H_∞ loop shaping control of MIMO system, *Proc. of IASTED Internatioanal Conference*, Innsbruck, Austria, pp.207-212, 2008.
- [11] M. Ben, T. H. Lee, V. Venkatakrishnan and P. Kemao, *Hard Disk Drive Servo Systems*, 2nd Edition, Springer, 2005.
- [12] W. Guo, S. Weerasooriya, T. B. Goh, Q. H. Li, C. Bi and K. T. Chang, Dual stage actuators for high density rotating memory devices, *IEEE Trans. Magn.*, vol.34, pp.450-455, 1998.
- [13] K. Peng, B. M. Chen, V. Venkataramanan and T. H. Lee, Design and implementation of a dual-stage actuated HDD servo system via composite nonlinear control approach, *Mechatronics*, vol.14, pp.965-988, 2004.
- [14] S.-H. Lee and C. C. Chung, Optimal design and testing of a digital dual-stage actuator servo system, *IET Control Theory and Applications*, vol.4, pp.2029-2040, 2010.
- [15] H. Li, C. Du and Y. Wang, Optimal reset control for a dual-stage actuator system in HDDs, *IEEE Trans. Mechatronics*, vol.16, no.10, pp.480-488, 2011.
- [16] S. Kaitwanidvilai and A. Nath, Design and implementation of a high performance hard disk drive servo controller using GA based 2DOF robust controller, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol.8, no.2, pp.1025-1036, 2012.
- [17] S. S. Aphale, S. O. R. Moheimani and A. Ferreira, A robust loop-shaping approach to fast and accurate nanopositioning, *Sensors and Actuators A: Physical*, vol.204, pp.88-96, 2013.
- [18] J. Kennedy and R. Eberhart, Particle swarm optimization, *Proc. of IEEE International Conference on Neural Networks*, Perth, Australia, vol.4, pp.1942-1948, 1995.
- [19] Y. Hamada and K. Date, Disk storage device, *US Patent No. 6989957*, 2009.
- [20] R. Li, T. Wang, Z. Zhu and W. Xiao, Vibration characteristics of various surfaces using an LDV for long-range voice acquisition, *IEEE Sensors Journal*, vol.11, no.6, pp.1415-1422, 2011.

LOW ORDER ROBUST v -GAP METRIC H_∞ LOOP SHAPING CONTROLLER SYNTHESIS BASED ON PARTICLE SWARM OPTIMIZATION

POOM KONGHUAYROB AND SOMYOT KAITWANIDVILAI

Department of Electrical Engineering
Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
poom.konghuayrob@gmail.com; drsomyotk@gmail.ac.th

Received April 2017

ABSTRACT. *The strong demand of the data storage capacity has been increasing significantly. According to the heat-assisted magnetic recording (HAMR) technology, the demand trend of hard disk drive (HDD) is predicted that the areal density will be achieved 10 Tbit/in² before the year 2020. High areal density results in a narrow track pitch which is quite sensitive to the external disturbance including the measured noise. This point is the benchmark problem of the high precision controller design for controlling the HDD servo mechanism. Moreover, the systematic uncertainties have to be taken into consideration in controller design procedure as well. The alternative robust v -gap metric related to H_∞ loop shaping is proposed in this paper to stabilize a voice coil motor in HDD under the uncertainty condition. The potential particle swarm optimization (PSO) is adopted to minimize the gap between the plant with H_∞ controller and the plant with specified 3 controller orders. Instead of using the conventional H_∞ controller with high order with a complicated structure, this paper applies the proposed lower controller order based on v -gap which is more appropriate implement in the actual application. The performance and robustness of both controllers are compared in the simulation studies. The results confirm the similar characteristics of both controllers in terms of performance tracking and disturbance rejection. Furthermore, the system stability index called stability margin with 0.472 and system perturbations testing condition also emphasizes the robustness and effectiveness of the proposed controller.*

Keywords: v -gap, H_∞ loop shaping, Robust controller, Voice coil motor, Hard disk drive

1. Introduction. Over the past two decades, the hard disk drive servo system is widely used throughout the world, especially an increase of areal density. The increase of areal density will be achieved 10 Tbit/in² following the industry roadmap. The consequence of the increasing of data areal density leads to a reduction of the gap between the data tracks pitch. A narrower track pitch causes the difficulty to precisely position the read/write head of voice coil motor (VCM) over the desired track. Currently, the areal density in hard disk industry hits over the 1 Tbit/in² [1]. For 10 Tbit/in² areal densities in the near future, the displacement of the data track is around 8 nm, while the three sigma value is about 1.16 nm [2]. Therefore, this very small displacement is one of the benchmark problems for controlling the high-density hard disk drive. In addition, the servo resonance modes caused by natural mechanism resonance are also the control problems. Thus, the disturbance caused by the repeatable runout (RRO) and non-repeatable runout (NRRO) have to be taken into consideration. Generally, the major source of RRO is generated by the un-concentricity of disk flutter, servo bearing, spindle vibrations, etc. The NRRO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

is normally produced by air turbulence, and mechanical resonance. In case of resonance frequencies appearing in a servo hard disk, notch filters which are the most well-known and popular compensator [3] are utilized in this study to suppress the resonance effect. However, NRRO and RRO still are the main factors to degrade the performance and robustness of the hard disk. These disturbances also make the system nonlinearly [4]. To overcome these problems, many research papers have been proposed continuously. Modern controls such as fuzzy logic control, neuronal network, and adaptive control have been applied to accurately controlling the hard disk drive. In [5], a fuzzy control was applied with the switch mode PID and its saturation limitation. As shown in their results, fuzzy control is efficient to control the seeking mode positioning in hard disk drive accurately. Nevertheless, the uncertainties constraints are not added to be considered in their paper. Lai et al. [6] adapted the two neural networks to compensate the external vibration and the nonlinear pivot friction inside the hard disk drive. Their compensators were operated by following the signal of accelerometer sensing device. They claimed that their proposed controller increased the tracking performance and attenuated the effect of the sensing disturbance vibration. Herrmann et al. [8] utilized the adaptive neural network in their practical application. Their adaptive radial basis functions in neural network control were applied to compensating the resonance and voice-coil-motor (VCM) parameters changing effects. The results indicate that their technique can improve the servo bandwidth and suppress the resonance effect properly.

