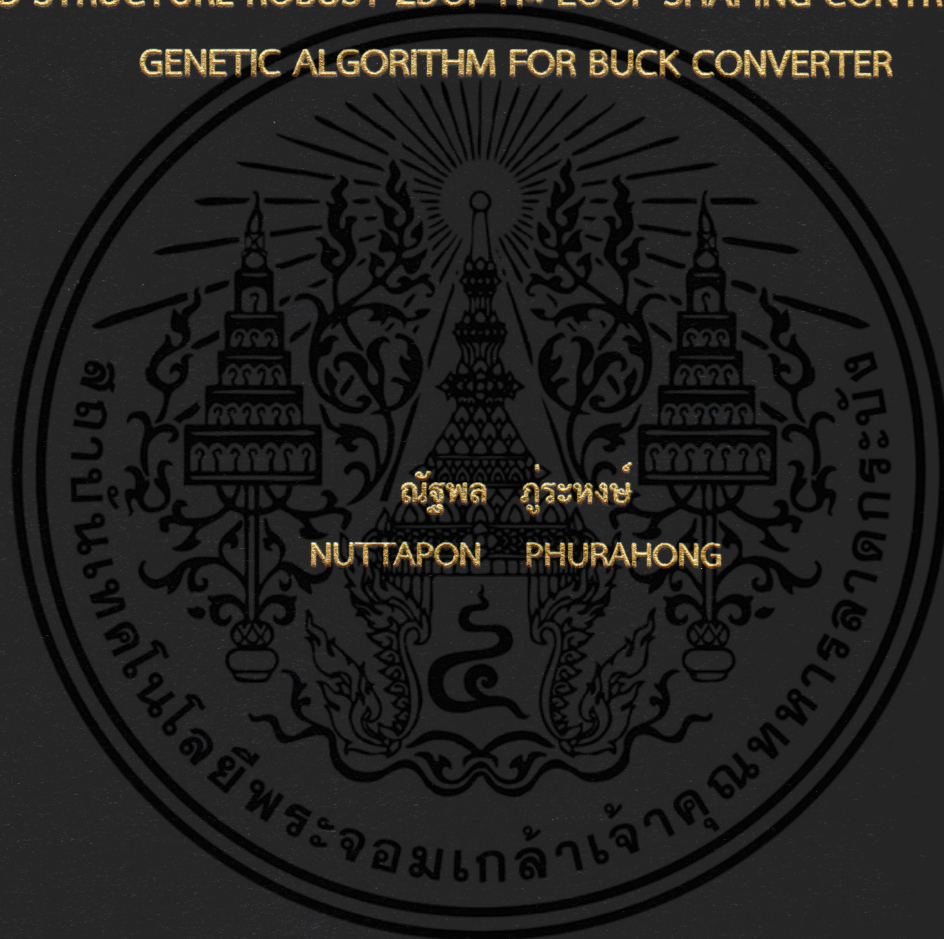


การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบ
สององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม
สำหรับวงจรถอนระดับแรงดัน

FIXED STRUCTURE ROBUST 2DOF H_∞ LOOP SHAPING CONTROL USING
GENETIC ALGORITHM FOR BUCK CONVERTER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2558

KMITL-2015-EN-M-020-122

การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบ
สององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม
สำหรับวงจรทอนระดับแรงดัน

FIXED STRUCTURE ROBUST 2DOF H_∞ LOOP SHAPING CONTROL USING
GENETIC ALGORITHM FOR BUCK CONVERTER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2558

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KMITL-2015-EN-M-020-122
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIXED STRUCTURE ROBUST 2DOF H_∞ LOOP SHAPING CONTROL USING
GENETIC ALGORITHM FOR BUCK CONVERTER



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KMITL-2015-EN-M-020-122
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2015

FACULTY OF ENGINEERING

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัมฐานวงรอบ
สององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมสำหรับวงจรทอนระดับแรงดัน

Thesis Title Fixed Structure Robust 2DOF H_∞ Loop Shaping Control using Genetic
Algorithm for Buck Converter

นักศึกษา นายณัฐพล ภูระหงษ์

รหัสประจำตัว 53610521

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.สมยศ เกียรติวนิชวิไล

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2015-EN-M-020-122

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.อนุวัฒน์	จางวนิชเลิศ	
ดร.สมภพ	ผลไม้	
ดร.คมสันต์	หงษ์สมบัติ	
ศ.ดร.อิสระชัย	งามหรั่ง	
รศ.ดร.สมยศ	เกียรติวนิชวิไล	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 17 กรกฎาคม พ.ศ. 2558 เวลา 13.00-15.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ฉบับนี้ คณะวิศวกรรมศาสตร์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วันที่ 17 กรกฎาคม พ.ศ. 2558

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัด สัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิง พันธุกรรมสำหรับวงจรถอนระดับแรงดัน
นักศึกษา	นายณัฐพล ภูระหงษ์
รหัสนักศึกษา	53610521
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2558
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. สมยศ เกียรติวนิชวิไล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเกี่ยวกับวิธีแบบใหม่ในการออกแบบชุดควบคุมคงทนสำหรับวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย โดยใช้วิธีการควบคุมแบบจัดสัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ในการออกแบบชุดควบคุมคงทน อย่างไรก็ตามชุดควบคุมคงทนที่ได้จากการควบคุมแบบจัดสัณฐานวงรอบสององศาอิสระนี้ มักมีโครงสร้างที่ซับซ้อน มีลำดับของชุดควบคุมที่สูงและยากต่อการนำไปใช้ได้จริง ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้ในการแก้ปัญหาดังกล่าว โดยใช้วิธีการเชิงพันธุกรรมในการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด ทำให้ชุดควบคุมมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน มีลำดับของชุดควบคุมที่ต่ำ อีกทั้งยังคงมีสมรรถนะและความคงทนที่ใกล้เคียงกับชุดควบคุมแบบจัดสัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ ซึ่งผลการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์และผลการทดลองของชุดควบคุมที่นำเสนอนี้แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพการนำไปประยุกต์ใช้จริง

Thesis Title	Fixed Structure Robust 2DOF H_∞ Loop Shaping Control using Genetic Algorithm for Buck Converter
Student	Mr. Nuttapon Phurahong
Student ID.	53610521
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2015
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Somyot Kaitwanidvilai

ABSTRACT

This thesis proposes a new technique for designing a robust controller for an ACMC (Average Current Mode Control) buck converter which is based on the concept of 2DOF H_∞ loop shaping control technique to find the robust controller. However the structure of the robust controller designed by conventional 2DOF H_∞ loop shaping control is complicated, high order, and difficulty to implement in practice. To overcome this problem, genetic algorithm (GA) is used to solve the 2DOF H_∞ loop shaping problem to evaluate optimal parameters of the controller. The structures of the proposed controllers are sample, low order and still retain robustness and performance. Finally, simulation and experimental results of the proposed technique are shown to verify the effectiveness of the proposed system.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาปริญญาโทซึ่งจะสำเร็จมิได้หากไม่ได้รับ คำแนะนำ คำปรึกษา และการชี้แนะจาก รศ.ดร.สมยศ เกียรติวนิชวิไล ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่านที่ได้อบรม สั่งสอนและประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับ ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณพี่ๆ น้องๆ ในห้องปฏิบัติการ ECC-305 และ ECC-407 ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำแนะนำต่างๆ ในการทำงานวิจัย

ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่บัณฑิตศึกษา คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องการ อำนวยความสะดวกต่างๆ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกๆ เรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

ณัฐพล ภูระหงษ์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของการทำวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการทำวิจัย.....	2
1.3 ขอบเขตของการทำวิจัย.....	3
1.4 ขั้นตอนของการทำวิจัย.....	3
1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับ.....	4
1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์นี้.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย.....	6
2.1 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง (DC to DC Converter).....	6
2.1.1 ระบบควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง.....	9
2.1.1.1 โหมดควบคุมแรงดัน (Voltage Mode Control).....	9
2.1.1.2 โหมดควบคุมกระแส (Current Mode Control).....	10
2.1.2 วงจรทอนระดับแรงดัน (Buck Converter).....	10
2.1.2.1 วงจรทอนระดับแรงดันโหมดกระแสต่อเนื่อง.....	11
2.1.2.2 วงจรทอนระดับแรงดันโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	14
2.1.3 การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ (L) ตัวเก็บประจุ (C) ของวงจรทอนระดับแรงดัน.....	16
2.1.3.1 การคำนวณขนาดของตัวเหนี่ยวนำ (Inductor; L).....	17
2.1.3.2 การคำนวณขนาดของตัวเก็บประจุ (Capacitor; C).....	20
2.1.4 แบบจำลองพลวัตของวงจรทอนระดับแรงดัน.....	21
2.1.5 วงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย (ACMC Buck Converter).....	23
2.1.6 การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมวงรอบกระแส.....	25
2.2 พื้นฐานของระบบควบคุม.....	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.2.1 ระบบควบคุมแบบเปิด (Open-Loop Control System).....	27
2.2.2 ระบบควบคุมแบบปิด (Closed-Loop Control System).....	27
2.2.3 ระบบควบคุมแบบต่างๆ.....	31
2.3 การจัดสรรฐานวงรอบ (Loop Shaping) และระบบควบคุมคงทน (Robust Control System).....	35
2.3.1 การจัดสรรฐานวงรอบ (Loop Shaping).....	35
2.3.2 ระบบควบคุมคงทน (Robust Control System).....	39
2.4 ระบบควบคุมคงทนแบบการจัดสรรฐานวงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตี้ (1DOF H_∞ Loop Shaping Control).....	41
2.5 ระบบควบคุมคงทนแบบการจัดสรรฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ (2DOF H_∞ Loop Shaping Control).....	44
2.6 ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (Genetic Algorithm).....	48
2.6.1 การสร้างกลุ่มประชากรเริ่มต้น.....	48
2.6.2 การหาค่าตอบของแต่ละรุ่น.....	49
2.6.3 การสร้างกลุ่มประชากรรุ่นใหม่.....	49
2.6.3.1 การถอดแบบจากต้นแบบ (Reproduction).....	50
2.6.3.2 การข้ามสายพันธุ์ (Crossover).....	50
2.6.3.3 การกลายพันธุ์ (Mutation).....	51
2.7 การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสรรฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (Fixed Structure Robust 2DOF H_∞ Loop Shaping Control Using Genetic Algorithm) ที่นำเสนอ.....	51
บทที่ 3 การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสรรฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้สำหรับวงจรทอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย.....	55
3.1 แบบจำลองของวงจรทอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย (ACMC Buck Converter).....	55
3.2 การจัดสรรฐานวงรอบวงจรทอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย.....	58
3.3 การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสรรฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้สำหรับวงจรทอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมที่นำเสนอ.....	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ภายนอกโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3.1 การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิม (Conventional 2DOF H_∞ Loop Shaping Control).....	60
3.3.2 การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (Fixed Structure Robust 2DOF H_∞ Loop Shaping Control using Genetic Algorithm) ที่นำเสนอ.....	61
3.3.3 การสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิมและชุดควบคุมที่นำเสนอ.....	64
3.4 สรุปผล.....	77
บทที่ 4 การจำลองวงจรด้วยโปรแกรม PSpice และผลที่ได้จากการทดลองจริง.....	78
4.1 การจำลองชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้สำหรับวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยโปรแกรม PSpice.....	78
4.1.1 การออกแบบวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยโปรแกรม PSpice.....	78
4.1.2 การออกแบบพารามิเตอร์ของชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอ.....	80
4.1.3 ผลการทดลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice.....	81
4.2 ผลที่ได้จากการทดลองจริง.....	88
4.3 สรุปผล.....	95
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	96
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	96
5.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัย.....	97
เอกสารอ้างอิง.....	98
ภาคผนวก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	103
ประวัติผู้เขียน.....	111

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ V หรืออ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การแทนค่า x จากเลขฐานสิบเป็นเลขฐานสอง.....	49
2.2 การหาคำตอบที่ดีที่สุดของประชากรแต่ละรุ่น.....	49
3.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของวงจรทอนระดับแรงดันที่ใช้ในงานวิจัย.....	57
3.2 แสดงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมวงรอบกระแสที่ใช้ในงานวิจัย.....	57
3.3 แสดงสมรรถนะของชุดควบคุมทั้งสี่และแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง.....	71
3.4 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของชุดควบคุมทั้งสี่เมื่อเปลี่ยนพารามิเตอร์ของระบบ $R = 0.8 \Omega, C = 220\mu F$	74
3.5 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของชุดควบคุมทั้งสี่เมื่อเปลี่ยนพารามิเตอร์ของระบบ $R = 1.5 \Omega, C = 100\mu F$	74
3.6 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของชุดควบคุมทั้งสี่เมื่อเปลี่ยนพารามิเตอร์ของระบบ $R = 0.8 \Omega, C = 100\mu F$	75
3.7 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของชุดควบคุมทั้งสี่เมื่อเปลี่ยนพารามิเตอร์ของระบบ $R = 1 \Omega, C = 470\mu F$	75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ VII อังอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงเวลาที่สวิตช์ต่อวงจรหรือไม่นำกระแส..... 7
2.2	วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงเวลาที่สวิตช์ตัดวงจรหรือไม่นำกระแส..... 7
2.3	แสดงการควบคุมแรงดันโดยการตัดต่อสวิตช์..... 7
2.4	วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงโหมดควบคุมแรงดัน..... 9
2.5	วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงโหมดควบคุมกระแส..... 10
2.6	วงจรทอนระดับแรงดัน..... 11
2.7	ลักษณะกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโหมดกระแสต่อเนื่อง..... 11
2.8	สถานะการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดัน (ก) ขณะสวิตช์นำกระแส (ข) ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส..... 11
2.9	ลักษณะกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง..... 14
2.10	แสดงค่าระลอกคลื่นของกระแสและแรงดันของวงจรทอนระดับแรงดัน..... 17
2.11	วงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย..... 23
2.12	ตัวควบคุมวงรอบกระแสและสร้างสัญญาณพัลส์ในโหมดกระแสเฉลี่ย..... 23
2.13	ลักษณะการควบคุมวงรอบระดับแรงดันโหมดกระแสเฉลี่ย..... 24
2.14	พื้นฐานของระบบควบคุม..... 27
2.15	ระบบควบคุมแบบเปิด (Open-Loop Control System)..... 27
2.16	ระบบควบคุมแบบปิด (Closed-Loop Control System)..... 28
2.17	แสดงภาพบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบเปิด..... 29
2.18	แสดงภาพบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบปิด..... 29
2.19	ผลตอบสนองของระบบแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วย..... 31
2.20	ระบบการควบคุมแบบสัดส่วน..... 32
2.21	ระบบการควบคุมแบบสัดส่วน-ปริพันธ์..... 33
2.22	ระบบการควบคุมแบบสัดส่วน-อนุพันธ์..... 34
2.23	ระบบควบคุมแบบสัดส่วน-ปริพันธ์-อนุพันธ์..... 35
2.24	ระบบควบคุมแบบป้อนกลับแบบทั่วไป..... 36
2.25	การจัดสัญญาณวงรอบของระบบ..... 38
2.26	แผนภาพโบดก่อนการจัดสัญญาณวงรอบและหลังการจัดสัญญาณวงรอบ..... 38
2.27	ระบบ Coprime Factor ที่รวมความไม่แน่นอน (ก) การควบคุมวงรอบปิด แบบหนึ่งองศาอิสระ (ข) การควบคุมวงรอบปิดแบบสององศาอิสระ..... 40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.28 ระบบที่แยกพิจารณาความไม่แน่นอนของระบบแบบการจัดสัญญาณวงรอบ หนึ่งองศาเอชอินฟินิตี้.....	43
2.29 ชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตี้.....	44
2.30 ระบบที่แยกพิจารณาความไม่แน่นอนของระบบแบบการจัดสัญญาณวงรอบ สององศาเอชอินฟินิตี้.....	45
2.31 ชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้.....	48
2.32 การสร้างประชากรรุ่นใหม่แบบการถอดแบบจากต้นแบบ.....	50
2.33 การสร้างประชากรรุ่นใหม่แบบการข้ามสายพันธุ์.....	50
2.34 การสร้างประชากรรุ่นใหม่แบบการกลายพันธุ์.....	51
2.35 แผนภาพการดำเนินงานของชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอ.....	54
3.1 วงจรทอนระดับแรงดันใหม่ควบคุมกระแสเฉลี่ย.....	57
3.2 การเปรียบเทียบแผนภาพโบทของระบบก่อนการจัดสัญญาณวงรอบ (G) และระบบหลังการจัดสัญญาณวงรอบ (G_s).....	59
3.3 ผลการตอบสนองขั้นบันไดของแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง (T_{ref}).....	64
3.4 กราฟฮานเคิลซิงกูลาร์ (Hankel Singular Value) (σ) ชุดควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้า (ข) ชุดควบคุมแบบป้อนกลับ.....	66
3.5 ผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดของชุดควบคุมแบบลดรูป.....	67
3.6 ส่วนเพื่อเสถียรภาพของประชากรแต่ละรุ่นที่สังเคราะห์โดย GA.....	68
3.7 แผนภาพโบทแสดงการเปรียบเทียบระบบ หลังการจัดสัญญาณวงรอบ (G_s) และแบบจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระ (<i>Proposed_1DOF</i>).....	68
3.8 ผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดของชุดควบคุมที่นำเสนอ แบบจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระ (<i>Proposed_1DOF</i>).....	69
3.9 ผลต่างของผลการตอบสนองของชุดควบคุมที่นำเสนอกับแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง.....	70
3.10 ผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดของชุดควบคุมที่นำเสนอแบบจัดสัญญาณวงรอบ สององศาอิสระ (<i>Proposed_2DOF</i>).....	70
3.11 ผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดของชุดควบคุมทั้งสี่และแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง.....	71
3.12 กราฟแท่งแสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาของระบบ.....	72