However, all techniques mentioned above do not take the systematic uncertainties and robustness criteria into their design processes. In order to stabilize the system, various references have presented the robust control and its applications. Robust control is a high potential technique to maintain the system performance and robustness. In the robust control, the system uncertainties can be modeled to many types of model. For instance, the polynomial static output feedback H -infinity control [9], linear matrix inequality (LMI) based H_∞ control [10], H_∞ robust loop shaping [11-14,22,23]. H_∞ loop shaping is one of the popular, simple and sensible techniques to design an effective controller against the uncertainties and disturbance criteria. Nonetheless, a number of the classical H_∞ loop shaping controller order is quite high, which leads to difficult implementation and needs complicated mathematical analysis. Therefore, this paper aims to bridge the gap between theory and application by synthesizing the low controller order based on the concept of v -gap metric with respect to H_∞ robust loop shaping method and particle swarm optimization (PSO). The evolutionary computation algorithms PSO is applied to solving the non-convex problem of the H_∞ robust controller design by searching optimal parameters of the proposed controller based on v -gap metric. The advantage of PSO is a high probability algorithm to achieve the global best solution in the problem search space which is unlike the other gradient techniques that normally trap the local minima. Furthermore, the performance of searching comparison between PSO and other searched techniques were discussed in [22,24]. The conventional H_∞ loop shaping controller, K_∞ is utilized to specify the appropriate weighting function and stabilize the nominal plant at the first process. Subsequently, the gap (distance) between the plant stabilized by the H_∞ controller ($W_1K_\infty W_2G_0$) and the plant stabilized by the proposed controller design with plant ($K(z)G_0$) of the effective v -gap metric is applied to being the fitness function of the particle swarm optimization (PSO). Finally, the gap related to the fitness function with the proposed specified controller is minimized to synthesize the robust controller with respect to the H_∞ characteristic. The objectives and motivations of this paper are: (1) to propose the alternative method to synthesize a robust controller with v -gap metric; (2) to apply the simple structure of the proposed controller to controlling hard disk drive servo system robustly and precisely.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This paper is organized as follows. Section 2 details the HDD modeling and resonance modes. Section 3 describes the robust controller designed based on the v -gap metric concept and H_∞ loop shaping that apply the PSO to finding the optimal controller with specified controller structure. In Section 4, the simulation of the VCM actuator with the HDD parameters perturbation is described and the results between the proposed controller and conventional H_∞ loop shaping controller are compared. Finally, Section 5 summarizes and concludes the results and proposed concept design.

2. Hard Disk Drive Modeling. The hard disk drive actuator is an electromagnetic device as shown in Figure 1, which consists of the voice coil motor including its current driver. The principle model of voice coil motor can be analyzed as the electrical and the mechanical equivalence circuits. Based on the details described in [14], the transfer function of voice coil motor can be characterized as:

$$\frac{\theta(s)}{u(s)} = \frac{\frac{R_m k_a}{k_b}}{s(s\tau_e + 1) + (s\tau_a + 1) \left[s\tau_m + \frac{R_m}{(R_m + R_s)} \right]} = \frac{k_t k_a}{J} \frac{1}{s^2} \quad (1)$$

where θ , u , R_m , R_s , k_a , k_b , τ_a , τ_e and τ_m are the position of actuator in radian, the voltage input, VCM resistance, the parallel resistance, steady state gain, back emf force coefficient, amplifier, electrical and mechanical time constant, respectively.

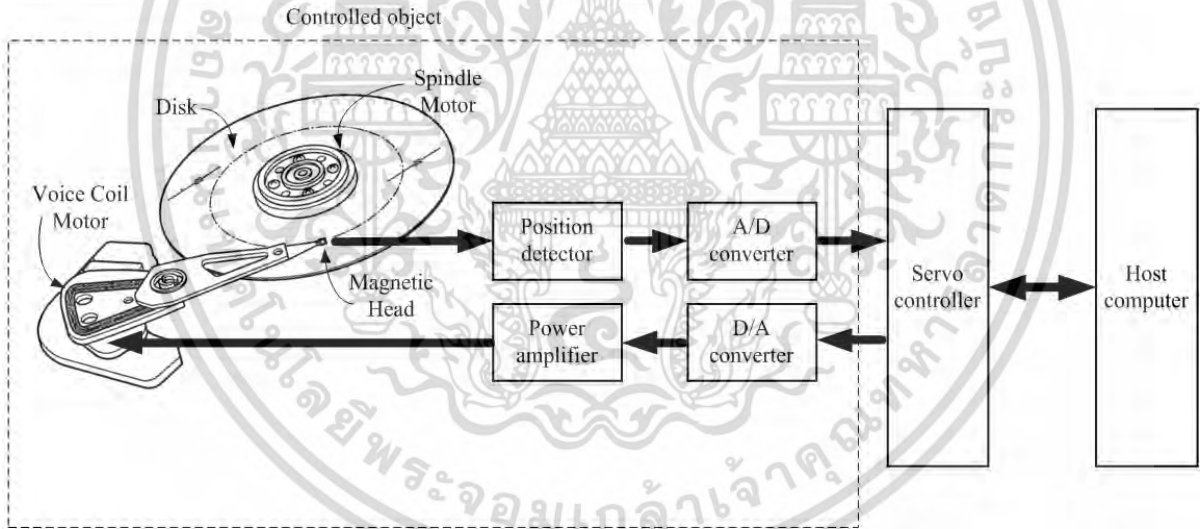


FIGURE 1. Schematic diagram of the head-positioning HDD

By the transformation method as detailed in [14] the characteristic of the VCM actuator model can be transformed to the tracks as:

$$G(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \left(\frac{k_t k_a}{J} \right) \left(l_{vcm} \frac{TPI}{2540} \right) \frac{1}{(s)^2} = k_v k_y \frac{1}{(s)^2} \quad (2)$$

The realistic model of hard disk drive including its resonance dynamic modeling can be written as:

$$G_{VCM}(s) = \frac{k_v k_y}{(s)^2} G_{r,i}(s) \quad (3)$$

where l_{vcm} denotes the length of the VCM actuator arm and TPI represents Track Per Inch of VCM model of hard disk drive, k_v is the acceleration constant, k_y is the position

ไม่วางกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

measurement gain. The i th resonance, $G_{r,i}(s)$ can be expressed as:

$$G_{r,i}(s) = \frac{a_i s^2 + b_i s + \omega_i^2}{s^2 + 2\xi_i \omega_i s + \omega_i^2} \quad (4)$$

where a_i , b_i , ξ_i and ω_i are coefficients of the i th resonance mode dynamic model. The model parameters of the HDD are shown in Table 1.