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.13 ผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ (ก) $R = 0.8 \Omega$, $C = 220\mu F$, (ข) $R = 1.5 \Omega$, $C = 100\mu F$ (ค) $R = 0.8 \Omega$, $C = 100\mu F$, (ง) $R = 1 \Omega$, $C = 470\mu F$	72
3.14 กราฟแห่งแสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองเมื่อเปลี่ยนพารามิเตอร์ของระบบ (ก) $R = 0.8 \Omega$, $C = 220\mu F$, (ข) $R = 1.5 \Omega$, $C = 100\mu F$ (ค) $R = 0.8 \Omega$, $C = 100\mu F$, (ง) $R = 1 \Omega$, $C = 470\mu F$	75
4.1 การจำลองวงจรทอนระดับแรงดันด้วยโปรแกรม PSpice.....	79
4.2 การจำลองวงจรควบคุมวงรอบกระแสโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยโปรแกรม PSpice.....	79
4.3 การจำลองวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยโปรแกรม PSpice.....	79
4.4 โครงสร้างของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับ 1 แบบ Passive	80
4.5 โครงสร้างของชุดควบคุม PI	81
4.6 ค่าพารามิเตอร์ของโปรแกรม PSpice ที่ใช้ในการทดลอง	81
4.7 การจำลองชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบ สององศาอิสระเอชอินฟินิตี้สำหรับวงจรทอนระดับแรงดันโหมดกระแสเฉลี่ย ด้วยโปรแกรม PSpice.....	82
4.8 แสดงการทำงานของออปแอมป์เบอร์ LM311 (ก) ลักษณะการเกิดสัญญาณ PWM (ข) ลักษณะการเกิดสัญญาณ PWM ขณะเริ่มการทำงาน	83
4.9 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจร	84
4.10 ผลการตอบสนองของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	84
4.11 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ (ก) $R = 0.8 \Omega$, $C = 220\mu F$, (ข) $R = 1.5 \Omega$, $C = 100\mu F$ (ค) $R = 0.8 \Omega$, $C = 100\mu F$, (ง) $R = 1 \Omega$, $C = 470\mu F$	85
4.12 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดตัวต้านทาน (ก) เปลี่ยน $R = 1.5 \Omega$ เป็น $R = 5 \Omega$, (ข) เปลี่ยน $R = 1.5 \Omega$ เป็น $R = 10 \Omega$ (ค) เปลี่ยน $R = 1.5 \Omega$ เป็น $R = 15 \Omega$, (ง) เปลี่ยน $R = 1.5 \Omega$ เป็น $R = 20 \Omega$	86
4.13 วงจรตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและวงจรแปลงสัญญาณส่วนกำลัง เป็นสัญญาณส่วนควบคุมที่ตกคร่อมโหลด.....	89
4.14 วงจรทอนระดับแรงดัน (ก) แผ่นลายวงจรที่ออกแบบด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ (ข) ช่องต่ออุปกรณ์ที่ออกแบบด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์.....	89

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ X ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.15 วงจรสร้างสัญญาณ PWM และชุดควบคุมที่นำเสนอ	
(ก) แผ่นลายวงจรสร้างสัญญาณ PWM และชุดควบคุมที่นำเสนอ	
(ข) ช่องต่ออุปกรณ์ที่ออกแบบด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์.....	90
4.16 ชุดควบคุมกึ่งทอนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้สำหรับวงจรทอนระดับแรงดันโหมดกระแสเฉลี่ย (ก) วงจรทอนระดับแรงดัน	
(ข) วงจรสร้างสัญญาณ PWM และชุดควบคุมที่นำเสนอ	
(ค) ชุดวงจรทั้งหมดที่ใช้ในการทดลอง.....	91
4.17 ลักษณะการเกิดสัญญาณ PWM ที่ได้จากการทดลองจริง.....	93
4.18 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยที่ได้จากการทดลองจริง.....	93
4.19 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองจริงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ (ก) $R = 0.8 \Omega$, $C = 220\mu F$, (ข) $R = 1.5 \Omega$, $C = 100\mu F$	
(ค) $R = 0.8 \Omega$, $C = 100\mu F$, (ง) $R = 1 \Omega$, $C = 470\mu F$	94

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญของการทำวิจัย

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง (DC to DC Converter) คือ วงจรที่ใช้สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าหนึ่งเป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกค่าหนึ่ง ซึ่งสามารถปรับระดับแรงดันเอาต์พุตได้ โดยวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงเป็นวงจรไฟฟ้าอนาล็อกอย่างง่ายและราคาถูก ซึ่งในปัจจุบันเป็นสิ่งจำเป็นอย่างมากในอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ อีกทั้งสามารถนำวงจรไปประยุกต์ใช้ในระบบโรงงานอุตสาหกรรมต่างๆ อาทิเช่น ระบบแบตเตอรี่ยานยนต์ [1-3] การขับมอเตอร์กระแสตรง [4-5] และในอุปกรณ์เครื่องมือสื่อสารต่างๆ เป็นต้น โดยหลักการการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงนี้อาศัยหลักการการควบคุมระดับความถี่สวิตซ์ หรือควบคุมเวลาการตัดต่อสวิตซ์ เพื่อให้ได้ระดับแรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการ โดยมีวงจรพื้นฐานที่นิยมนำมาประยุกต์ใช้กันอย่างแพร่หลายในปัจจุบันคือ วงจรทอนระดับแรงดัน (Buck Converter), วงจรทบระดับแรงดัน (Boost Converter) และวงจรทอน - ทบระดับแรงดัน (Buck - Boost)

การควบคุมโหมดกระแส (Current Mode Control : CMC) [6-10] เป็นวิธีที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง โดยวงจรภายในประกอบไปด้วยระบบวงรอบป้อนกลับ 2 วงรอบ วงรอบภายในเป็นวงรอบกระแสทำหน้าที่ควบคุมปริมาณของกระแสไฟฟ้า โดยทำการเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง ส่วนวงรอบภายนอกเป็นวงรอบแรงดันทำหน้าที่ควบคุมปริมาณแรงดันเอาต์พุต ลักษณะการทำงานของวงจรคือ เมื่อปริมาณแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง วงจรจะทำการเพิ่มปริมาณกระแสไฟฟ้าให้สูงขึ้น ในขณะเดียวกันเมื่อปริมาณแรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้น วงจรจะทำการลดปริมาณกระแสให้ต่ำลงด้วยหลักการคงค่ากำลังไฟฟ้าคงที่ ซึ่งการควบคุมโหมดกระแสสามารถแบ่งออกเป็น 2 กรณีคือ โหมดควบคุมกระแสยอด (Peak Current Mode Control : PCMC) และโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode Control : ACMC) อย่างไรก็ตาม การควบคุมโหมดกระแสยอดมีข้อเสียคือ มีการป้องกันจากสิ่งรบกวนที่ต่ำแต่การควบคุมแบบกระแสเฉลี่ยไม่มีปัญหาดังกล่าว

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาเกี่ยวกับการออกแบบชุดควบคุมวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย (ACMC Buck Converter) [11-15] ซึ่งการออกแบบชุดควบคุมควรรออกแบบโดยการใช่วงจรไฟฟ้าแบบอนาล็อกอย่างง่ายและมีราคาถูกและมีความเหมาะสมสำหรับนำมาใช้ในวงจรไฟฟ้าที่มีระดับความถี่สวิตซ์สูง ซึ่งในการออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยให้มีสมรรถนะที่ดีนั้นจำเป็นต้องใช้วิธีการที่สามารถออกแบบชุดควบคุมที่มี

ทั้งสมรรถนะและความคงทนจากสิ่งรบกวนต่างๆ รวมถึงการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ จากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ของเอกสารนี้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

งานวิจัยต่างๆ ที่ผ่านมานั้นมีวิธีการมากมายในการออกแบบให้ชุดควบคุมมีสมรรถนะและความคงทนที่ดี อาทิเช่น การควบคุมแบบเอชทู-เอชอินฟินิตีที่มีกส์เซนซิวิตี (H_2/H_∞ Mixed Sensitivity) การควบคุมแบบการจัดสัดส่วนวงรอบเอชอินฟินิตี (H_∞ Loop Shaping) [16-22] และอื่นๆ อย่างไรก็ตามการควบคุมโดยวิธีดังกล่าวนี้สร้างเสถียรภาพชุดควบคุมคงทนที่มีลักษณะโครงสร้างที่ซับซ้อนและมีลำดับที่สูง ซึ่งเป็นเรื่องที่ยากสำหรับนำมาประยุกต์ใช้งานจริง โดยเฉพาะชุดควบคุมคงทนที่มีลำดับที่สูงเป็นเรื่องที่เป็นไปได้ยากสำหรับนำมาออกแบบวงจรรอานาล็อก ในการแก้ปัญหาดังกล่าว ได้มีงานวิจัยเกี่ยวกับการลดลำดับของชุดควบคุมลง อาทิเช่น การลดรูปโดยใช้วิธีฮานเคลโมเดล (Hankel Model Reduction) ซึ่งสามารถกำหนดลำดับของชุดควบคุมได้ แต่ไม่สามารถกำหนดลักษณะโครงสร้างของชุดควบคุมได้ ต่อมางานวิจัยเกี่ยวกับชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบการจัดสัดส่วนวงรอบเอชอินฟินิตี [23-25] ได้ถูกเสนอขึ้นเพื่อใช้ในการกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมคงทนและเป็นสิ่งที่น่าสนใจเป็นอย่างมาก เพราะชุดควบคุมมีโครงสร้างที่ง่ายและมีลำดับที่ต่ำ สามารถกำหนดลักษณะโครงสร้างของชุดควบคุมได้ อาทิเช่น ชุดควบคุมพีไอ ชุดควบคุมพีไอดี อีกทั้งยังคงรักษาสมรรถนะและความคงทนไว้ อย่างไรก็ตามวิธีการนี้สามารถกำหนดข้อจำกัดของขอบเขตทางความถี่ได้เท่านั้น ซึ่งไม่สามารถกำหนดข้อจำกัดของขอบเขตทางเวลาได้โดยตรง

การควบคุมแบบการจัดสัดส่วนวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี (2DOF H_∞ Loop Shaping) [16, 26-28] ได้ถูกนำเสนอขึ้นเพื่อให้สามารถกำหนดข้อจำกัดของขอบเขตทางความถี่และขอบเขตทางเวลาได้ โดยสามารถสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนที่มีสมรรถนะและความคงทนต่อสิ่งรบกวนต่างๆ ได้ ซึ่งข้อจำกัดทางด้านขอบเขตทางความถี่สามารถกำหนดขึ้นได้โดยการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนัก ขณะที่ข้อจำกัดของขอบเขตทางเวลาสามารถกำหนดได้โดยการออกแบบแบบจำลองที่ใช้ในการอ้างอิง อย่างไรก็ตามลักษณะโครงสร้างของชุดควบคุมคงทนยังคงซับซ้อน และมีลำดับที่สูง

ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอวิธีการแบบใหม่ในการปรับปรุงคุณสมบัติของชุดควบคุมคงทนแบบการจัดสัดส่วนวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี โดยการกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมคงทนให้มีลำดับที่ต่ำ ไม่ซับซ้อน และใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (Genetic Algorithm : GA) [29-30] สำหรับการสังเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของชุดควบคุมคงทนแบบสององศาอิสระ ดังนั้นชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอสามารถกำหนดขอบเขตทางเวลาและขอบเขตทางความถี่ได้ มีลำดับที่ต่ำและไม่ซับซ้อน ง่ายในการประยุกต์ใช้งานจริง อีกทั้งมีสมรรถนะและความคงทนต่อสิ่งรบกวนต่างๆ รวมถึงการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบได้

1.2 วัตถุประสงค์ของการทำวิจัย

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการแบบใหม่ในการออกแบบชุดควบคุมคงทนของวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย โดยกำหนดวัตถุประสงค์ไว้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.1 เพื่อศึกษาทฤษฎีและสามารถออกแบบวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย

1.2.2 เพื่อศึกษาทฤษฎีและออกแบบชุดควบคุมทอนคงทนโดยวิธีจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้และวิธีจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้

1.2.3 ศึกษาและออกแบบชุดควบคุมทอนคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบการจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ เพื่อช่วยในการแก้ปัญหาลำดับโครงสร้างที่สูงและซับซ้อนของชุดควบคุม

1.2.4 ศึกษาขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม เพื่อช่วยในการแก้ปัญหาการหาค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมที่เหมาะสมที่สุด

1.3 ขอบเขตของการทำวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาเกี่ยวกับการออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระ โดยกำหนดขอบเขตของการวิจัยไว้ดังนี้

1.3.1 ศึกษาและออกแบบวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยเพื่อใช้ในการสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทน และใช้ทดสอบการใช้งานจริงเพื่อแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะในการทำงานจริงได้ของชุดควบคุมที่นำเสนอ

1.3.2 ศึกษาขั้นตอนการออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ และชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้

1.3.3 ศึกษาขั้นตอนการออกแบบชุดควบคุมแบบกำหนดโครงสร้างได้ เพื่อให้สามารถกำหนดลักษณะโครงสร้างของชุดควบคุมที่ต้องการ และนำขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมมาใช้สังเคราะห์ชุดควบคุมเพื่อให้ได้ชุดควบคุมที่เหมาะสมที่สุดของวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย

1.3.4 ทดสอบการทำงานของชุดควบคุมที่นำเสนอทั้งในสภาวะปกติ สภาวะที่มีการรบกวนต่างๆ จากภายนอก รวมถึงสภาวะที่มีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ภายในระบบ เพื่อทดสอบสมรรถนะและความคงทนของระบบ

1.3.5 เปรียบเทียบการทำงานของชุดควบคุมที่นำเสนอ ชุดควบคุมแบบลดรูป และชุดควบคุมที่ออกแบบโดยวิธีทั่วไป เพื่อแสดงถึงสมรรถนะและความคงทนของชุดควบคุมที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

1.4 ขั้นตอนของการทำวิจัย

ขั้นตอนและวิธีการศึกษาของการทำงานวิจัย สามารถสรุปเป็นขั้นตอนดังนี้

1.4.1 ศึกษาทฤษฎีและหลักการการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4.2 ศึกษาทฤษฎีการออกแบบชุดควบคุมคงทนที่ใช้ในปัจจุบัน เพื่อออกแบบโครงสร้างของชุดควบคุมคงทนแบบป้อนไปข้างหน้า และชุดควบคุมคงทนแบบป้อนกลับสำหรับวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย

1.4.3 ศึกษาขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม เพื่อใช้ในการสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนที่เหมาะสมที่สุดสำหรับวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย

1.4.4 เปรียบเทียบการทำงานของชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอ ชุดควบคุมแบบลดรูป และชุดควบคุมที่ใช้ในปัจจุบันด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

1.4.5 ทำการออกแบบและทดสอบการทำงานจริงของชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอ

1.4.6 สรุปผลที่ได้

1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

ผลที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย มีดังนี้

1.5.1 สามารถออกแบบชุดควบคุมคงทนที่เหมาะสมที่สุดที่สามารถกำหนดโครงสร้างได้แบบการจัดสัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ สำหรับวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย

1.5.2 สามารถนำการออกแบบชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอโดยใช้วิธีการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ขั้นสูงในทางทฤษฎีไปใช้ในการปฏิบัติงานจริงได้อย่างมีประสิทธิภาพ

1.5.3 ชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอสามารถรับประกันสมรรถนะและความคงทนของวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ยได้

1.5.4 สามารถนำความรู้และหลักการที่ได้ไปประยุกต์ใช้ในการทำงานหรือในการพัฒนาต่อยอดในการศึกษาต่อไป

1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์นี้

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบไปด้วยเนื้อหา 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงที่มาและความสำคัญของการทำวิจัย วัตถุประสงค์ของการทำวิจัย ขอบเขตของการทำวิจัย ขั้นตอนของการทำวิจัย และผลที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยในการควบคุมวงจรถอนแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้ในงานวิจัย ทั้งแบบจำลองพลวัต (Dynamic Model) ของวงจรถอน, ระบบควบคุมคงทน (Robust Control System), ระบบควบคุมแบบการจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H_∞ Loop Shaping), ระบบควบคุมแบบการจัดสัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ (H_∞ 2DOF Loop Shaping), ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (Genetic Algorithm) และการออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบ

กำหนดโครงสร้างได้แบบการจัดสัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พันธุกรรม (Fixed Structure Robust 2DOF H_∞ Loop Shaping Control Using Genetic Algorithm)

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบการจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้สำหรับวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม โดยกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้าเป็นตัวควบคุมรองความถี่ต่ำผ่าน และกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมแบบป้อนกลับเป็นตัวควบคุมพีไอ จากนั้นใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมสังเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของชุดควบคุมคงทนทั้งสอง เพื่อให้ได้ชุดควบคุมที่เหมาะสมที่สุดสำหรับวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย อีกทั้งยังมีสมรรถนะและความคงทนต่อสิ่งรบกวนต่างๆ จากภายนอก การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์จากภายในระบบ และให้ผลการตอบสนองของระบบเป็นไปตามที่ต้องการ

บทที่ 4 กล่าวถึงการจำลองการทำงานของชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบการจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้สำหรับวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์เพื่อใช้เป็นแนวทางในการออกแบบจริง และผลที่ได้จากการทดลองจริง

บทที่ 5 เป็นบทสรุปของการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (DC to DC Converter) ที่ใช้ในงานวิจัย ทั้งแบบจำลองพลวัต (Dynamic Model) ของวงจร พื้นฐานของระบบควบคุม การจัดสรรฐานวงรอบ (Loop Shaping) และระบบควบคุมคงทน (Robustness Controller) ระบบควบคุมแบบการจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H_∞ Loop Shaping Control) ระบบควบคุมแบบการจัดสรรฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ (2DOF H_∞ Loop Shaping Control) ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (Genetic Algorithm) และการออกแบบระบบควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบการจัดสรรฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ (Fixed Structure Robust 2DOF H_∞ Loop Shaping Control) ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม

2.1 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง (DC to DC Converter)

วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง [31-33] หรือ วงจร DC to DC Converter คือ วงจรที่ใช้สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าหนึ่งเป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกค่าหนึ่ง ซึ่งสามารถทำให้แรงดันเอาต์พุตสูงขึ้นหรือต่ำลงก็ได้ขึ้นอยู่กับการทำงานของอุปกรณ์ภายใน โดยวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงเป็นวงจรไฟฟ้าอนาล็อกอย่างง่ายและราคาถูก อีกทั้งเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน ทั้งในอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ และยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในระบบโรงงานอุตสาหกรรมต่างๆ ตัวอย่างเช่น ในคอมพิวเตอร์ การขับมอเตอร์กระแสตรง และในอุปกรณ์เครื่องมือสื่อสารต่างๆ เป็นต้น โดยหลักการการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงนี้อาศัยหลักการการควบคุมระดับความถี่สวิตช์ หรือควบคุมเวลาการตัดต่อสวิตช์ของวงจร เพื่อให้ได้ระดับแรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการ โดยสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

1. ทำการตัดต่อสวิตช์ที่ความถี่ (f) คงตัว หรือมีคาบเวลา (T) ที่คงตัว แต่เวลาที่สวิตช์ต่อวงจร (t_{on}) จะแปรผันไปเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุต ซึ่งค่าระดับแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะขึ้นอยู่กับลักษณะของการต่ออุปกรณ์

2. ทำการตัดต่อสวิตช์ที่ความถี่ไม่คงตัว แต่ความถี่จะแปรผันไปเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุต ซึ่งแบ่งออกเป็น 3 กรณี คือ

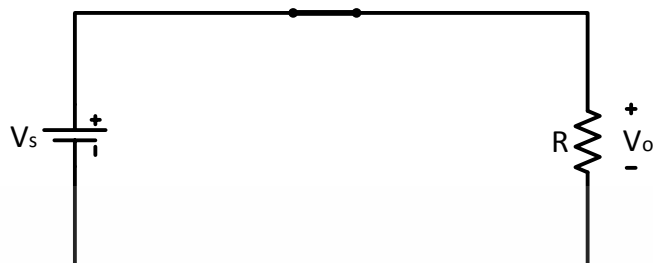
2.1 เวลาที่สวิตช์ต่อวงจรหรือนำกระแส t_{on} คงตัว

2.2 เวลาที่สวิตช์ตัดวงจรหรือไม่นำกระแส t_{off} คงตัว

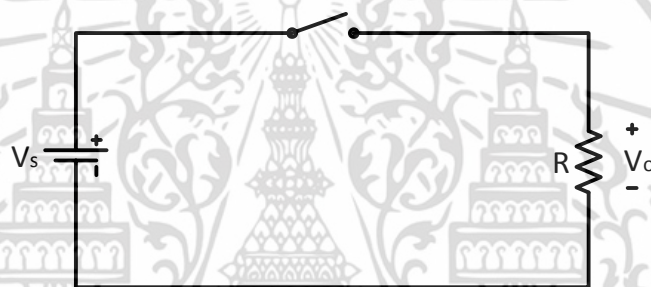
2.3 ทั้ง t_{on} และ t_{off} ไม่คงตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

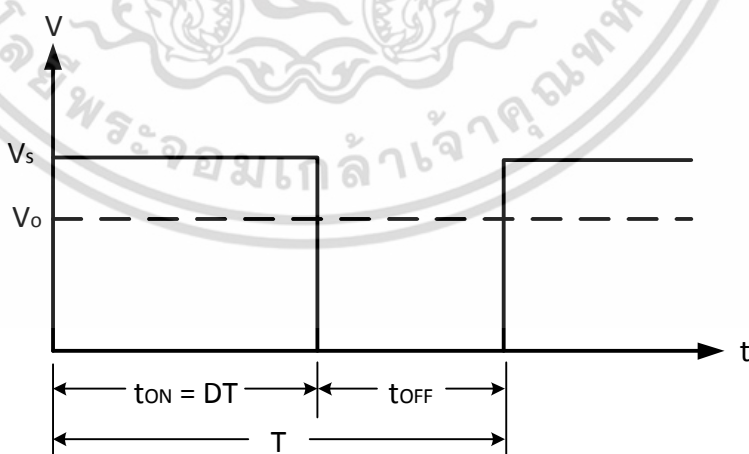
โดยทั่วไปนิยมใช้กรณีความถี่การสวิตช์ที่คงตัว เพราะสะดวกและง่ายในการวิเคราะห์และออกแบบ วงจร



รูปที่ 2.1 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงเวลาที่สวิตช์ต่อวงจรหรือนำกระแส



รูปที่ 2.2 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงเวลาที่สวิตช์ตัดวงจรหรือไม่นำกระแส



รูปที่ 2.3 แสดงการควบคุมแรงดันโดยการตัดต่อสวิตช์

เมื่อสวิตช์นำกระแส แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจะมีแรงดันไฟฟ้าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าอินพุต ($V_o = V_s$) และเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับศูนย์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลาในการนำกระแสและหยุดนำกระแสจะได้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเป็นสัญญาณพัลส์ ดังรูปที่ 2.3 ซึ่งการควบคุมเวลาการตัดต่อสวิตซ์หมายถึงการควบคุมค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) นั่นเอง ในบางครั้งอาจเรียกการควบคุมนี้ว่า การควบคุมความกว้างของพัลส์หรือการมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse-Width Modulation; PWM) ซึ่งสามารถหาค่าดิวตี้ไซเคิลได้จากสมการ (2.1)

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.1)$$

เมื่อ D คือ ค่าดิวตี้ไซเคิล

t_{on} คือ ช่วงเวลาที่สวิตซ์นำกระแส

t_{off} คือ ช่วงเวลาที่สวิตซ์ไม่นำกระแส

T คือ เวลาหนึ่งคาบ

ดังนั้น จะได้ช่วงเวลาที่สวิตซ์นำกระแสดังสมการ (2.2)

$$t_{on} = DT \quad (2.2)$$

จาก $T = t_{on} + t_{off}$ ดังนั้น $t_{on} = T - t_{off}$ จะได้ช่วงเวลาที่สวิตซ์ไม่นำกระแสดังนี้

$$T - t_{off} = DT \quad (2.3)$$

$$t_{off} = T - DT \quad (2.4)$$

$$t_{off} = (1 - D)T \quad (2.5)$$

จากรูปที่ 2.3 ช่วงเวลาในการนำกระแสและหยุดนำกระแสจะได้ค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_o = \frac{(V_s \cdot t_{on}) + (0 \cdot t_{off})}{T} \quad (2.6)$$

$$V_o = \left(\frac{t_{on}}{T} \right) \cdot V_s \quad (2.7)$$

เมื่อ V_o คือ แรงดันเอาต์พุต

V_s คือ แรงดันอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการ (2.1) ลงในสมการ (2.7) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับค่าดิวตี้ไซเคิลดังนี้

$$V_o = V_s D \quad (2.8)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.9)$$

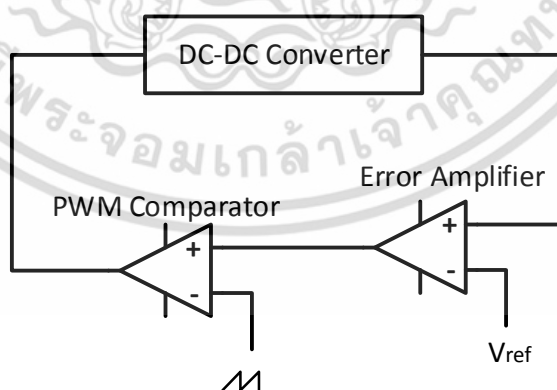
จากสมการ (2.8) จะพบว่าแรงดันด้านเอาต์พุตสามารถทำการควบคุมหรือปรับเปลี่ยนได้ โดยการปรับค่าดิวตี้ไซเคิลนั่นเอง

2.1.1 ระบบควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง

เนื่องจากวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงเกือบทุกรูปแบบจะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (t_{on}) ของพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงจึงนิยมใช้วิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์ (PWM) ซึ่งการมอดูเลตความกว้างพัลส์เพื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงนั้นสามารถทำได้ 2 แบบคือ

2.1.1.1 โหมดควบคุมแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานในโหมดควบคุมแรงดันจะอาศัยการตรวจจัดการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันเอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุต



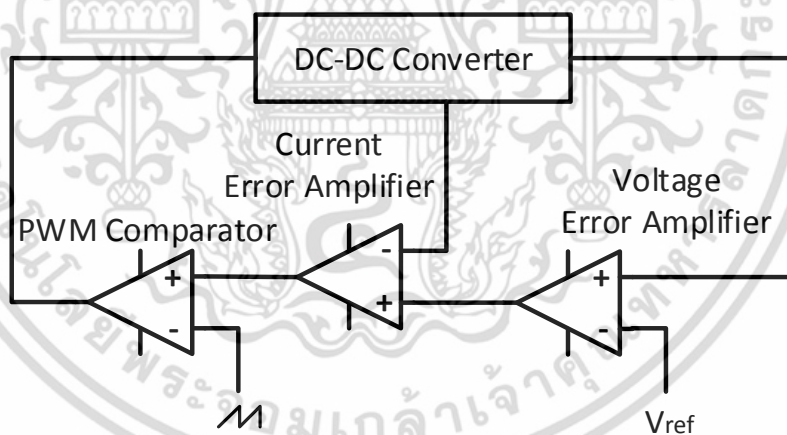
รูปที่ 2.4 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงโหมดควบคุมแรงดัน

วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันเอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจร เพื่อตรวจจัดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรขยายความแตกต่าง (Error Amplifier) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรสร้างสัญญาณ PWM ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณ PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของสัญญาณพัลส์เปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของค่าแรงดัน ค่าความกว้างของสัญญาณพัลส์นี้จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ของวงจร

2.1.1.2 โหมดควบคุมกระแส (Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันไฟฟ้าด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส (Current Mode Control) มีข้อดีหลายประการที่เหนือกว่าโหมดควบคุมแรงดัน ทั้งการตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า สามารถป้องกันกระแสไหลตกเกินได้ จึงเป็นวงจรควบคุมที่นิยมใช้กันมาก โดยที่การควบคุมแบบโหมดควบคุมกระแสจะมีวงรอบของการทำงาน 2 วงรอบ คือ วงรอบนอก (Outer Voltage Loop) ที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุต และวงรอบใน (Inner Current Loop) ที่ควบคุมกระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ โดยการควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงในโหมดควบคุมกระแสนั้น สามารถแบ่งการควบคุมได้ 2 แบบ คือ การควบคุมแบบกระแสนยอด (Peak Current Mode Control) และการควบคุมกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode Control)

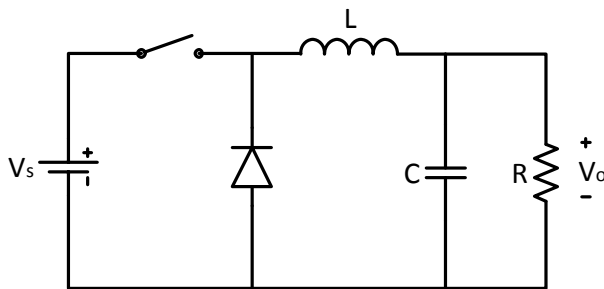


รูปที่ 2.5 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงโหมดควบคุมกระแส

2.1.2 วงจรทอนระดับแรงดัน (Buck Converter)

วงจรทอนระดับแรงดัน เป็นวงจรทางไฟฟ้าที่ทำให้ระดับแรงดันเอาต์พุต (V_o) ต่ำกว่าหรือเท่ากับระดับแรงดันอินพุต (V_s) ซึ่งขึ้นอยู่กับอัตราการเปิดและปิดสวิตช์หรือค่าดิวตี้ไซเคิลของวงจร และเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่มีความเป็นกระแสดตรงมากๆ นิยมใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) โดยมากจะเลือกใช้วงจรกรองแบบ LC เพราะเป็นวงจรอย่างง่าย ขนาดเล็ก และมีอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่ดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

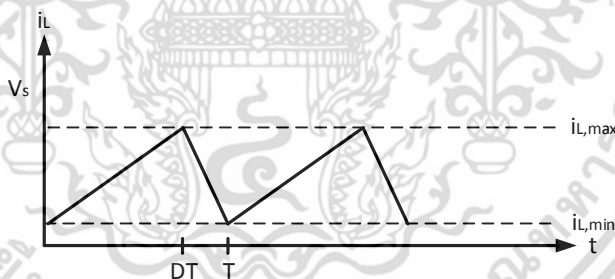


รูปที่ 2.6 วงจรทอนระดับแรงดัน

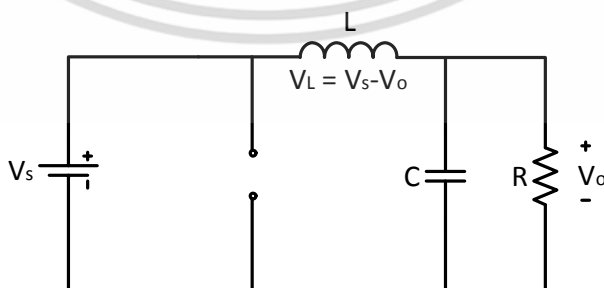
การวิเคราะห์วงจรทอนระดับแรงดันจำแนกเป็น 2 กรณี คือ โหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous Mode; CCM Buck) และโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Mode; DCM Buck)