TABLE 1. The model data of the hard disk drive assembly [15]

Model data	Value	Tolerance perturbation
(m, k_t, k_v)	(0.002, 20, 64.013)	—
$(a_1, b_1, \varsigma_1, \omega_1)$	(0.0000115, -0.00575, 0.05, 70)	(-, -, 50%, 20%)
$(a_2, b_2, \varsigma_2, \omega_2)$	(0, 0.0230, 0.005, 2200)	(-, -, 50%, 20%)
$(a_3, b_3, \varsigma_3, \omega_3)$	(0, 0.8185, 0.05, 4000)	(-, -, 50%, 30%)
$(a_4, b_4, \varsigma_4, \omega_4)$	(0.0273, 0.1642, 0.005, 9000)	(-, -, 50%, 20%)

3. Robust Control Synthesized Based on ν -Gap Metric and Particle Swarm Optimization.

3.1. ν -gap metric. The ν -gap metric was introduced into the robust control literature by Vinnicombe. The good tutorial overview can be found in [16,17]. The ν -gap metric is utilized to measure the distance between two linear time invariant (LTI) of the interested feedback plants for indexing the similarity performance of both systems. The definition of ν -gap metric that calculates the upper bound on the distance between two systems (G_0 and G_1) can be described as:

Given $G_0, G_1 \in \mathbb{R}^{p \times q}$

$$\delta_\nu(G_0, G_1) = \begin{cases} \left\| \begin{bmatrix} -\tilde{M}_1 & \tilde{N}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_0 \\ M_0 \end{bmatrix} \right\|_\infty & \text{if } \det \Phi(s) \neq 0 \ \forall \omega \\ & \text{and wno } \det \Phi(s) = 0 \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

where $G_i = N_i M_i^{-1} = \tilde{M}_i^{-1} \tilde{N}_i$, are normalized right (left) coprime factorizations of the interested plants and wno represents the winding number in the standard Nyquist D-contour [16,17].

The calculated ν -gap value always lies between 0 and 1. Small value (relative to 1) implies that the close loop gain of both systems will be similar. In the other words, high value of ν -gap indicates that the plants are far apart. Moreover, the input and output of both systems must be the same. The theorem that associates with the ν -gap metric to measure the system performance is the following:

Theorem 3.1. (Theorem 2.4 detailed in [17]): *Any two plants G_0, G_1 with m inputs n outputs and a controller K with n inputs and m outputs,*

$$|b_{G_0, K} - b_{G_1, K}| \leq \delta_\nu(G_0, G_1) \quad (6)$$

where

$$b_{G_i, K_i} := \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_i \end{bmatrix} (I + G_i K_i)^{-1} \begin{bmatrix} I & G_i \end{bmatrix} \right\|_\infty^{-1} = \left\| \begin{bmatrix} I \\ G_i \end{bmatrix} (I + K_i G_i)^{-1} \begin{bmatrix} I & K_i \end{bmatrix} \right\|_\infty^{-1} \quad (7)$$

The following interpretation is described in [17]: “The ν -gap is an effective measurement of the important difference between the two systems, in terms of closed-loop behavior when both are controlled by the same, near unity-gain, feedback compensator.” When the feedback compensator to be used is not of near unity-gain at all frequencies, it is

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

necessary to weight the system concerned (by the controller, or the expected shape of the controller – as characterized by the weights used in the H_∞ loop-shaping design procedure for example), for such an interpretation to be meaningful.”

3.2. Robust fixed-structure procedure based on v -gap metric and PSO. In order to achieve the robust performance of the H_∞ loop shaping procedure, the pre-weight (W_1) for decreasing the effect of disturbance with high gain at low frequency and post-weight (W_2) for rejecting the noise with low gain at high frequency must be properly selected. Following the details described in [14,19,20], the selected weights can be evaluated by using the concept of Riccati Equation (8). The result of Riccati is γ_{\min} which is the inverse proportion of the maximum stability margin ε_{\max} . Based on the suggestion of McFarlane and Glover in [11], the ε_{\max} should be more than 0.25 in order to properly maintain the system stability under uncertainties and disturbance perturbations. Thereafter, the selected weights are utilized to shape the nominal plant of HDD actuator as: $G_S = W_1 G_0 W_2$, where G_0 represents the nominal plant. The uncertainty of the interested hard disk drive is evaluated by using the concept of left coprime factorization, which is separated into the normalized nominator N and denominator M factors as illustrated in Figure 2. The inverse maximum stability margin index γ_{\min} can be calculated as follows.

$$\gamma_{\min} = \varepsilon_{\max}^{-1} = 1 - \left\{ \left\| \begin{bmatrix} N & M \end{bmatrix} \right\|_H^2 \right\}^{0.5} = (1 - \lambda_{\max}(XZ))^{0.5} \quad (8)$$

where $\|\cdot\|_H$ represents the Hake norm of system, λ_{\max} is the maximum eigenvalue of matrix X multiplied by matrix Z , while X and Z are unique positive definite solutions to algebraic Riccati equation.

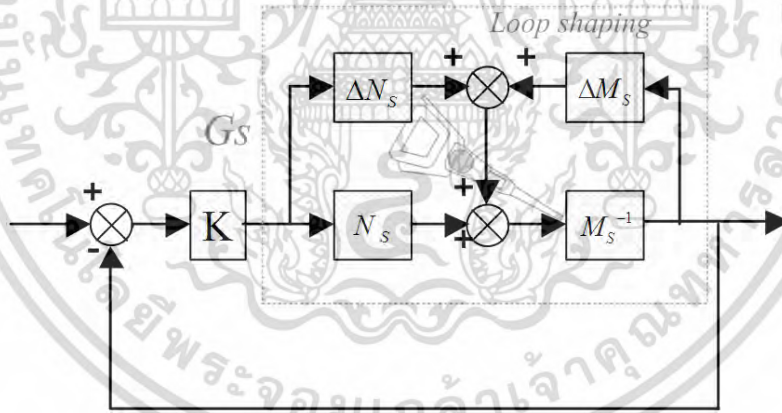


FIGURE 2. Controlled diagram of feedback loop with system uncertainty based on left coprime factorization

After achieving the desired ε_{\max} regarding the appropriate weight selection, the H_∞ controller (K_∞) is synthesized by solving the following inequality equation of the shaped plant, $W_1 G_0 W_2$. The H_∞ norm of disturbance to state can be expressed as:

$$\begin{aligned} \|T_{zw}\|_\infty &= \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I + W_1 G_0 W_2 K_\infty)^{-1} M_S^{-1} \right\|_\infty \\ &= \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I + W_1 G_0 W_2 K_\infty)^{-1} \begin{bmatrix} I & W_1 G_0 W_2 \end{bmatrix} \right\|_\infty < \frac{1}{\varepsilon} \end{aligned} \quad (9)$$

The synthesized feedback controller K is obtained as:

$$K = W_1 K_\infty W_2 \quad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

As known, the H_∞ controller (K) has a complicate structure and high controller order. Therefore, the controller applied in this paper is specified with 3 controller orders (3 poles 3 zeros). The optimal controller parameters are found by using PSO algorithm to synthesize the robust controller with respect to the H_∞ loop shaping technique. The specified controller structure and set of controller parameters are the following:

$$K(z) = \frac{z_{m1}s^3 + z_{m2}s^2 + z_{m3}s^1 + z_{m4}}{z_{n1}s^3 + z_{n2}s^2 + z_{n3}s^1 + z_{n4}} \quad (11)$$

The set of coefficients in the proposed controller is:

$$z = [z_{m1}, z_{m2}, z_{m3}, z_{m4}, z_{n1}, z_{n2}, z_{n3}, z_{n4}] \quad (12)$$

In order to synthesize the proposed robust controller related to H_∞ loop shaping technique of this paper, the distance between both closed loop systems is applied to being the cost function of the PSO searching tool. Two systems applied in this paper are: (1) $W_1K_\infty W_2G_0$ and (2) $K(z)G_0$. The cost function (J_{cost}) of PSO based on the proposed v -gap method is expressed as:

$$Fitness [f^n] = J_{Cost}^{-1} = \begin{cases} [\delta_v(W_1K_\infty W_2G_0, K(z)G_0)]^{-1} & \text{if } K \text{ stabilized the } G_0 \\ 0.0001 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (13)$$

The high potential PSO is applied to searching the optimal coefficients in proposed controller $K(z)$ in order to minimize the gap (distance) between both interested systems in the closed loop behavior. The optimal minimum gap implies that the nominal plant with synthesized controller is similar to the characteristic of the nominal plant with the H_∞ loop shaping controller. The details of proposed technique can be summarized as follows.

Step 1. Specify the controller parameter structure $K(z)$ in Equation (12), while z is the set of the controller coefficients, which are referred as a ‘particle’ in the PSO technique.

Step 2. Initialize the parameter sets of PSO in the 1st iteration, such as population size, maximum and minimum velocities and momentum.

Step 3. Generate a swarm movement of the first iteration randomly, and find the fitness value of each particle. The inverse of cost function in Equation (13) is applied as the fitness function ($Fitness [f^n]$) of the PSO optimization.

Step 4. Update the inertia weight (J), position and velocity of each particle as:

$$J = J_{max} - \left(\frac{J_{max} - J_{min}}{i_{max}} \right) i \quad (14)$$

$$v_{i+1} = Q_{vi} + \alpha_1[\gamma_{1i}(P_b - p_i)] + \alpha_2 \quad (15)$$

Update the position (p) and velocity (v) of each particle.

$$p_{i+1} = p_i + v_{i+1} \quad (16)$$

where α_1 , α_2 are the specified acceleration coefficients and γ_{1i} , γ_{2i} are the numbers by random search.

Step 5. Return to step 4, if the current iteration is less than the maximum iteration. If the current iteration reaches the maximum iteration, then stop. The particle that achieves the maximum fitness value is the answer of this optimization.

Figure 3 shows the flowchart of the proposed controller design. The chart starts from shaping the plant with appropriate selected weights, and then PSO is applied to finding the optimal parameters of the proposed fixed structure controller with respect to the minimum gap between both systems. Finally, the process is stopped when the PSO achieves the optimal best solution and/or the maximum iteration.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

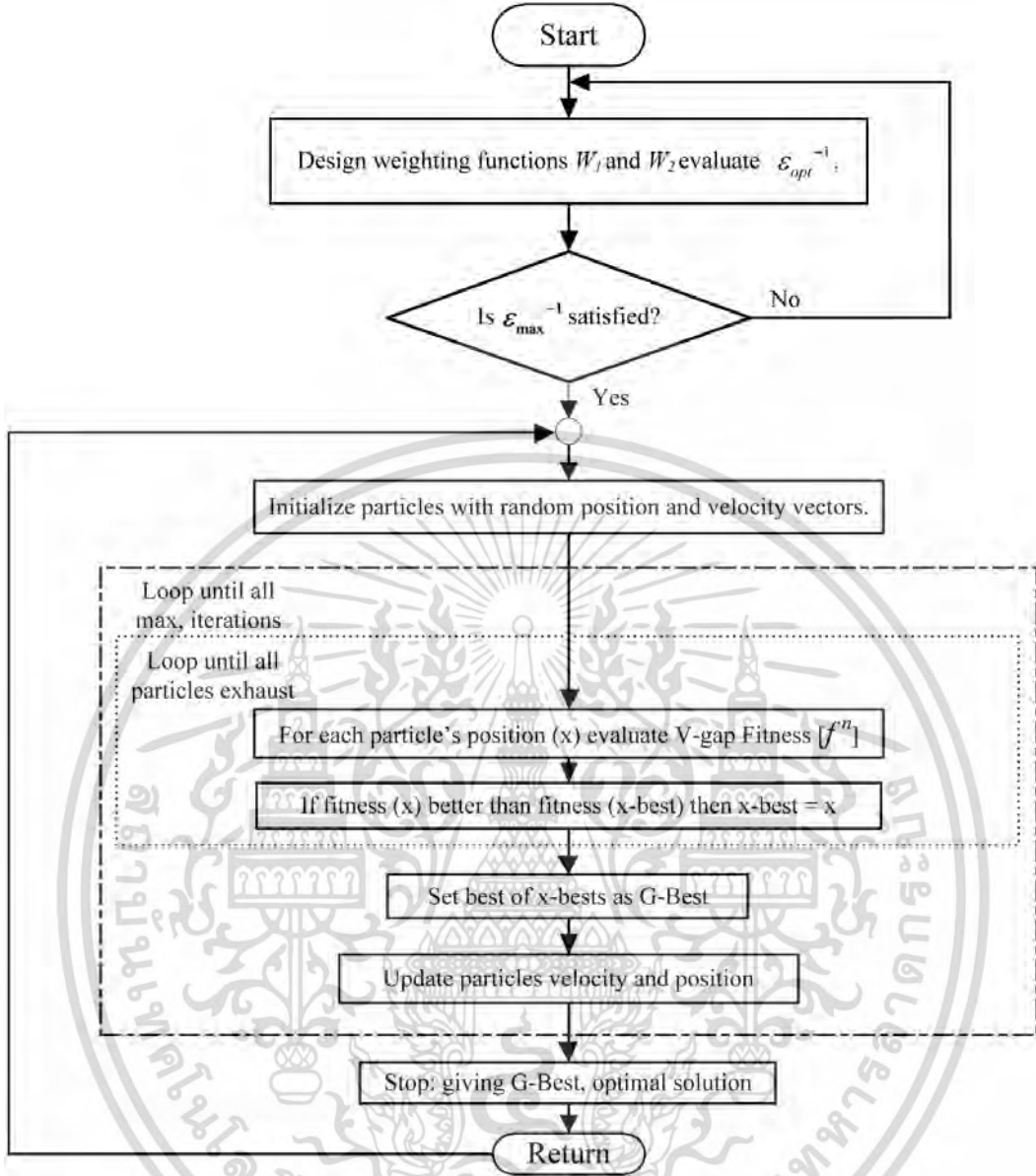


FIGURE 3. A control flowchart of the proposed robust controller design based on v -gap metric