2.1.2.1 วงจรทอนระดับแรงดันโหมดกระแสต่อเนื่อง

วงจรทอนระดับแรงดันโหมดกระแสต่อเนื่อง คือวงจรที่มีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอยู่ตลอดเวลา มีลักษณะการไหลของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำดังรูปที่ 2.7 โดยวงจรมีลักษณะการทำงาน 2 สถานะ คือ ขณะสวิตช์นำกระแสและขณะสวิตช์ไม่นำกระแส ดังรูปที่ 2.8(ก) และ (ข)



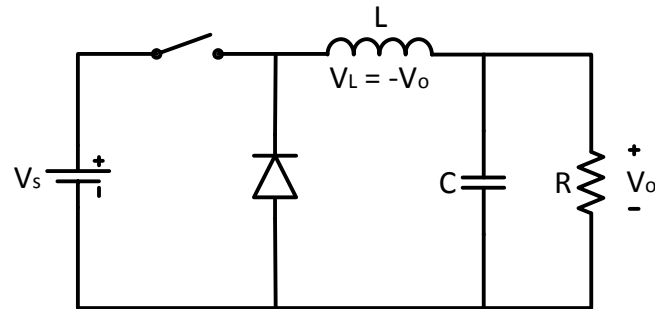
รูปที่ 2.7 ลักษณะกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโหมดกระแสต่อเนื่อง



(ก)

รูปที่ 2.8 สถานะการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดัน

(ก) ขณะสวิตช์นำกระแส (ข) ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 2.8(ต่อ) สถานะการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดัน

(ก) ขณะสวิตช์นำกระแส (ข) ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

ขณะสวิตช์นำกระแส

จากรูปที่ 2.8(ก) กระแสจากแหล่งกำเนิดจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L) ผ่านตัวเก็บประจุ (C) ต่อไปยังโหลด (R) โดยที่ไดโอดจะถูกไบอัสกลับทำให้กระแสไม่สามารถไหลย้อนกลับไปยังวงจรได้

จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Voltage Law ; KVL) สามารถเขียนสมการของแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้

$$-V_s + V_L + V_o = 0 \quad (2.10)$$

$$V_L = V_s - V_o \quad (2.11)$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.12)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.13)$$

ในช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสและไดโอดตัดวงจร $dt = DT$ จะได้ค่าระลอกคลื่นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแสดังนี้

$$\frac{\Delta i_{L,on}}{DT} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.14)$$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.15)$$

เมื่อ $\Delta i_{L,on}$ คือ ค่าระลอกคลื่นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

จากรูปที่ 2.8(ข) ตัวเก็บประจุ (C) จะคืนพลังงานผ่านต่อไปยังไดโอด ทำให้ไดโอดเกิดการไบอัสตรงและส่งกระแสไปยังตัวเหนี่ยวนำ (L) และโหลด (R) ทำให้กระแสไหลได้อย่างต่อเนื่อง

จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Voltage Law ; KVL) สามารถเขียนสมการของแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้

$$V_L + V_o = 0 \quad (2.16)$$

$$V_L = -V_o \quad (2.17)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = -V_o \quad (2.18)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.19)$$

ในช่วงเวลาที่สวิตช์ไม่นำกระแสและไดโอดต่อวงจร $dt = (1-D)T$ จะได้ค่าระลอกคลื่นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์ไม่นำกระแสดังนี้

$$\frac{\Delta i_{L,off}}{(1-D)T} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.20)$$

$$\Delta i_{L,off} = -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T \quad (2.21)$$

เมื่อ $\Delta i_{L,off}$ คือ ค่าระลอกคลื่นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อพิจารณาวงจรทอนระดับแรงดันในสภาวะคงตัว ค่าระลอกคลื่นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับศูนย์ดังสมการ (2.22)

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \quad (2.22)$$

นำสมการ (2.15) และสมการ (2.21) แทนในสมการ (2.22) เพื่อหาอัตราส่วนของแรงดันเอาต์พุต (V_o) กับ แรงดันอินพุต (V_s)

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT - \left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T = 0 \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(V_s - V_o)DT - V_o(1-D)T = 0 \quad (2.24)$$

$$((DV_s - DV_o) - (V_o - V_oD))T = 0 \quad (2.25)$$

$$DV_s - DV_o - V_o + V_oD = 0 \quad (2.26)$$

$$DV_s - V_o = 0 \quad (2.27)$$

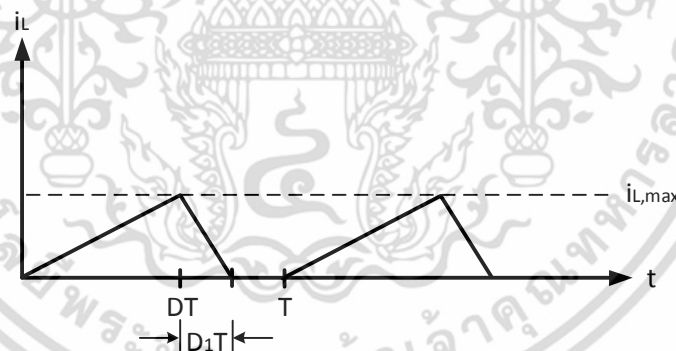
$$V_o = DV_s \quad (2.28)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.29)$$

จากสมการ (2.29) พบว่าอัตราส่วนของแรงดันเอาต์พุต (V_o) กับ แรงดันอินพุต (V_s) ก็คือ ค่าดิวิตีไซเคิลนั่นเอง ซึ่งเมื่อทำการปรับค่าดิวิตีไซเคิลแล้ว แรงดันเอาต์พุตก็จะแปรเปลี่ยนไปด้วย โดย ถ้าปรับค่าดิวิตีไซเคิลเท่ากับ 1 แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุต

2.1.2.2 วงจรทอนระดับแรงดันโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

วงจรทอนระดับแรงดันโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง คือวงจรที่มีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไม่ตลอดเวลา อาจเป็นเพราะตัวเหนี่ยวนำมีขนาดเล็กเกินไป บางช่วงที่มีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นศูนย์ ซึ่งจะมีลักษณะการไหลของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ลักษณะกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

- ช่วงเวลา 0 ถึง DT คือเวลาที่สวิตช์นำกระแส กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเพิ่มขึ้น
- ช่วงเวลา D_1T คือเวลาที่สวิตช์ไม่นำกระแส และกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าลดลงเรื่อยๆ จนมีค่าเป็นศูนย์
- ช่วงเวลา $(DT+D_1T)$ ถึง T คือเวลาที่สวิตช์ไม่นำกระแส และกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์โดยที่

$$D_1 = 1 - D \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องนี้ จะมีความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอินพุตซึ่งหาได้จากค่าแรงดันเฉลี่ยตกรวมตัวเหนี่ยวนำตลอดคาบมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนี้

$$(V_s - V_o)(DT) - V_o(D_1)T = 0 \quad (2.31)$$

$$(V_s - V_o)(DT) = V_o(D_1)T \quad (2.32)$$

$$(V_s - V_o)D = V_o D_1 \quad (2.33)$$

$$V_o D + V_o D_1 = V_s D \quad (2.34)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{D + D_1} \quad (2.35)$$

เนื่องจากกระแสเฉลี่ยในตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้น กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวต้านทาน ดังสมการ (2.36) และกระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับสมการ (2.37)

$$I_L = \frac{V_o}{R} \quad (2.36)$$

$$I_L = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} I_{L,max} DT + \frac{1}{2} I_{L,max} D_1 T \right) \quad (2.37)$$

จากความสัมพันธ์ของสมการ (2.36) และ (2.37) จะได้

$$\frac{V_o}{R} = \frac{1}{2} I_{L,max} (D + D_1) \quad (2.38)$$

จากรูปที่ 2.9 จะได้ค่ากระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุด ($I_{L,max}$) คือค่าระลอกคลื่นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส ($\Delta i_{L,on}$) ดังนั้น

$$\frac{V_o}{R} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT (D + D_1) \quad (2.39)$$

และจากความสัมพันธ์ของสมการ (2.32) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o}{R} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_o D_1 T}{L} \right) (D + D_1) \quad (2.40)$$

$$\frac{V_o}{R} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_o D_1 T D + V_o D_1^2 T}{L} \right) \quad (2.41)$$

$$\left(\frac{V_o D_1 T D + V_o D_1^2 T}{2L} \right) - \frac{V_o}{R} = 0 \quad (2.42)$$

$$\frac{V_o D_1 T D R + V_o D_1^2 T R - 2L V_o}{2LR} = 0 \quad (2.43)$$

$$RT(D_1 D + D_1^2) - 2L = 0 \quad (2.44)$$

$$D_1 D + D_1^2 - \frac{2L}{RT} = 0 \quad (2.45)$$

$$D_1 D + D_1^2 - \frac{2Lf}{R} = 0 \quad (2.46)$$

$$D_1 = \frac{-D + \sqrt{D^2 + \frac{8Lf}{R}}}{2} \quad (2.47)$$

แทนสมการ (2.47) ลงในสมการ (2.35) จะได้อัตราส่วนแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุตดังนี้

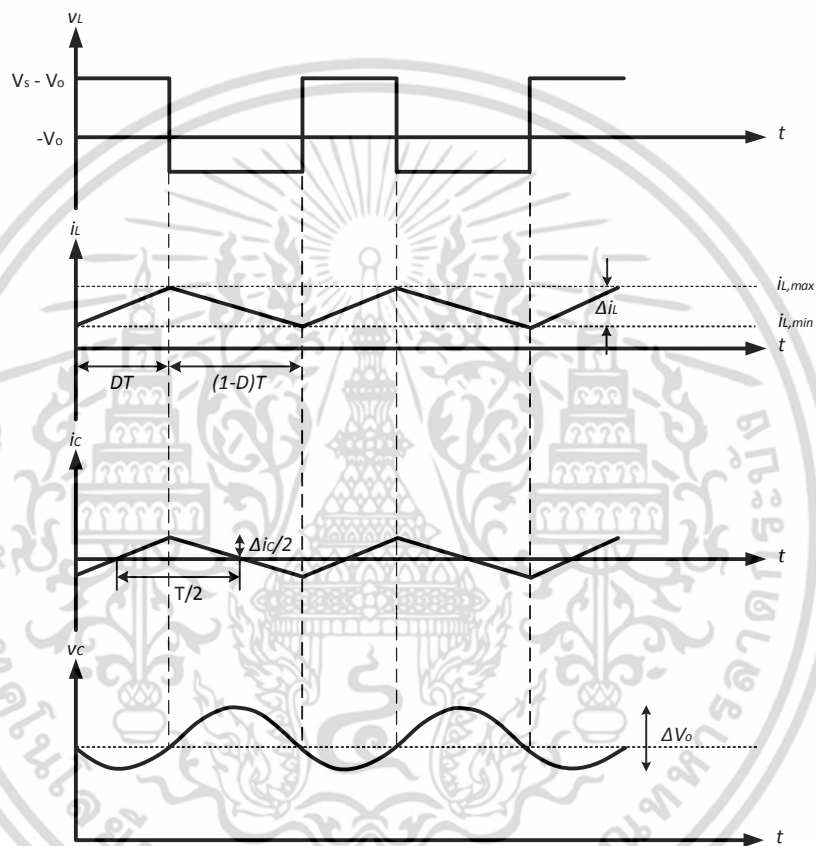
$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{D + \left(\frac{-D + \sqrt{D^2 + \frac{8Lf}{R}}}{2} \right)} \quad (2.48)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{2D}{D + \sqrt{D^2 + \frac{8Lf}{R}}} \quad (2.49)$$

2.1.3 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ (L) ตัวเก็บประจุ (C) ของวงจรทอนระดับแรงดัน

วงจรทอนระดับแรงดันนิยมใช้วงจรรองความถี่ต่ำผ่านในการกรองกระแสและแรงดันของวงจรให้มีความราบเรียบ ทำให้สามารถนำไปใช้งานได้จริง โดยเป็นวงจรอย่างง่ายประกอบไปด้วยตัวเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ซึ่งการเลือกใช้ขนาดของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุนี้มีผลต่อคุณภาพของกระแสและแรงดันที่นำไปใช้งาน โดยการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรทอนระดับแรงดัน จะใช้หลักการการคำนวณค่าระลอกคลื่นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (Peak to Peak Ripple Current; Δi_L) เพื่อหาขนาดของตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจร (L_{min}) และใช้หลักการการคำนวณค่าระลอกคลื่นของแรงดันเอาต์พุต (Peak to Peak Ripple Voltage; ΔV_o) เพื่อหาขนาดของตัวเก็บประจุ ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงค่าระลอกคลื่นของกระแสและแรงดันของวงจรทอนระดับ

2.1.3.1 การคำนวณขนาดของตัวเหนี่ยวนำ (Inductor; L)

จากรูปที่ 2.10 การหาค่าระลอกคลื่นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (Δi_L) ทำได้โดยการหาพื้นที่ใต้กราฟของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (V_L) โดยสามารถหาได้ทั้งขณะสวิตช์นำกระแส (ช่วงเวลา 0 ถึง DT) หรือขณะสวิตช์ไม่นำกระแส (ช่วงเวลา DT ถึง $(1-D)T$) ซึ่งจากรูป สามารถหาพื้นที่ใต้กราฟขณะสวิตช์นำกระแสได้ดังนี้

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{DT} V_L(t) dt \quad (2.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \left((V_s - V_o) dt \Big|_0^{DT} \right) \quad (2.51)$$

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \left((V_s - V_o) \cdot DT - (V_s - V_o) \cdot 0 \right) \quad (2.52)$$

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} (V_s - V_o) DT \quad (2.53)$$

หรือ สามารถหาพื้นที่เหนือกราฟขณะสวิตช์ไม่นำกระแสได้ดังนี้

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_{DT}^T v_L(t) dt \quad (2.54)$$

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \left(V_o dt \Big|_{DT}^T \right) \quad (2.55)$$

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} (V_o T - V_o DT) \quad (2.56)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_o}{L} (1 - D) T \quad (2.57)$$

การหาขนาดของตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด จะเริ่มพิจารณาจากการหากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโดยขณะการทำงานที่สภาวะคงตัว กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านโหลด

$$I_L = I_o \quad (2.58)$$

$$I_L = \frac{V_o}{R} \quad (2.59)$$

เมื่อพิจารณาขณะสวิตช์ไม่นำกระแส จะสามารถหาค่าระลอกคลื่นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุด ($i_{L, \max}$) และค่าระลอกคลื่นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด ($i_{L, \min}$) ได้ดังนี้

$$i_{L, \max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.60)$$

$$i_{L, \min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.61)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการ (2.57) และสมการ (2.59) แทนในสมการ (2.60) จะได้ค่าระลอกคลื่นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดดังสมการ (2.62) และนำสมการ (2.57) และสมการ (2.59) แทนในสมการ (2.61) ค่าระลอกคลื่นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดดังสมการ (2.63)

$$i_{L, \max} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{L} (1-D)T \right) \quad (2.62)$$

$$i_{L, \min} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{L} (1-D)T \right) \quad (2.63)$$

ในการพิจารณาวงจรทอนระดับแรงดันในรูปแบบกระแสต่อเนื่อง และรูปแบบกระแสไม่ต่อเนื่องนั้น จะพิจารณาจากจุดที่กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าน้อยที่สุดคือมีค่าเท่ากับศูนย์ เพื่อหาขนาดของตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดของวงจร ทำให้กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (I_L) มีค่าดังสมการต่อไปนี้

$$I_L = \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.64)$$

$$I_L = \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{L} (1-D)T \right) \quad (2.65)$$

นำสมการ (2.59) แทนในสมการ (2.65) เพื่อหาขนาดของตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดได้ดังนี้

$$\frac{V_o}{R} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{L} (1-D)T \right) \quad (2.66)$$

$$L_{\min} = \frac{(1-D)TR}{2} \quad (2.67)$$

$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (2.68)$$

ในการออกแบบขนาดของตัวเหนี่ยวนำเพื่อใช้ในวงจรทอนระดับแรงดัน ถ้าออกแบบตัวเหนี่ยวนำให้ขนาดเล็กเกินไปจะทำให้กระแสที่ไหลในวงจรไม่ต่อเนื่อง แต่ถ้าออกแบบตัวเหนี่ยวนำให้มีขนาดใหญ่จนเกินไปก็จะทำให้วงจรมีขนาดใหญ่และราคาแพงขึ้น ดังนั้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำจึงควรออกแบบให้มีขนาดใหญ่กว่าขนาดของตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดเล็กน้อย

2.1.3.2 การคำนวณขนาดของตัวเก็บประจุ (Capacitor; C)