4. Simulation Results. The position control in voice coil motor (VCM) of hard disk assembly (HDA) is utilized to examine the performance of the proposed controller design. In this paper, the principle VCM and four resonant dynamic models characteristic of HDA with the 12th order described in Table 1 can be constructed as follows:

$$G_{VCM\&NOTCH}(s) = \left\{ \frac{\begin{aligned} &1.544 \times 10^9 s^{11} + 1.055 \times 10^{15} s^{10} + 1.175 \times 10^{19} s^9 \\ &+ 6.247 \times 10^{24} s^8 + 2.878 \times 10^{28} s^7 + 1.097 \times 10^{34} s^6 \\ &+ 2.575 \times 10^{37} s^5 + 5.934 \times 10^{42} s^4 + 4.539 \times 10^{45} s^3 \\ &+ 7.838 \times 10^{50} s^2 + 3.525 \times 10^{52} s + 1.505 \times 10^{56} \end{aligned}}{\begin{aligned} &s^{13} + 53557 s^{12} + 8.625 \times 10^9 s^{11} + 3.1 \times 10^{14} s^{10} + 2.338 \times 10^{19} s^9 \\ &+ 5.26 \times 10^{23} s^8 + 2.163 \times 10^{28} s^7 + 2.78 \times 10^{32} s^6 \\ &+ 7.439 \times 10^{36} s^5 + 3.647 \times 10^{40} s^4 + 7.816 \times 10^{44} s^3 \\ &+ 5.095 \times 10^{46} s^2 + 1.51 \times 10^{51} s + 1.881 \times 10^{51} \end{aligned}} \right\} \quad (17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านวิชาการ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Based on the well-known concept of McFarlane and Glover, the hard disk drive plant of the proposed design needs to be shaped with high performance weights to achieve a high at low-frequency gain with W_1 and a low at high-frequency gain with W_2 of the open loop frequency response for rejecting the effect of disturbance and measurement noise. Furthermore, the crossover frequency of the shaped plant should be high to increase the servo bandwidth including the tracking performance. The selected weighting function of the proposed controller design can be selected as:

$$\begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{0.0081s + 56.95}{s + 5900} \\ \frac{s + 39300}{s + 217500} \end{bmatrix} \quad (18)$$

In order to indicate the system robustness of the proposed loop shaping controller design, Riccati equation provides the maximum stability margin $\varepsilon_{\max} = 0.612$, which guarantees the performance of selected weights for maintaining the system stability under uncertain constraints. Based on these weights, the H_∞ loop shaping controller is synthesized, and applied to being the fitness function of PSO to minimize the gap between both systems. The initialized PSO parameters are selected as follows: the number of particles = 24, an acceleration coefficient = 2.1, the minimum and maximum of velocities and weight inertias are [0.6, 1.8] and [0.3, 0.9], respectively. Figure 4 illustrates the convergence fitness function curve of PSO algorithm. The parameters of the specified controller structure with order 3 in Equation (11) are optimized. After that, the final proposed controller based on v-gap metric is obtained as:

$$K(z) = \frac{0.2653s^3 + 707.3s^2 + 3561s + 3157}{167.8s^3 + 4.055 \times 10^5 s^2 + 2.788 \times 10^5 s + 8.713 \times 10^5} \quad (19)$$

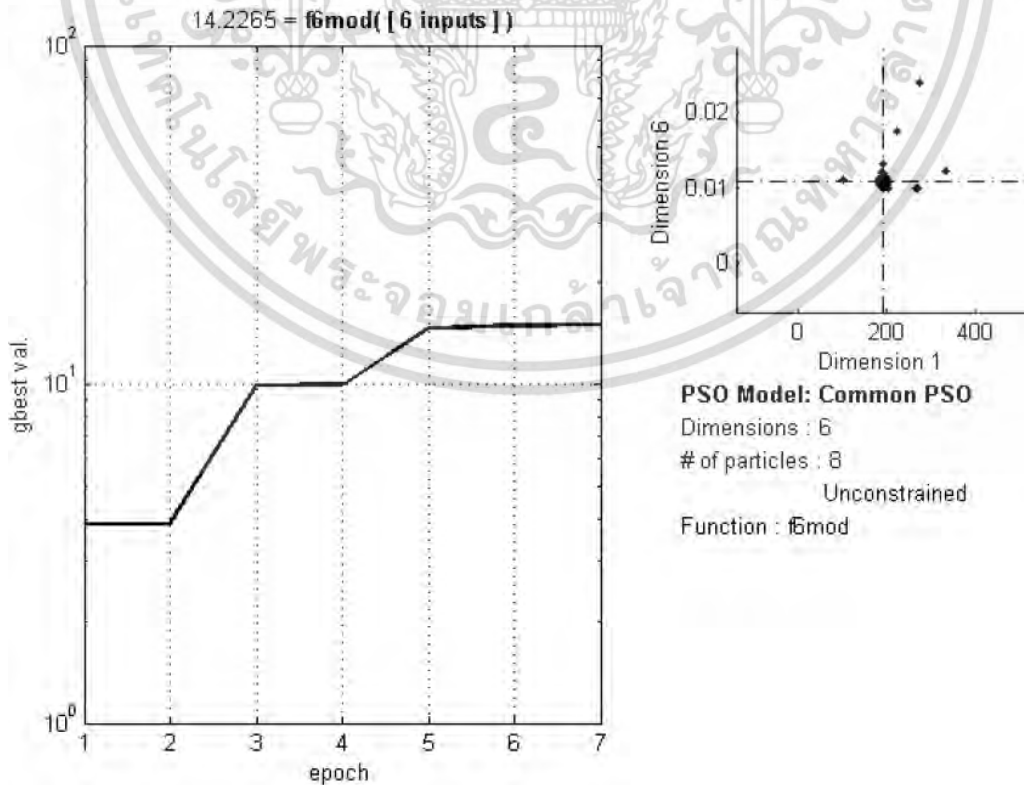


FIGURE 4. PSO solution convergence of proposed v-gap metric

A conventional H_∞ loop shaping controller can be synthesized as:

$$K_{H_\infty}(s) = \left\{ \begin{array}{l} 0.008235s^{12} + 2354s^{11} + 1.526 \times 10^8 s^{10} + 1.109 \times 10^{13} s^9 \\ 5.046 \times 10^{17} s^8 + 1.28 \times 10^{22} s^7 + 3.468 \times 10^{26} s^6 \\ +4.877 \times 10^{30} s^5 + 5.868 \times 10^{34} s^4 + 5.366 \times 10^{38} s^3 \\ +1.844 \times 10^{42} s^2 + 1.807 \times 10^{44} + 3.484 \times 10^{47} \\ \hline s^{12} + 4.721 \times 10^5 s^{11} + 6.461 \times 10^{10} s^{10} + 3.04 \times 10^{15} s^9 \\ 2.483 \times 10^{20} s^8 + 5.426 \times 10^{24} s^7 + 1.818 \times 10^{29} s^6 \\ +2.383 \times 10^{33} s^5 + 3.083 \times 10^{37} s^4 + 2.756 \times 10^{41} s^3 \\ +8.697 \times 10^{44} s^2 + 9.01 \times 10^{46} + 1.638 \times 10^{50} \end{array} \right\} \quad (20)$$

After the optimization process, which PSO is applied, finished, the close loop gap between the plant with H_∞ loop shaping and the proposed controller is 14.2265. The inverse of this value equals 0.0703, which is very small gap of both compared systems; therefore, the robust performance of both systems is almost similar. Additionally, the stability margin and the time performance of H_∞ loop shaping and proposed technique are compared in Table 2.

The step responses of both techniques are illustrated in Figure 6. This result indicates that the settling time and overshoot of both techniques are almost the same. In addition, the similar disturbance rejection response of the two controllers shown in Figure 6 also guarantees the system stability and robustness of both systems.

TABLE 2. Performance and robustness comparison

Procedure	Stability margin (ε)	Settling time	% Overshoot	Order
H_∞ loop shaping	0.612	0.0027	0%	14
Proposed v -gap technique	0.4782	0.0021	0.08%	3

Although, the stability margin of H_∞ is greater than the proposed technique, the order of the conventional H_∞ controller is higher and more complicated. Therefore, the proposed controller design gains more advantages than that of the conventional H_∞ controller in terms of simple structure while the stability margin is acceptable. Table 2 illustrates the value of ε which is equal to 0.4782, indicating that the designed controller is suitable for the specified open loop shaping method and also guarantees the hard disk system performance. In order to analyze the robustness of the proposed controller based on v -gap metric design, the tolerance perturbation at 20-50% of the resonance mode coefficient of HDD shown in Table 1 is utilized. Figure 7 shows the open loop singular value of the 16-case perturbations compared to the nominal HDD plant, while the step responses of the 16 perturbed cases and the nominal plant are shown in Figure 8. The step response performance of the whole cases is almost similar. Even though the system is internally perturbed by the effect of parameter variations, these results substantiate the robust performance of the proposed design.

5. Conclusion. V -gap metric is utilized in this paper to measure the gap between two interested systems (the nominal plant with H_∞ loop shaping controller and the nominal plant with proposed controller). The very small gap implies that both systems share quite similar behavior. According to the concept of H_∞ loop shaping, the H_∞ controller (K_∞) is synthesized for stabilizing the system performance under the uncertainties and perturbations. The strong advantages of the K_∞ and v -gap metric are combined to be the fitness function of the proposed alternative v -gap based robust H_∞ loop shaping controller synthesized method. PSO algorithm is adapted to search the optimal parameters of the

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

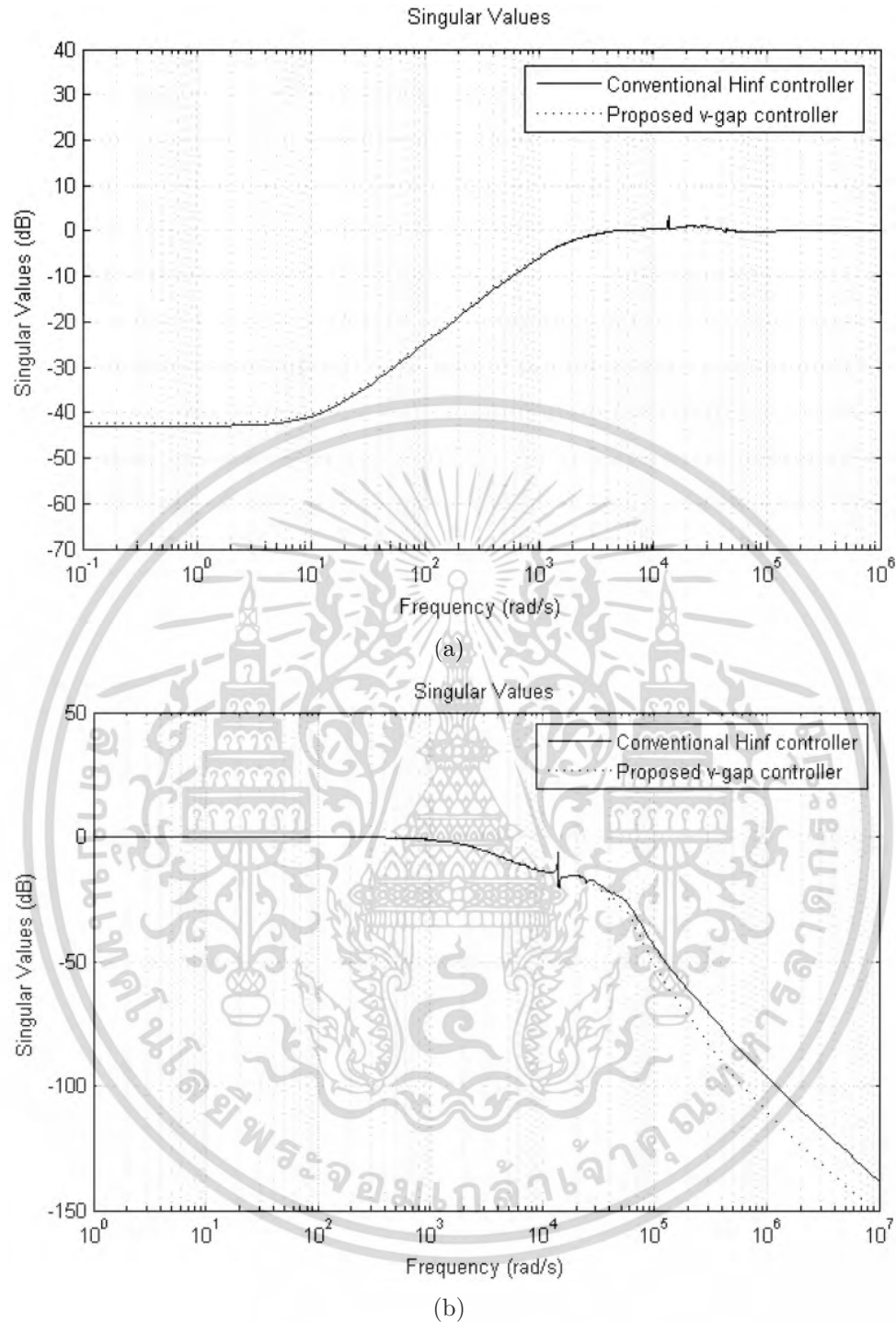


FIGURE 5. (a) Singular value of the sensitivity and (b) singular value of the complementary sensitivity frequency response between the conventional H_∞ controller with plant (solid line) and the proposed v -gap metric controller with plant (dot line)

proposed specified controller the 3rd order in the designed fitness function. The optimal result found in this paper shows that the gap between both controllers is very small with 0.0703. It explains that behaviors of both systems are almost the same. In addition, the time and frequency simulated results also substantiate the similarity of both controllers. However, the order of the proposed controller is less than the conventional H_∞ controller,