จากรูปที่ 2.10 การหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันเอาต์พุต (Δv_o) ทำได้โดยการหาพื้นที่ใต้กราฟของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ (i_c) โดยเมื่อมีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุจะทำให้ตัวเก็บประจุเริ่มทำการเก็บสะสมประจุภายใน และเมื่อไม่มีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุจะค่อยๆ คลายประจุนอกเพื่อหล่อเลี้ยงระบบ

$$\Delta v_o = \Delta v_c \quad (2.69)$$

$$\Delta v_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{C} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.70)$$

$$\Delta v_o = \frac{T \Delta i_L}{8C} \quad (2.71)$$

แทนสมการ (2.57) ในสมการ (2.71) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\Delta v_o = \frac{T}{8C} \left(\frac{V_o}{L} (1-D) T \right) \quad (2.72)$$

$$\Delta v_o = \frac{V_o (1-D) T^2}{8CL} \quad (2.73)$$

$$\Delta v_o = \frac{V_o (1-D)}{8CLf^2} \quad (2.74)$$

จากสมการ (2.74) จะได้ว่าค่าระลอกคลื่นของแรงดันเอาต์พุตของวงจรทอนระดับแรงดันจะผันตรงกับแรงดันเอาต์พุต (V_o) และค่าดีวีดีไซเคิล (D) และจะผกผันกับค่าความเหนี่ยวนำ (L) ค่าความจุของตัวเก็บประจุ (C) และความถี่ในการสวิตช์ (f) ซึ่งจากสมการ (2.74) นั้นยิ่งใช้ความถี่ในการสวิตช์มาก จะทำให้ค่าระลอกคลื่นของแรงดันเอาต์พุตมีค่าน้อยลงมาก เพราะค่าระลอกคลื่นของแรงดันเอาต์พุตนั้นผกผันกับความถี่ในการสวิตช์กำลังสอง และสามารถหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการ (2.75)

$$\frac{\Delta v_o}{V_o} = \frac{(1-D)}{8CLf^2} \quad (2.75)$$

ทำการจัดรูปสมการ (2.75) ใหม่ เพื่อหาค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรได้ดังสมการ (2.76)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = \frac{V_o(1-D)}{\Delta v_o 8Lf^2} \quad (2.76)$$

ในการออกแบบตัวเก็บประจุเพื่อใช้ในวงจรทอนระดับแรงดัน ถ้าออกแบบตัวเก็บประจุให้ขนาดใหญ่แม้จะทำให้ระบบมีค่าระลอกคลื่นแรงดันต่ำแต่ก็จะทำให้ระบบมีราคาแพงและวงจรมีขนาดใหญ่ ดังนั้นในการออกแบบตัวเก็บประจุจึงคำนึงถึงค่าระลอกคลื่นอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ สามารถทนแรงดันขาออกของวงจรทอนระดับแรงดันได้ และมีขนาดที่ไม่ใหญ่จนเกินไป

2.1.4 แบบจำลองพลวัตของวงจรทอนระดับแรงดัน

แบบจำลองปริภูมิสถานะ (State Space) ระบบพลวัตของแรงดันและกระแสของวงจรทอนระดับแรงดัน [31] คือ

$$L \dot{i}_L(t) + v_o(t) = d(t)v_s(t) \quad (2.77)$$

$$C \dot{v}_o(t) = i_L(t) - \frac{v_o(t)}{R} \quad (2.78)$$

สามารถเขียนเป็นระบบเมตริกส์ได้ดังสมการ (2.79)

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d(t) \quad (2.79)$$

เมื่อ L คือ ค่าของความเหนี่ยวนำ C คือ ค่าตัวเก็บประจุ R คือ ค่าความต้านทานของโหลด $i_L(t)$ คือ กระแสตัวเหนี่ยวนำ $v_o(t)$ คือ แรงดันเอาต์พุต V_s คือ แรงดันอินพุตและ $d(t)$ คือ ดิวตี้ไซเคิล จากสมการ (2.77) และ (2.78) สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างค่าดิวตี้ไซเคิลและกระแสตัวเหนี่ยวนำ ได้ดังนี้

$$L \frac{di_L(t)}{dt} + v_o(t) = d(t)v_s(t) \quad (2.80)$$

$$C \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_o(t)}{R} \quad (2.81)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการแปลงลาปลาซสมการ (2.80) และ (2.81) จะได้ตั้งสมการ (2.82) และ (2.83) ตามลำดับ

$$LsI_L(s) + V_o(s) = D(s)V_s(s) \quad (2.82)$$

$$CsV_o(s) = I_L(s) - \frac{V_o(s)}{R} \quad (2.83)$$

จากสมการ (2.83) จัดรูปแบบใหม่เพื่อหา $V_o(s)$ ตั้งสมการ (2.84) และสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างกระแสตัวเหนี่ยวนำและแรงดันเอาต์พุตได้ตั้งสมการ (2.85)

$$V_o(s) = \frac{RI_L(s)}{RCs + 1} \quad (2.84)$$

$$G_V(s) = \frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{R}{RCs + 1} \quad (2.85)$$

นำสมการ (2.84) แทนลงในสมการ (2.82) เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างดิฟฟิเคิลและกระแสตัวเหนี่ยวนำ ได้ดังนี้

$$LsI_L(s) + \frac{RI_L(s)}{RCs + 1} = D(s)V_s(s) \quad (2.86)$$

$$I_L(s) \left(Ls + \frac{R}{RCs + 1} \right) = D(s)V_s(s) \quad (2.87)$$

$$I_L(s) \left(\frac{Ls(RCs + 1) + R}{RCs + 1} \right) = D(s)V_s(s) \quad (2.88)$$

$$G_{IL}(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_s(RCs + 1)}{LRCs^2 + Ls + R} \quad (2.89)$$

หรือ สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างดิฟฟิเคิลและแรงดันเอาต์พุต ได้ตั้งสมการ (2.90)

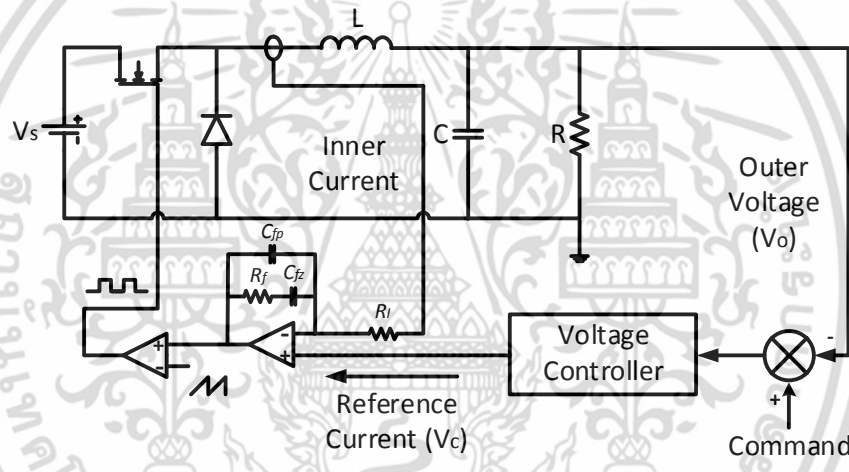
$$G_{dv}(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{V_s}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad (2.90)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 วงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode Control Buck Converter; ACMC Buck Converter)

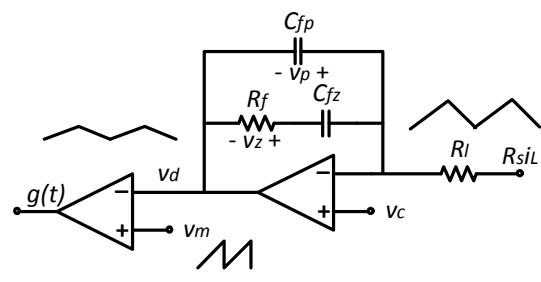
ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้เสนองานวิจัยเกี่ยวกับระบบการควบคุมในวงจรทอนระดับแรงดัน โหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย [11-15] โดยระบบควบคุมโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยนี้ จะทำการตรวจจับกระแสในตัวเหนี่ยวนำ และทำการกรองโดยวงจรขยายความแตกต่างกระแส (Current Error Amplifier) และนำสัญญาณที่ได้ไปสร้างสัญญาณพัลส์ (PWM) เพื่อนำไปขับวงจรทอนระดับแรงดัน ด้วยวิธีการดังกล่าวนี้วงรอบกระแสภายใน (Inner Current Loop) มีหน้าที่ทำให้กระแสเหนี่ยวนำเฉลี่ยอินพุตมีค่าเข้าสู่กระแสอ้างอิงที่ได้จากวงรอบแรงดันภายนอก (Outer Voltage Loop)

ระบบควบคุมโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยนี้ จะแบ่งการควบคุมออกเป็นสองวงรอบควบคุม คือ วงรอบภายในซึ่งเป็นวงรอบกระแส และวงรอบภายนอกเป็นวงรอบแรงดัน โดยโครงสร้างของวงจรเป็นดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 วงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย

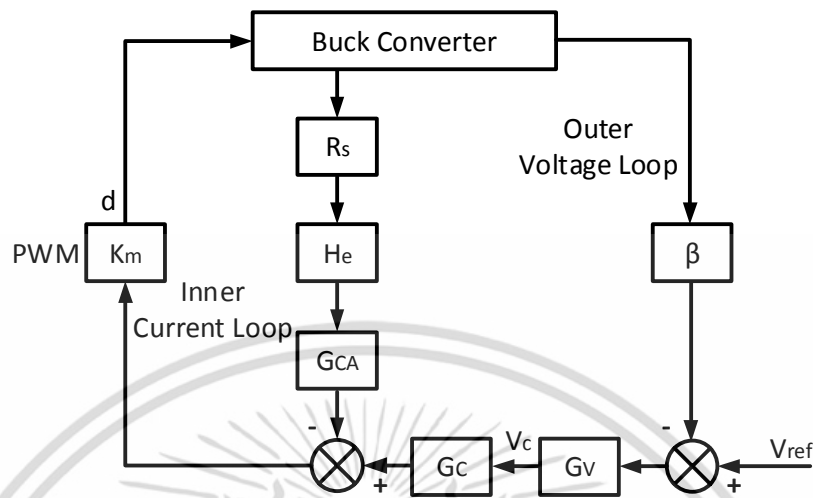
จากรูปที่ 2.11 พิจารณาในส่วนของวงจรป้อนกลับ (Feedback Circuit) ที่ใช้ศึกษาในส่วน ของวงจรควบคุมโหมดกระแสเฉลี่ย ซึ่งภายในเป็นวงจรสัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal) สำหรับ ตรวจจับและทำการกรองกระแสของตัวเหนี่ยวนำ และนำสัญญาณที่ได้ไปสร้างสัญญาณพัลส์ จาก [11] วงจรมีโครงสร้างและรายละเอียดของวงจรดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ตัวควบคุมวงรอบกระแสและสร้างสัญญาณพัลส์ในโหมดกระแสเฉลี่ย

เอกสารนี้เป็นเอกสาร... ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.11 ซึ่งแสดงโครงสร้างของวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยและจาก [12] สามารถเขียนรายละเอียดของวงจรเป็นบล็อกไดอะแกรม ได้ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 ลักษณะการควบคุมวงจรทอนระดับแรงดันโหมดกระแสเฉลี่ย

เมื่อ $G_{CA}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมวงรอบกระแส

$G_V(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมวงรอบแรงดัน

$H_e(s)$ คือ แซมปลิงเกน (Sampling Gain) ของกระแส

β คือ อัตราส่วนของแรงดันเอาต์พุต

จากวงจรในรูปที่ 2.12 สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมวงรอบกระแสได้ดังนี้

$$G_{CA}(s) = \frac{Z_2}{Z_1} \tag{2.91}$$

$$G_{CA}(s) = \frac{\left(\left(\frac{1}{C_{fz}s} + R_f \right) // \frac{1}{C_{fp}s} \right)}{R_l} \tag{2.92}$$

$$G_{CA}(s) = \frac{1}{R_l} \left(\left(\frac{1 + R_f C_{fz}s}{C_{fz}s} \right) // \frac{1}{C_{fp}s} \right) \tag{2.93}$$

$$G_{CA}(s) = \frac{1}{R_l} \left(\frac{1}{\frac{C_{fz}s}{1 + R_f C_{fz}s} + C_{fp}s} \right) \tag{2.94}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{CA}(s) = \frac{1}{R_l} \left(\frac{1 + R_f C_{fz} s}{R_f C_{fp} C_{fz} s^2 + (C_{fp} + C_{fz}) s} \right) \quad (2.95)$$

$$G_{CA}(s) = \frac{1 + R_f C_{fz} s}{R_l (C_{fp} + C_{fz}) s \left(1 + \frac{R_f C_{fp} C_{fz} s}{C_{fp} + C_{fz}} \right)} \quad (2.96)$$

$$G_{CA}(s) = \frac{K_c \left(1 + \frac{s}{\omega_z} \right)}{s \left(1 + \frac{s}{\omega_p} \right)} \quad (2.97)$$

เมื่อ กำหนดให้ $K_c = \frac{1}{R_l (C_{fp} + C_{fz})}$, $\omega_z = \frac{1}{R_f C_{fz}}$ และ $\omega_p = \frac{C_{fz} + C_{fp}}{R_f C_{fz} C_{fp}}$

เมื่อพิจารณาเฉพาะระบบสัญญาณขนาดเล็ก และจาก [11] จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างกระแสอ้างอิง (V_c) และกระแสตัวเหนี่ยวนำ (I_L) ของระบบควบคุมวงรอบกระแสแบบวงรอบปิด ได้ดังสมการ (2.98) และฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างกระแสอ้างอิง (V_c) และแรงดันเอาต์พุต (V_o) ได้ดังสมการ (2.99)

$$\frac{I_L(s)}{V_c(s)} = \frac{K_m (G_{CA}(s) + 1) G_{IL}(s)}{1 + R_s K_m G_{CA}(s) G_{IL}(s)} \quad (2.98)$$

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{K_m (G_{CA}(s) + 1) G_{dv}(s)}{1 + T_c(s)} \quad (2.99)$$

เมื่อ $T_c(s)$ คือ ค่าเกนของวงรอบกระแส ($T_c(s) = R_s K_m G_{CA}(s) G_{IL}(s)$)

K_m คือ ค่าเกนของการมอดูเลต ซึ่งเป็นส่วนกลับของแรงดันสูงสุดรูปสามเหลี่ยม

$$\left(K_m = \frac{1}{V_m} \right)$$

2.1.6 การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมวงรอบกระแส

จากรูปที่ 2.12 จะเห็นว่าภายในตัวควบคุมวงรอบกระแส จะประกอบไปด้วยตัวต้านทาน 2

ตัว (R_s และ R_l) และตัวเก็บประจุ 2 ตัว (C_{fp} และ C_{fz}) สำหรับการชดเชยปริมาณของกระแส เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น มิได้อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงรอบ ซึ่งจาก [11] สามารถทำการคำนวณหาขนาดของตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุต่างๆ ได้ดังนี้

$$\frac{R_f}{R_l} \leq \min \left[\frac{2V_m L f_s}{V_{g,max} R_s}, \frac{V_m L f_s}{V_o R_s} \right] \quad (2.100)$$

และจาก $\omega_z = \frac{1}{R_f C_{fz}}$ และ $\omega_p = \frac{C_{fz} + C_{fp}}{R_f C_{fz} C_{fp}}$ ทำให้สามารถหา C_{fp} และ C_{fz} ได้ดัง

สมการต่อไปนี้

$$C_{fz} = \frac{1}{R_f \omega_z} \quad (2.101)$$

$$C_{fp} = \frac{C_{fz}}{R_f C_{fz} \omega_p - 1} \quad (2.102)$$

เมื่อ ω_z มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความถี่เรโซแนนซ์ของพาวเวอร์สเตจ ($\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$)
 ω_p มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของความถี่สวิทช์ (f_s)

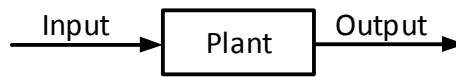
2.2 พื้นฐานของระบบควบคุม

ระบบควบคุม [34-35] คือ รูปแบบของระบบใดๆ ที่มีการจัดองค์ประกอบต่างๆ ภายในระบบ ให้มีผลตอบสนองของระบบให้เป็นไปตามที่ต้องการ โดยในการพิจารณาระบบนั้นนิยมพิจารณาระบบให้อยู่ในรูปแบบของสมการทางคณิตศาสตร์ขั้นสูง เพื่อให้สามารถวิเคราะห์ระบบได้ง่ายขึ้นทั้งในขอบเขตทางความถี่ หรือขอบเขตทางเวลา ซึ่งสามารถจำแนกประเภทของระบบได้หลายแบบตามแต่เงื่อนไขในการจำแนกประเภทที่ใช้ แต่ในบริบทของทฤษฎีระบบควบคุมนั้น มักจำแนกประเภทตามภาวะเชิงเส้น, การแปรเปลี่ยนตามเวลา และความต่อเนื่องโดเมนเวลา โดยจะพิจารณาถึงความสัมพันธ์ระหว่างเหตุและผล (Cause - Effect) ของแต่ละองค์ประกอบของระบบ ไม่ว่าจะระบบจะมีความซับซ้อนเพียงใดก็ตาม โดยพื้นฐานของระบบควบคุมจะมีองค์ประกอบสำคัญ 3 ส่วนดังนี้