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

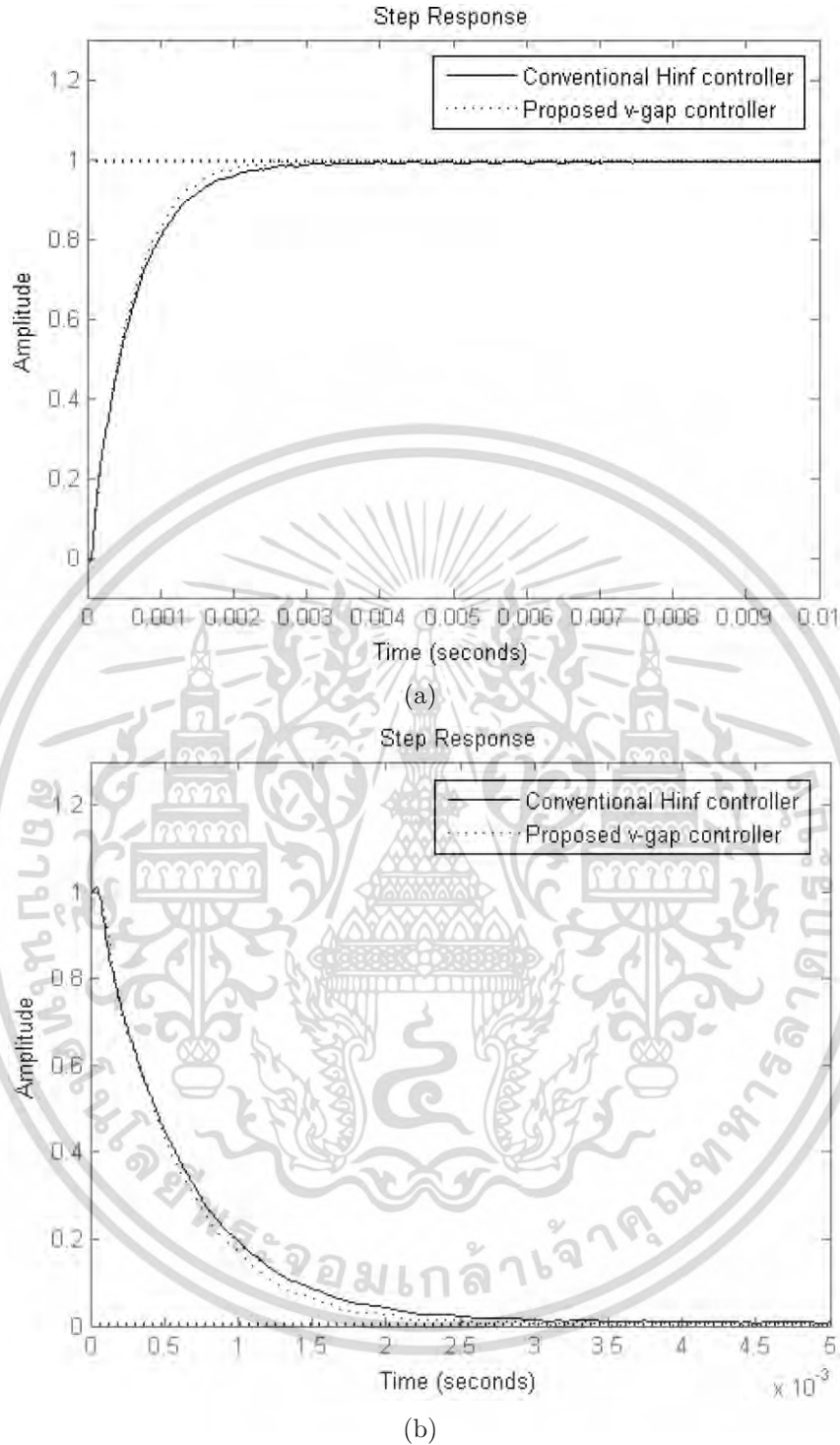


FIGURE 6. (a) Step responses of proposed v -gap metric compared to H_∞ controller, (b) disturbance rejection of proposed v -gap metric compared to H_∞ controller

which is more appropriate to apply to an industrial application than controller that has high order and complicated structure, such as H_∞ controller. Furthermore, in order to emphasize the effectiveness of the proposed controller, the 16 cases of the internal perturbation are utilized. The results confirm the effectiveness of the proposed controller that it can maintain the robustness and system stability even the parameters of the

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

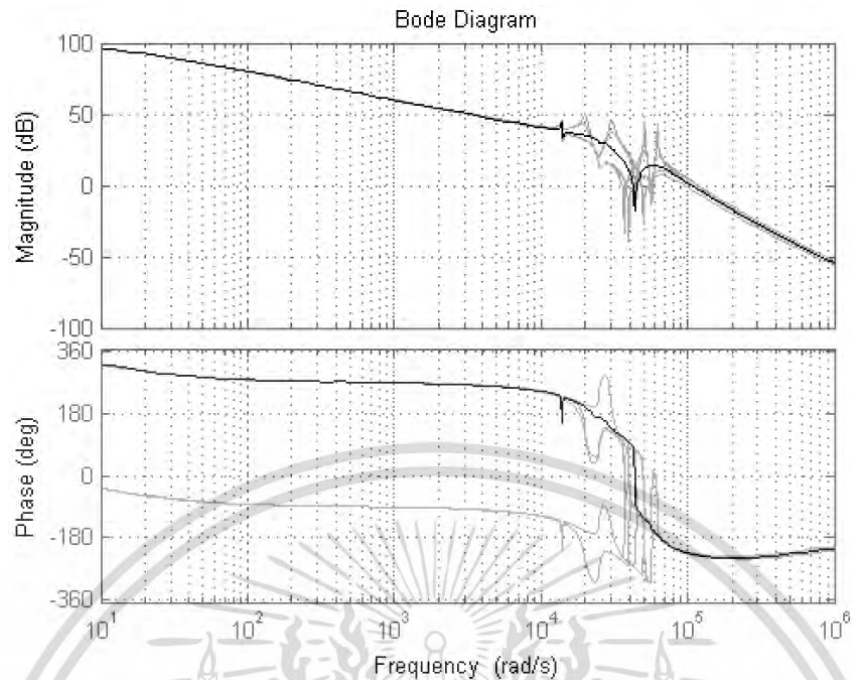


FIGURE 7. The open loop singular value responses of the normal model (black line) compared to the 16 cases perturbation of HDD (gray line)

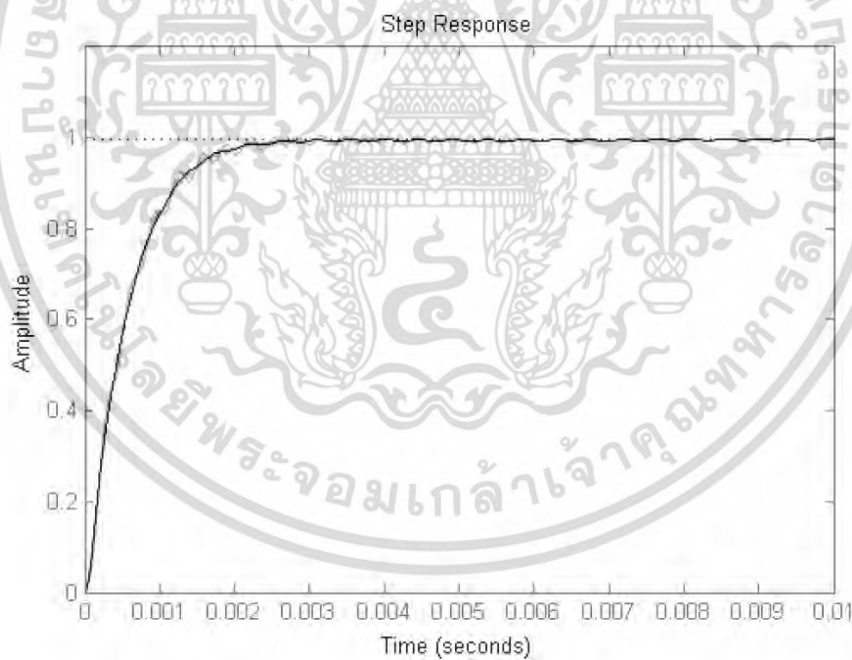


FIGURE 8. Step responses of the normal model (black line) compared to the 16 cases perturbation of HDD (gray line)

system are changed. This proposed concept will be applied to the dual stage actuator or multi-input multi-output (MIMO) system in the future research.

Acknowledgments. This work is supported by the Thailand Research Fund under the research grant No. PHD57I0052. This work is also supported by the Faculty of Engineering KMITL and Seagate Technology (Thailand) Company Ltd.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

REFERENCES

- [1] Seagate Press Release, *Seagate Reaches 1 Terabit per Square Inch Milestone in Hard Drive Storage with New Technology Demonstration*, <http://www.seagate.com/newsroom/press-releases/terabit-milestonestorage-seagate-master-pr/>, 2013.
 - [2] L. Zhang, K. Yao and Y. F. Chen, Dual-stage nanopositioning scheme for 10 Tbit/in² hard disk drives with a shear-mode piezoelectric single-crystal microactuator, *IEEE Trans. Magnetism*, vol.51, no.4, pp.1942-1948, 2015.
 - [3] C. I. Kang and C. H. Kim, An adaptive notch filter for suppressing mechanical resonance in high track density disk drives, *Microsystem Technology*, vol.11, pp.638-652, 2005.
 - [4] M. Ben, T. H. Lee, V. Venkatakrishnan and P. Kemaio, *Hard Disk Drive Servo Systems*, 2nd Edition, Springer, 2005.
 - [5] P. Selvakumar and T. Kannadasan, Modified intelligent fuzzy controller of tracking a hard disk drive actuator using the approaching index switch, *Inter. Conf. on Industrial Electronics, Control & Robotics (IECR)*, 2010.
 - [6] C. Y. Lai, F. L. Lewis et al., Neural networks for disturbance and friction compensation in hard disk drives, *The 47th IEEE Conference on Decision and Control*, 2008.
 - [7] Y. Luo, T. Zhang and L. Zhou, Pre-filtering and head-dependent adaptive feed-forward compensation for translation vibration in hard-disc-drive, *Mechatronics*, vol.27, pp.13-19, 2015.
 - [8] G. Herrmann, S. S. Ge and G. Guo, Practical implementation of a neural network controller in a hard disk drive, *IEEE Trans. Control System Technology*, vol.13, no.1, pp.146-154, 2005.
 - [9] B. E. Haiek, T. Zoulagh, A. Hmamed and E. M. El Adel, Polynomial static output feedback H-infinity control for continuous-time linear systems via descriptor approach, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol.13, no.3, pp.941-952, 2017.
 - [10] A. N. C. Supriyadi, I. Ngamroo, A. Kunakorn, S. Dechanupaprittha, M. Watanabe, Y. Mitani, T. Hashiguchi and T. Goda, Inverse additive perturbation-based optimization of robust PSS in an interconnected power system with wind farms, *Proc. of SICE Annual Conference 2008 Inter. Conf. on Instrumentation Control and Information Technology*, pp.237-240, 2008.
 - [11] S. Patra, S. Sen and G. Ray, Design of static H_∞ loop shaping controller in four-block framework using LMI approach, *Science Direct Automatica*, vol.44, pp.2214-2220, 2008.
 - [12] D. C. McFarlane and K. Glover, A loop shaping design procedure using H_∞ synthesis, *IEEE Trans. Automatic Control*, vol.37, no.6, pp.759-769, 1992.
 - [13] D. J. Hoyle and R. A. Hyde, An H_∞ approach to two degree of freedom design, *Proc. of the 30th Conference on Decision and Control*, Brighton, England, pp.1581-1585, 1991.
 - [14] S. Kaitwanidvilai and A. Nath, Design and implementation of a high performance hard disk drive servo controller using GA based 2DOF robust controller, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol.8, no.2, pp.1025-1036, 2012.
 - [15] P. P. Sant, *Modelling and Control of Hard Disk Drive in Mobile Applications*, Master Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, National University of Singapore, 2009.
 - [16] A. Al-Mamun, G. Guo and C. Bi, *Hard Disk Drive Mechatronics and Control*, CRC Press, 2006.
 - [17] G. Vinnicombe, *Measuring the Robustness of Feedback Systems*, Ph.D. Thesis, University of Cambridge, 1993b.
 - [18] M. Cantoni and G. Vinnicombe, Quantifying uncertainty and robust performance using the ν -gap metric, *Proc. of the AIAA Guidance, Navigation and Control Conference*, 1999.
 - [19] K. Zhou and J. C. Doyle, *Essential of Robust Control*, Prentice-Hall, 1998.
 - [20] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control Analysis and Design*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, 1996.
 - [21] J. Kennedy and R. Eberhart, Particle swarm optimization, *Proc. of IEEE International Conference on Neural Networks*, Perth, Australia, pp.1942-1948, 1995.
 - [22] S. Kaitwanidvilai and P. Olanthichachai, Robust loop shaping-fuzzy gain scheduling control of a servo-pneumatic system using particle swarm optimization approach, *Mechatronics*, vol.21, pp.11-21, 2011.
 - [23] A. A. Abdrahem, R. Hadidi et al., Fixed-order loop shaping robust controller design for parametric models to damp inter-area oscillations, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol.88, pp.164-174, 2017.
 - [24] I. Marutaa, T.-H. Kimb and T. Sugiea, Fixed-structure H_∞ controller synthesis: A meta-heuristic approach using simple constrained particle swarm optimization, *Automatica*, vol.45, pp.553-559, 2009.
- เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
- ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้