1. สัญญาณอินพุต (Input) หรือสัญญาณอ้างอิง (Reference Input)
2. ระบบที่ควบคุม (Plant)
3. สัญญาณเอาต์พุต (Output)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจากองค์ประกอบต่างๆ ข้างต้น สามารถเขียนแทนด้วยภาพบล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 พื้นฐานของระบบควบคุม

ระบบควบคุมสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ

2.2.1 ระบบควบคุมแบบเปิด (Open-Loop Control System)

ระบบควบคุมแบบเปิด เป็นระบบที่ง่ายและมีอุปกรณ์ภายในที่ไม่ยุ่งยาก ใช้ง่ายกับระบบที่ไม่ต้องการความแม่นยำมาก ค่าเอาต์พุตที่ได้จะไม่ส่งผลต่อการควบคุมขบวนการของระบบ หรือไม่มีการนำเอาค่าเอาต์พุตที่ได้กลับมาเปรียบเทียบกับค่าอินพุตที่ป้อนให้กับระบบ



รูปที่ 2.15 ระบบควบคุมแบบเปิด (Open-Loop Control System)

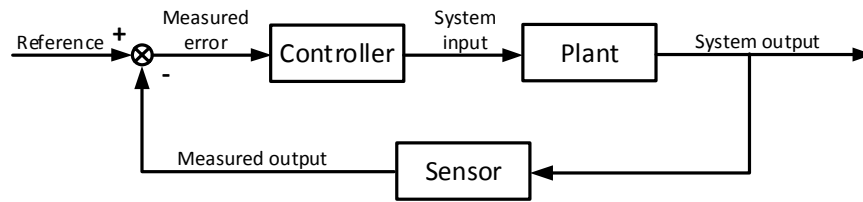
คุณลักษณะของการควบคุมระบบแบบเปิดคือ

- ไม่มีการนำสัญญาณด้านเอาต์พุตป้อนกลับมาทางด้านอินพุต
- ระบบไม่มีความซับซ้อน
- ระบบใช้กับงานที่ไม่ต้องการความแม่นยำมาก
- เป็นระบบควบคุมที่ประหยัด

2.2.2 ระบบควบคุมแบบปิด (Closed-Loop Control System)

เนื่องจากระบบควบคุมแบบเปิดไม่สามารถให้ความแม่นยำในการควบคุมได้ ซึ่งไม่เหมาะกับการใช้งานหลายอย่าง ดังนั้นจึงมีการพิจารณาที่จะนำสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งมีผลโดยตรงกับระบบควบคุมมาใช้งาน จึงได้มีการคิดค้นระบบควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback Control Systems) โดยการนำสัญญาณเอาต์พุตมาป้อนกลับเพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตหรือสัญญาณอ้างอิงที่ป้อนให้ระบบ ซึ่งผลต่างระหว่างสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณเอาต์พุตนั้นจะเป็นสัญญาณความคลาดเคลื่อน (Error) เพื่อที่จะใช้เป็นสัญญาณป้อนเข้าตัวควบคุม (Controller) แล้วให้ตัวควบคุมไปสร้างสัญญาณควบคุมใหม่ เพื่อลดค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นในระบบ ทำให้ค่าเอาต์พุตของระบบเข้าสู่ค่าที่ต้องการ (Set Point) ดังรูปที่ 2.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 ระบบควบคุมแบบปิด (Closed-Loop Control System)

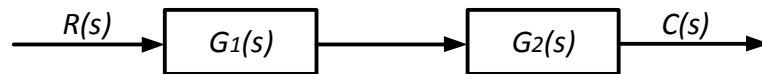
หลักการควบคุมป้อนกลับ เป็นหลักการพื้นฐานที่ใช้ในการควบคุมระบบอย่างแพร่หลาย ในภาพเป็นการป้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback) เพราะสัญญาณป้อนกลับจากตัวเซนเซอร์ (Measured Output) จะถูกนำไปหักล้างจากสัญญาณอ้างอิง เพื่อนำไปสร้างสัญญาณความคลาดเคลื่อน (Measured Error) (ผลต่างระหว่างค่าที่ผู้ออกแบบต้องการและสัญญาณจากตัวตรวจจับ (Sensor)) ซึ่งจะนำไปป้อนเข้าสู่ตัวควบคุม (Controller) และตัวควบคุมจะสร้างสัญญาณควบคุม (System Input หรือ Control Signal) ป้อนสู่ระบบ (Plant) หลังจากนั้นนำสัญญาณเอาต์พุตของระบบที่วัดได้จากตัวตรวจจับเข้าสู่ระบบป้อนกลับต่อไปเช่นนี้เรื่อยๆ จนสัญญาณความคลาดเคลื่อนเป็นศูนย์

ระบบควบคุมแบบปิดมีความได้เปรียบเหนือกว่าระบบควบคุมแบบเปิด ดังต่อไปนี้

- สามารถกำจัดการรบกวนได้ เช่น ผลจากแรงเสียดทานที่ไม่ได้รวมอยู่ในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ
- สามารถรับประกันสมรรถนะได้มากขึ้นแม้กับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีตัวแปรที่มีความไม่แน่นอนอยู่ด้วย เช่น กรณีที่ผลจากการที่แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ไม่สามารถอธิบายระบบได้อย่างสมบูรณ์แบบ
- ระบบที่ไม่มีเสถียรภาพโดยธรรมชาติอยู่แล้วสามารถทำให้มีเสถียรภาพได้หากติดตั้งตัวควบคุมที่เหมาะสม
- ระบบมีความคงทนต่อความเปลี่ยนแปลงมากขึ้นแม้ในกรณีที่พารามิเตอร์ของระบบมีการเปลี่ยนแปลง
- ระบบสามารถปรับค่าสัญญาณเอาต์พุตตามสัญญาณอ้างอิงได้ดีมากขึ้น

ในการวิเคราะห์ระบบควบคุมเป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์นั้นจะต้องทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ของระบบ แล้วนำไปทดสอบหาเสถียรภาพของระบบ หรือหาผลตอบสนองของระบบ โดยฟังก์ชันถ่ายโอนจะแสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของสมการเชิงเส้นที่ไม่แปรเปลี่ยนตามเวลา โดยปกติการวิเคราะห์ระบบส่วนใหญ่จะพิจารณาจากระบบจริงซึ่งเป็นระบบที่ค่อนข้างซับซ้อนและยากแก่การอธิบายให้เข้าใจ วิธีการที่จะอธิบายให้เข้าใจง่ายขึ้น คือ การเขียนภาพโดอะแกรมแทนระบบที่ยุ่งยากเสียก่อน จากนั้นหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ โดยส่วนประกอบของรูปภาพบล็อกโดอะแกรมมี 3 ส่วน คือ สัญญาณอินพุตหรือสัญญาณอ้างอิง, ฟังก์ชัน

ถ่ายโอน และสัญญาณเอาต์พุต เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 แสดงภาพบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบเปิด

จากรูปที่ 2.17 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบเปิด ซึ่งเป็นระบบควบคุมอย่างง่ายไม่ซับซ้อน ส่วนมากใช้กับระบบอย่างง่ายที่ไม่ต้องการความแม่นยำของสัญญาณเอาต์พุตสูง ประกอบไปด้วยองค์ประกอบต่างๆ ดังนี้

$R(s)$ คือ สัญญาณอินพุต (Input) หรือสัญญาณอ้างอิง (Reference Input)

$C(s)$ คือ สัญญาณเอาต์พุต (Output)

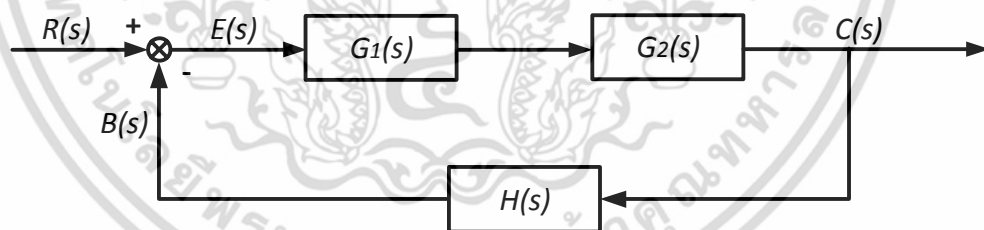
$G_1(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม (Controller Transfer Function)

$G_2(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ (Plant Transfer Function)

สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมแบบเปิด $\frac{C(s)}{R(s)}$ ได้ดังนี้

$$C(s) = G_1(s)G_2(s)R(s) \quad (2.103)$$

$$\frac{C(s)}{R(s)} = G_1(s)G_2(s) \quad (2.104)$$



รูปที่ 2.18 แสดงภาพบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบปิด

จากรูปที่ 2.18 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบปิด ซึ่งเป็นระบบควบคุมที่ใช้สำหรับระบบที่ต้องการความแม่นยำของสัญญาณเอาต์พุตให้เป็นไปตามที่ต้องการ โดยการนำสัญญาณเอาต์พุตกลับมาตรวจสอบกับสัญญาณอ้างอิงจนกระทั่งทำให้สัญญาณความลาดเคลื่อนมีค่าเป็นศูนย์ ประกอบไปด้วยองค์ประกอบต่างๆ ดังนี้

$R(s)$ คือ สัญญาณอินพุต (Input) หรือสัญญาณอ้างอิง (Reference Input)

$C(s)$ คือ สัญญาณเอาต์พุต (Output)

$E(s)$ คือ สัญญาณความลาดเคลื่อน (Error)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$G_1(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม (Controller Transfer Function)

$G_2(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ (Plant Transfer Function)

$H(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนป้อนกลับ (Feedback Transfer Function)

$B(s)$ คือ สัญญาณป้อนกลับ (Feedback Signal)

สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมแบบปิด $\frac{C(s)}{R(s)}$ ได้ดังนี้

$$C(s) = G_1(s)G_2(s)E(s) \quad (2.105)$$

$$E(s) = R(s) - B(s) \quad (2.106)$$

$$B(s) = H(s)C(s) \quad (2.107)$$

นำสมการ (2.107) แทนในสมการ (2.106)

$$E(s) = R(s) - H(s)C(s) \quad (2.108)$$

นำสมการ (2.108) แทนในสมการที่ (2.105)

$$C(s) = G_1(s)G_2(s)[R(s) - H(s)C(s)] \quad (2.109)$$

$$C(s) = G_1(s)G_2(s)R(s) - G_1(s)G_2(s)H(s)C(s) \quad (2.110)$$

$$C(s) + G_1(s)G_2(s)H(s)C(s) = G_1(s)G_2(s)R(s) \quad (2.111)$$

ทำการจัดรูปสมการ (2.111) ใหม่ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมแบบปิด $\frac{C(s)}{R(s)}$

ดังนี้

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)} \quad (2.112)$$

ซึ่งสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมแบบปิดมีองค์ประกอบดังนี้

$G_1(s)G_2(s)H(s)$ เรียกว่า ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิด

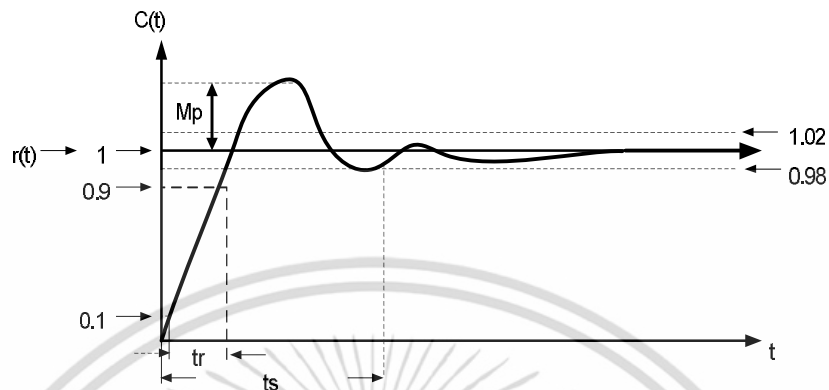
ถ้าให้

$1 + G_1(s)G_2(s)H(s) = 0$ เรียกว่า สมการคุณลักษณะ

$\frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)}$ เรียกว่า ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบควบคุมทั่วไป สามารถหาผลตอบสนองของระบบได้โดยป้อนสัญญาณอินพุต $r(t)$ ที่เป็นสัญญาณแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วย (Unit Step) และพิจารณาผลของสัญญาณเอาต์พุต $c(t)$ ที่ได้ ซึ่งลักษณะทั่วไปของผลตอบสนองของระบบ (Unit Step Response) แสดงดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 ผลตอบสนองของระบบแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วย

การพิจารณาถึงคุณสมบัติของผลตอบสนองทางเวลา สามารถพิจารณาได้จากช่วงเวลาต่างๆ ของผลการตอบสนองของระบบ ซึ่งค่าของช่วงเวลาต่างๆ ที่นิยมนำไปออกแบบหรือนำไปพิจารณาถึงคุณภาพของระบบ มีดังนี้

1. เวลาขาขึ้น (Rise Time; t_r) คือ ช่วงเวลาที่วัดจากผลตอบสนองของระบบที่มีขนาดเพิ่มขึ้นจาก 10% ถึง 90% ของค่าสุดท้าย ถ้าเวลาขาขึ้นมีค่าน้อยแสดงว่าระบบสามารถทำงานได้เร็วในช่วงเริ่มการทำงาน

2. เวลาสู่สมดุล (Settling Time; t_s) คือ ช่วงเวลาที่ผลการตอบสนองของระบบจะเริ่มเข้าสู่สภาวะคงตัว โดยจะมีค่าต่างจากสภาวะคงตัว $\pm 2\%$ หรือ $\pm 5\%$ ซึ่งจากรูปที่ 2.19 เมื่อพิจารณาระบบที่มีค่าสภาวะคงตัวแบบหนึ่งหน่วย ดังนั้น เมื่อทำการวัดที่จุดเวลาแรกที่มีค่าผิดพลาดจากค่าสุดท้ายอยู่ใน $\pm 2\%$ จะได้ค่าสัญญาณเอาต์พุตของระบบอยู่ในช่วง 0.98 – 1.02 ถ้าค่าเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวมีค่าน้อย แสดงว่าระบบจะเข้าสู่สภาวะทำงานคงตัวที่เร็ว

3. ค่าความผิดพลาดบนสภาวะคงตัว (Steady State Error; e_{ss}) คือ ค่าความผิดพลาดจากผลต่างระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับค่าสัญญาณเอาต์พุตของระบบที่สภาวะคงตัว

4. ค่าโอเวอร์ชูตสูงสุด (Maximum Overshoot; M_p) คือ ตัวบ่งบอกถึงความคลาดเคลื่อนสูงสุดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณเอาต์พุต และยังเป็นตัวช่วยวัดถึงเสถียรภาพของระบบด้วย ถ้ามีค่ามาก จะทำให้ระบบทำงานแกว่งหรือกระเพื่อมทำให้ระบบสูญเสียเสถียรภาพ

2.2.3 ระบบควบคุมแบบต่างๆ

ระบบควบคุมแบบ P, PI, PD และ PID [36-37] เป็นระบบการควบคุมตัวควบคุมที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างสูงในปัจจุบันและใช้งานอย่างแพร่หลายในงานอุตสาหกรรมต่างๆ เป็นอย่างมาก ซึ่งระบบการควบคุมแบบนี้สามารถปรับค่าการควบคุมได้เมื่ออุปกรณ์ที่ต้องการควบคุมมีการไม่ว่การณใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ ซึ่งประสิทธิภาพในการควบคุมให้ผลเป็นที่น่าพอใจ อีกทั้งโครงสร้างของระบบควบคุมก็สามารถทำได้ง่ายและไม่ซับซ้อนจนเกินไป ประกอบด้วยการรวมระบบควบคุมแบบต่างๆ เข้าด้วยกันคือตัวควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Controller) ตัวควบคุมแบบปริพันธ์ (Integral Controller) และตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ (Differential Controller) อีกทั้งยังสามารถนำคุณสมบัติของระบบควบคุมแต่ละแบบเข้าด้วยกันอีกด้วย โดยระบบควบคุมต่างๆ มีรายละเอียดดังนี้

1. ระบบควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Control; P Control) เป็นการใช้ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (P) เพียงตัวเดียวในการควบคุมระบบ โดยที่สัญญาณควบคุม $u(t)$ จะแปรผันเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณความคลาดเคลื่อน $e(t)$ ซึ่งเป็นผลต่างระหว่างสัญญาณอินพุตหรือสัญญาณอ้างอิง $r(t)$ กับสัญญาณเอาต์พุตหรือตัวแปรที่ควบคุม $c(t)$ ของระบบดังนี้

$$u(t) = K_p e(t) \quad (2.113)$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการ (2.113) เพื่อพิจารณาระบบให้เป็นฟังก์ชันทางพีชคณิตในรูปแบบคอมเพล็กซ์ วารีเอเบิล (Complex variable)

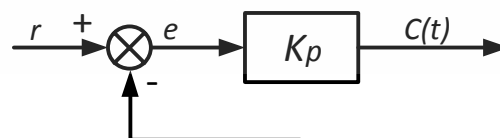
$$u(s) = K_p e(s) \quad (2.114)$$

$$\frac{u(s)}{e(s)} = K_p \quad (2.115)$$

เมื่อ K_p คือ อัตราขยายแบบสัดส่วนที่สามารถปรับค่าได้

t คือ เวลา

ผลของอัตราขยายแบบสัดส่วนที่สูงจะทำให้ระบบมีผลการตอบสนองที่ไว แต่ถ้าสูงเกินไประบบจะไม่เสถียรได้ ในทางตรงกันข้าม ผลของอัตราขยายแบบสัดส่วนที่ต่ำ ระบบควบคุมจะมีผลตอบสนองที่ช้า



รูปที่ 2.20 ระบบการควบคุมแบบสัดส่วน

2. ระบบควบคุมแบบสัดส่วน - ปริพันธ์ (Proportional - Integral Control ; PI Control)

เป็นการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (P) รวมเข้ากับตัวควบคุมแบบปริพันธ์ (I) ทำให้ระบบที่ได้มีผลการตอบสนองที่ไวและขจัดค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวที่เกิดจากตัวควบคุมแบบสัดส่วน เอกสารนี้ไม่มีผลทางกฎหมายใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ผลตอบสนองของระบบอาจเกิดการแกว่งขึ้นได้ โดยสัญญาณควบคุม $u(t)$ จะสัมพันธ์กับสัญญาณความคลาดเคลื่อน $e(t)$ ดังสมการ (2.116)

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.116)$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการ (2.116) เพื่อพิจารณาระบบให้เป็นฟังก์ชันทางพีชคณิตในรูปแบบคอมเพล็กซ์ วาริเอเบิล (Complex variable)

$$u(s) = K_p e(s) + \frac{K_i e(s)}{s} \quad (2.117)$$

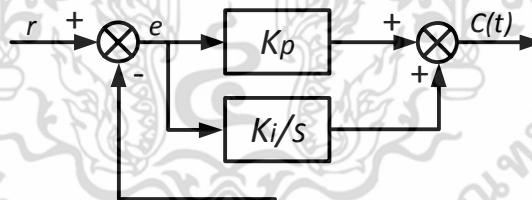
$$\frac{u(s)}{e(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.118)$$

เมื่อ K_p คือ อัตราขยายแบบสัดส่วนที่สามารถปรับค่าได้

K_i คือ อัตราขยายแบบปริพันธ์ที่สามารถปรับค่าได้

τ คือ ตัวแปรปริพันธ์

t คือ เวลา



รูปที่ 2.21 ระบบการควบคุมแบบสัดส่วน-ปริพันธ์

3. ระบบควบคุมแบบสัดส่วน - อนุพันธ์ (Proportional - Differential Control ; PD Control) เป็นการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (P) รวมเข้ากับตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ (D) ซึ่งตัวควบคุมแบบอนุพันธ์จะสามารถลดผลของการแกว่งของระบบได้ แต่จะทำให้ผลการตอบสนองของระบบช้าลง และตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ไม่สามารถนำมาควบคุมระบบได้เพียงตัวเดียว ดังนั้นจึงต้องรวมเข้ากับตัวควบคุมแบบสัดส่วนด้วย ซึ่งสำหรับตัวควบคุมแบบอนุพันธ์สัญญาณควบคุม $u(t)$ จะสัมพันธ์กับสัญญาณความคลาดเคลื่อน $e(t)$ ตามสมการ (2.119)

$$u(t) = K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (2.119)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ระบบควบคุมแบบสัดส่วน-อนุพันธ์ จะมีความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณควบคุม $u(t)$ กับสัญญาณคลาดเคลื่อน $e(t)$ ดังนี้

$$u(t) = K_p e(t) + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (2.120)$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการ (2.120) เพื่อพิจารณาระบบให้เป็นฟังก์ชันทางพีชคณิตในรูปแบบคอมเพล็กซ์ วารีเอเบิล (Complex variable)

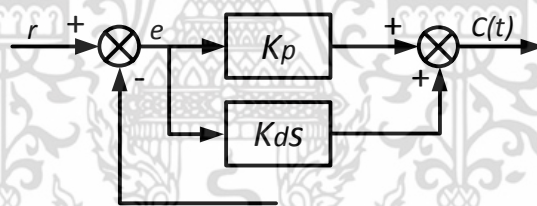
$$u(s) = K_p e(s) + K_d s e(s) \quad (2.121)$$

$$\frac{u(s)}{e(s)} = K_p + K_d s \quad (2.122)$$

เมื่อ K_p คือ อัตราขยายแบบสัดส่วนที่สามารถปรับค่าได้

K_d คือ อัตราขยายแบบอนุพันธ์ที่สามารถปรับค่าได้

t คือ เวลา



รูปที่ 2.22 ระบบการควบคุมแบบสัดส่วน-อนุพันธ์

4. ระบบควบคุมแบบสัดส่วน - ปริพันธ์ - อนุพันธ์ (Proportional-Integral-Differential Control; PID Control) ระบบควบคุมแบบสัดส่วน-ปริพันธ์-อนุพันธ์นั้น เป็นการนำตัวควบคุมแบบสัดส่วน (P), ตัวควบคุมแบบปริพันธ์ (I) และตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ (D) มารวมกัน เพื่อให้ได้ระบบควบคุมที่มีประสิทธิภาพสูงสุด ดังนั้นระบบควบคุมนี้จึงมีคุณสมบัติของตัวควบคุมทั้ง 3 อยู่ในระบบ ซึ่งระบบการควบคุมแบบสัดส่วน - ปริพันธ์ - อนุพันธ์นั้นมีแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังสมการ (2.123)

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (2.123)$$

หรือ สามารถเขียนอยู่ในรูปแบบคอมเพล็กซ์ วารีเอเบิล ได้ดังสมการ (2.124)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่าย หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยเป็นอย่างสูง และต้องอภัยถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$u(s) = K_p e(s) + K_i \frac{1}{s} e(s) + K_d s e(s) \quad (2.124)$$

$$u(s) = \left(K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \right) e(s) \quad (2.125)$$

ทำการจัดรูปสมการใหม่ ดังสมการ (2.125) เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณควบคุมกับสัญญาณความคลาดเคลื่อน

$$\frac{u(s)}{e(s)} = \left(K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \right) \quad (2.126)$$

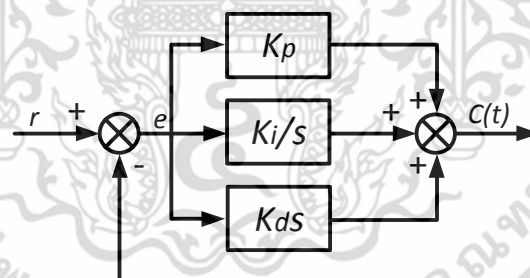
เมื่อ K_p คือ อัตราขยายแบบสัดส่วนที่สามารถปรับค่าได้

K_i คือ อัตราขยายแบบปริพันธ์ที่สามารถปรับค่าได้

K_d คือ อัตราขยายแบบอนุพันธ์ที่สามารถปรับค่าได้

τ คือ ตัวแปรปริพันธ์

t คือ เวลา



รูปที่ 2.23 ระบบควบคุมแบบสัดส่วน-ปริพันธ์-อนุพันธ์

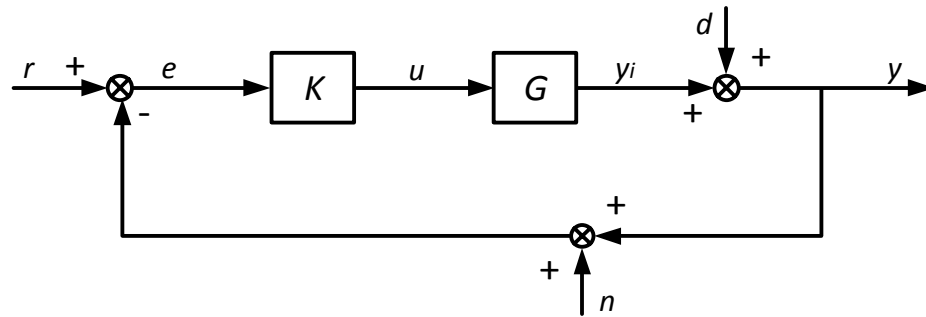
2.3 การจัดสรรฐานวงรอบ (Loop Shaping) และระบบควบคุมคงทน (Robust Control System)

2.3.1 การจัดสรรฐานวงรอบ (Loop Shaping)

การจัดสรรฐานวงรอบ [16] และ [20] ต้องทำการออกแบบฟังก์ชันชดเชยนำหน้า โดยจะทำการพิจารณาระบบควบคุมแบบป้อนกลับแบบทั่วไป เพื่อหาอัตราขยายของตัวควบคุมที่เหมาะสมของอัตราส่วนระหว่างเอาต์พุตของระบบที่รวมสิ่งรบกวน (y) และสัญญาณอ้างอิง (r) โดยระบบควบคุม

แบบป้อนกลับแบบทั่วไปแสดงดังรูปที่ 2.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับแบบทั่วไป

จากรูปที่ 2.24 แสดงระบบควบคุมแบบป้อนกลับแบบทั่วไป ซึ่งประกอบไปด้วย

G คือ ระบบ (Plant) ที่พิจารณา

K คือ ตัวควบคุม (Controller)

r คือ สัญญาณอ้างอิงหรือคำสั่ง (Command)

e คือ ค่าความคลาดเคลื่อน (Error)

u คือ อินพุตของระบบ (Input)

y_i คือ เอาต์พุตของระบบ (Output)

d คือ สิ่งรบกวน (Disturbance)

y คือ เอาต์พุตของระบบที่รวมสิ่งรบกวน (Disturbance)

n คือ สัญญาณรบกวน (Noise) จากตัวตรวจจับสัญญาณ (Sensor)

y_n คือ สัญญาณป้อนกลับที่รวมสิ่งรบกวน (Disturbance) และสัญญาณรบกวน (Noise)

จะได้ความสัมพันธ์ของเอาต์พุตของระบบที่รวมสิ่งรบกวน (y) และความสัมพันธ์ของเอาต์พุตของระบบ (y_i) ดังสมการที่ (2.127) และสมการที่ (2.128) ตามลำดับ

$$y = y_i + d \quad (2.127)$$

$$y_i = eKG \quad (2.128)$$

นำสมการ (2.128) แทนลงในสมการ (2.127) จะได้

$$y = eKG + d \quad (2.129)$$

จากรูปที่ 2.24 จะได้ความสัมพันธ์ของค่าความคลาดเคลื่อน (e) ดังสมการ (2.130) และความสัมพันธ์ของสัญญาณป้อนกลับของระบบที่รวมสิ่งรบกวน (Disturbance) และสัญญาณรบกวนจากตัว

ตรวจจับสัญญาณ (y_n) ดังสมการ (2.131)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e = r - y_n \quad (2.130)$$

$$y_n = y + n \quad (2.131)$$

นำสมการ (2.131) แทนลงในสมการ (2.130) จะได้

$$e = r - y - n \quad (2.132)$$

นำสมการ (2.132) แทนลงในสมการ (2.129) จะได้อัตราส่วนระหว่างเอาต์พุตของระบบที่รวมสิ่งรบกวน (y) และสัญญาณอ้างอิง (r) ดังนี้

$$y = (r - y - n)KG + d \quad (2.133)$$

$$y = rKG - yKG - nKG + d \quad (2.134)$$

$$y(1 + KG) = rKG - nKG + d \quad (2.135)$$

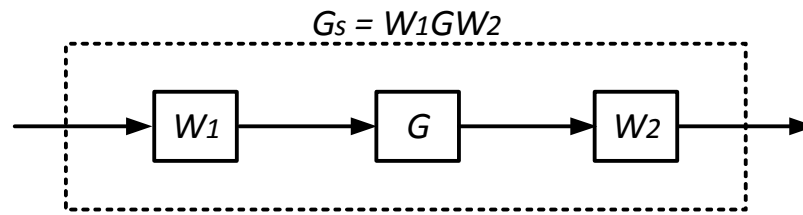
$$y = \frac{rKG}{(1 + KG)} - \frac{nKG}{(1 + KG)} + \frac{d}{(1 + KG)} \quad (2.136)$$

$$\frac{y}{r} = \frac{KG}{(1 + KG)} - \frac{n}{r} \frac{KG}{(1 + KG)} + \frac{d}{r} \frac{1}{(1 + KG)} \quad (2.137)$$

จากสมการ (2.137) ในการออกแบบตัวควบคุม ต้องออกแบบให้อัตราส่วนระหว่างเอาต์พุตของระบบที่รวมสิ่งรบกวน (y) และสัญญาณอ้างอิง (r) มีค่าเท่ากับ 1 หากต้องการให้ระบบมีการตอบสนองที่ดีและทนต่อตัวรบกวนต้องทำให้อัตราการขยายของตัวควบคุมมีค่าสูง แต่ตัวควบคุมแบบนี้จะมีสัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับสัญญาณ (n) เข้ามาในระบบได้ และหากต้องการให้ทนต่อสัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับสัญญาณได้ต้องทำให้อัตราการขยายของตัวควบคุมมีค่าต่ำ แต่ตัวรบกวน (d) จะมีผลโดยตรงต่อระบบ

การจัดสัญญาณวงรอบระบบทำขึ้นเพื่อต้องการให้ระบบหลังการจัดสัญญาณ (Shape Plant : G_s) มีอัตราขยายที่สูงขึ้น (High Gain) ในช่วงความถี่ต่ำ (Low Frequency) ซึ่งหมายถึงระบบมีสมรรถนะและความคงทนที่ดีขึ้น, มีอัตราขยายที่ต่ำลง (Low Gain) ในช่วงความถี่สูง (High Frequency) เพื่อลดผลของสัญญาณรบกวนของตัวตรวจจับสัญญาณที่มีต่อระบบ และมีค่าแบนวิดท์กว้างเพื่อทำให้ย่านในการทำงานที่ความถี่ต้องการดีขึ้น ซึ่งในการจัดสัญญาณระบบจะประกอบไปด้วยฟังก์ชันชดเชยน้ำหนัก 2 ตัว คือ ฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักก่อน (Pre - Compensator Weight Function : W_1) และฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักหลัง (Post - Compensator Weight Function : W_2) ดังรูปที่ 2.25

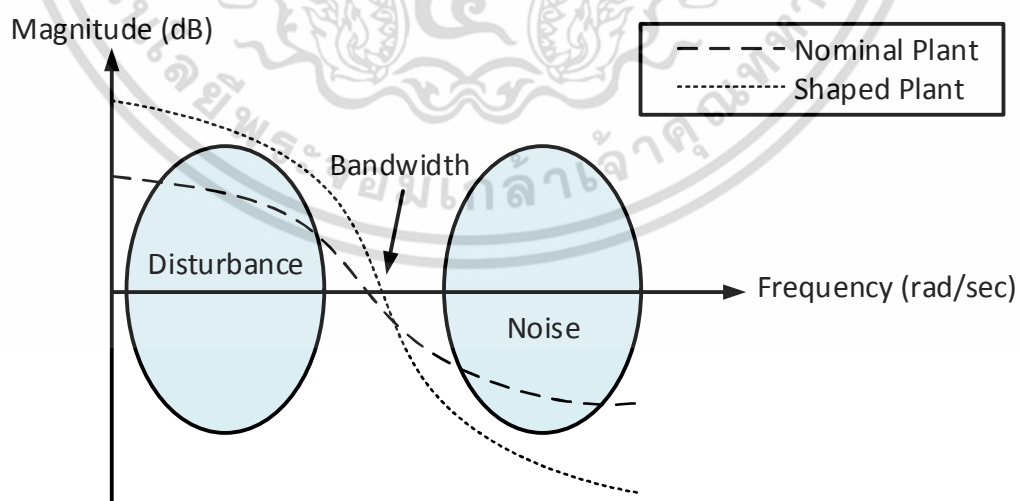
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 การจัดสัดส่วนวงรอบของระบบ

การออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักทั้ง 2 ตัวนี้ มีจุดประสงค์เพื่อจัดสัดส่วนให้ระบบมีสัดส่วนวงรอบเป็นไปตามต้องการ (Desired Loop Shape) ในขอบเขตทางความถี่ (Frequency Domain) เพื่อให้ระบบมีสมรรถนะและความคงทนที่ดี โดยการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักก่อน (W_1) เพื่อหาความต้องการเชิงสมรรถนะของระบบและลดผลจากสิ่งรบกวน (Disturbance) ต่างๆ และในการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักหลัง (W_2) เพื่อลดผลของสัญญาณรบกวน (Noise) ของตัวตรวจจับสัญญาณ (Sensor)

ในการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักในระบบการควบคุมแบบหนึ่งองศาอิสระ (One Degree of Freedom : 1DOF) จะใช้ฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักก่อน (W_1) และฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักหลัง (W_2) ในการจัดสัดส่วนวงรอบ เพื่อให้ได้คุณสมบัติของระบบดังที่กล่าวไว้ข้างต้น แต่ระบบการควบคุมแบบสององศาอิสระ (Two Degree of Freedom : 2DOF) จะใช้ฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักก่อน (W_1) เพียงตัวเดียวในการจัดสัดส่วนวงรอบ เนื่องจากสมมติให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากตัวตรวจจับที่รวมผลจากสิ่งรบกวน และสัญญาณรบกวนมีคุณสมบัติเหมือนกับสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมระบบ



รูปที่ 2.26 แผนภาพโบดก่อนการจัดสัดส่วนวงรอบและหลังการจัดสัดส่วนวงรอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการพิจารณาสมรรถนะและความคงทนของระบบหลังการจัดตั้งฐานวงรอบจะพิจารณา ระบบแบบเปิด ซึ่งเป็นการพิจารณาระบบทางขอบเขตทางความถี่ จากรูปที่ 2.26 ในช่วงความถี่ต่ำจะ เห็นว่าระบบก่อนการจัดตั้งฐานวงรอบ (Nominal Plant) ไม่สามารถลดผลจากสิ่งรบกวนต่างๆ ได้ หมด และในช่วงความถี่สูงก็ไม่สามารถลดผลของสัญญาณรบกวนของตัวตรวจจับสัญญาณได้ทั้งหมด แต่ระบบหลังการจัดตั้งฐานวงรอบ (Shape Plant) นั้นสามารถลดผลจากสิ่งรบกวนต่างๆ และ สัญญาณรบกวนของตัวตรวจจับได้ทั้งหมด อีกทั้งยังช่วยเพิ่มสมรรถนะการทำงานของระบบให้ดีขึ้นอีก ด้วย

2.3.2 ระบบควบคุมคงทน (Robust Control System)

การออกแบบชุดควบคุมคงทน (Robust Control) [16-20] เป็นการออกแบบชุดควบคุมเพื่อ ทำให้ระบบ (Plant) นั้นสามารถทำงานได้ใกล้เคียงสมรรถนะเดิม ซึ่งการออกแบบชุดควบคุมที่ สามารถทำงานได้ดี จะต้องออกแบบให้ระบบสามารถมีเสถียรภาพและมีสมรรถนะตามต้องการแม้ว่า จะมีตัวรบกวนจากภายนอก (Disturbance) หรือสัญญาณรบกวนจากตัวตรวจวัดสัญญาณ (Noise Sensor) เข้ามาในระบบ นอกจากนี้ยังรวมถึงกรณีที่ระบบมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ ภายในระบบเอง โดยระบบสำหรับการออกแบบชุดควบคุมคงทน อาจพิจารณาระบบออกเป็น 2 ชนิด ดังนี้

1. ระบบจริง (Real Process : G_{Δ})

ระบบนี้อาจจะรวมความไม่แน่นอนต่างๆ ของระบบเข้าไปด้วย ดังนั้นการออกแบบชุด ควบคุมให้สามารถควบคุมระบบโดยมีสมรรถนะคงทนสูง จะต้องคำนึงถึงความไม่แน่นอนต่างๆ ที่จะ เกิดขึ้นด้วย โดยระบบจริงสามารถเขียนให้อยู่ในรูปดังนี้ $G_{\Delta} = G + \Delta G$ เมื่อ ΔG คือความไม่ แน่นอนต่างๆ ของระบบ

2. ระบบจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (Mathematic Model : G)

เป็นระบบที่ได้จำลองระบบจริงขึ้นมาให้เป็นสมการทางคณิตศาสตร์ขั้นสูง โดยไม่ได้รวมความ ไม่แน่นอนต่างๆ ของระบบเข้าไว้ โดยที่ความไม่แน่นอนต่างๆ นั้นอาจจะเกิดขึ้นได้ในการทำงานจริง

ระบบโดยทั่วไปสามารถเขียนอยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนได้ และเมื่อพิจารณาระบบเป็นแบบ Coprime factor ซึ่งประกอบไปด้วย ตัวถูกรวม (Normalized Nominator : N) และตัวหาร (Normalized Denominator : M) จะสามารถพิจารณาระบบเป็นแบบ Left Coprime Factor ได้ ดังสมการ (2.138) หรือสามารถพิจารณาระบบเป็นแบบ Right Coprime Factor ได้ดังสมการ (2.139)

$$G = M^{-1}N \quad (2.138)$$

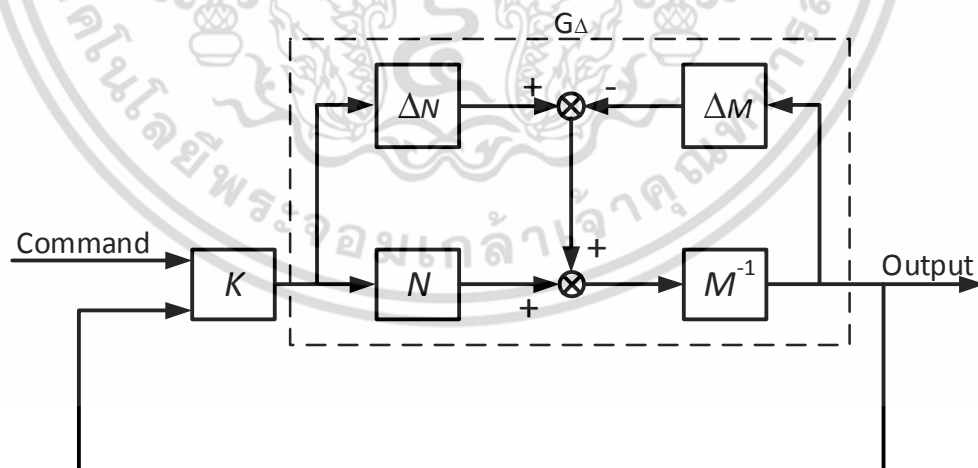
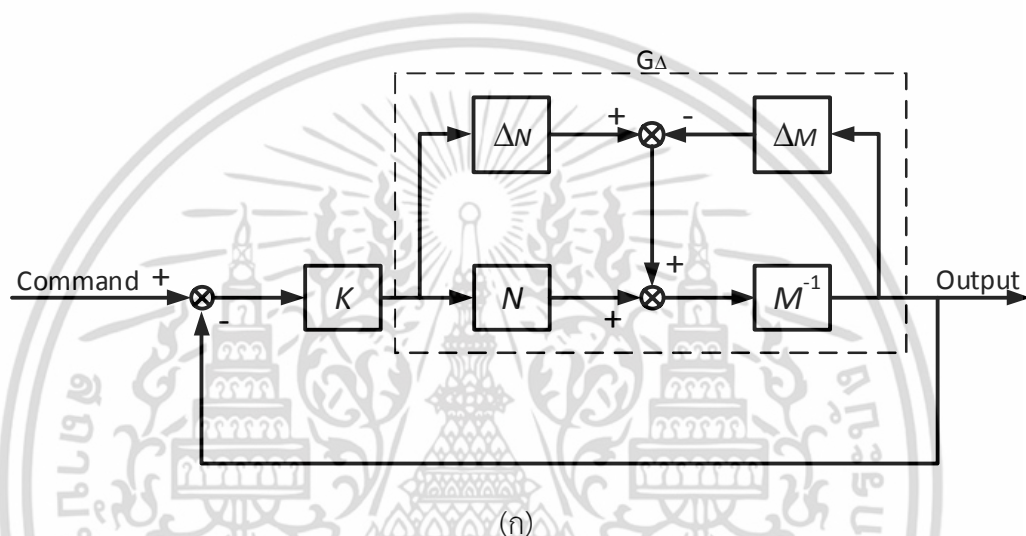
$$G = NM^{-1} \quad (2.139)$$

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาระบบที่พิจารณาแบบ Left Coprime Factor โดยเมื่อรวมความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นกับระบบเข้ากับตัวถูกหาค่าและตัวหารของระบบ สามารถแสดงได้ดังสมการ (2.140)

$$G_{\Delta} = (M + \Delta_M)^{-1}(N + \Delta_N) \quad (2.140)$$

เมื่อ Δ_N คือ ความไม่แน่นอนของระบบของตัวถูกหาค่า

Δ_M คือ ความไม่แน่นอนของระบบของตัวหาร



รูปที่ 2.27 ระบบ Coprime Factor ที่รวมความไม่แน่นอน

(ก) การควบคุมวงรอบปิดแบบหนึ่งองศาอิสระ

(ข) การควบคุมวงรอบปิดแบบสององศาอิสระ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.27 แสดงระบบที่รวมความไม่แน่นอน (G_Δ) และการควบคุมแบบวงรอบปิดแบบการควบคุมหนึ่งองศาอิสระ และการควบคุมแบบวงรอบปิดแบบสององศาอิสระ โดยจุดประสงค์ในการออกแบบชุดควบคุมคงทนเพื่อที่ต้องการให้ระบบมีเสถียรภาพที่สูง เพื่อรับประกันความไม่แน่นอนของระบบทั้งความไม่แน่นอนของระบบของตัวถูกรักษา (Δ_N) และความไม่แน่นอนของระบบของตัวหาร (Δ_M) ซึ่งสามารถเขียนแบบจำลองของระบบได้ดังสมการ (2.141)

$$G_\Delta = \{(M + \Delta_M)^{-1}(N + \Delta_N) : \|[\Delta_N \quad \Delta_M]\|_\infty < \varepsilon\} \quad (2.141)$$

เมื่อ ε คือ ค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพ (Stability Margin)

2.4 ระบบควบคุมคงทนแบบการจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตี้ (1DOF H_∞ Loop Shaping Control)

ระบบควบคุมคงทนแบบการจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตี้ ถูกนำเสนอครั้งแรกโดย McFarlane และ Glover [18] เป็นระบบการควบคุมที่ใช้วิธีการจัดสัญญาณวงรอบ (Loop Shaping) ในการออกแบบชุดควบคุมคงทน (Robust Control System) โดยระบบการควบคุมแบบการจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตี้จะพิจารณาระบบในขอบเขตทางความถี่ (Frequency Domain) ทำให้ระบบที่ออกแบบมีสมรรถนะและความคงทนต่อสิ่งรบกวนต่างๆ อีกทั้งยังให้ผลตอบสนองของระบบตามที่ต้องการเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ

ในการออกแบบระบบควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตี้ นั้น ขั้นตอนแรกจะต้องทำการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักร่างก่อน (W_1) เพื่อให้ได้ความต้องการเชิงสมรรถนะและลดผลจากสิ่งรบกวนต่างๆ และทำการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักหลัง (W_2) เพื่อลดผลสัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับ โดยถ้าสมมติให้ใช้ตัวตรวจจับที่มีประสิทธิภาพสูงทำให้สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับมีค่าน้อย แล้วสามารถกำหนดให้ฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักหลังมีค่าคงที่ได้ โดยโครงสร้างโดยทั่วไปของฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักทั้งสองจะกำหนดให้มีเพียงหนึ่งลำดับ เพื่อไม่ให้ส่งผลกระทบต่อโครงสร้างของระบบมากนัก โดยอาจจะกำหนดโครงสร้างของฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักทั้งสองได้ดังนี้

$$W_1 = K_w \frac{s + \alpha}{s + \delta} \quad (2.142)$$

$$W_2 = \frac{b}{s + b} \quad \text{หรือ} \quad W_2 = 1 \quad (2.143)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ K_w , α , b และ δ เป็นค่าคงที่บวกใดๆ และ δ มีค่าน้อยมากๆ เมื่อได้กำหนดโครงสร้างของฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักทั้งสองแล้ว จะได้ระบบที่ทำการจัดสรรฐานวงรอบแล้วดังสมการ (2.144)

$$G_s = W_1 G W_2 \quad (2.144)$$

ในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักทั้งสองนั้น จะพิจารณาได้จากหัวข้อที่กล่าวไว้ข้างบนในการจัดสรรฐานวงรอบ และจาก [15] ได้แนะนำไว้ว่าฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักที่ดีนั้นจะต้องให้ค่านอร์มอเนตต์ต่ำสุดมีค่าน้อยกว่า 4 ($\gamma_{\min} < 4$) หรือมีค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุดมากกว่า 0.25 ($\mathcal{E}_{\max} > 0.25$) โดยการตรวจสอบค่านอร์มอเนตต์ต่ำสุดหรือค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุดนั้นสามารถทำได้โดยใช้การแก้สมการรีคาติ (Riccati Equation) ดังต่อไปนี้

$$\gamma_{\min} = \frac{1}{\mathcal{E}_{\max}} = (1 + \lambda_{\max}(XZ))^{-\frac{1}{2}} \quad (2.145)$$

เมื่อ $\lambda_{\max}(XZ)$ คือ ค่า Eigen values สูงสุดของเมตริกซ์ X คูณกับเมตริกซ์ Z
 X คือ ค่าที่ได้จากการแก้สมการรีคาติ จากสมการ (2.146)

$$(A - BS^{-1}D^T C)^T X + X(A - BS^{-1}D^T C) - XBS^{-1}B^T X + C^T R^{-1}C = 0 \quad (2.146)$$

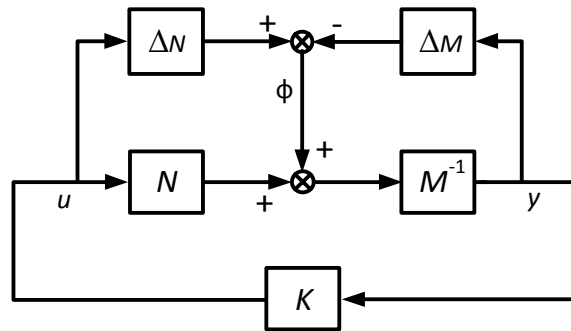
Z คือ ค่าที่ได้จากการแก้สมการรีคาติ จากสมการ (2.147)

$$(A - BS^{-1}D^T C)Z + Z(A - BS^{-1}D^T C)^T - ZC^T R^{-1}CZ + BS^{-1}B^T = 0 \quad (2.147)$$

เมื่อ $R = I + DD^T$ และ $S = I + D^T D$

A, B, C, D คือ เมตริกซ์ของระบบในรูปของปริภูมิสถานะ (State Space)

เมื่อทำการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักทั้งสองจนได้ค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุด (\mathcal{E}_{\max}) แล้ว ลำดับต่อมาให้เลือกค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพที่ใช้ในการออกแบบชุดควบคุมคงทนให้มีค่าน้อยกว่าส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุดเล็กน้อย ($\mathcal{E} < \mathcal{E}_{\max}$) จากนั้นนำค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพที่ได้มาสังเคราะห์ชุดควบคุม ซึ่งสามารถสังเคราะห์ได้โดยพิจารณาความไม่แน่นอนของระบบดังนี้



รูปที่ 2.28 ระบบที่แยกพิจารณาความไม่แน่นอนของระบบแบบการจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาเอชอินฟินิตี้

ในการหาชุดควบคุมคงทนจะต้องหาค่านอร์มนันต์ของระบบที่รวมความไม่แน่นอนของระบบ ($\|[\Delta_N \ \Delta_M]\|_\infty$) ซึ่งจากรูปที่ 2.28 สามารถหาความสัมพันธ์ของระบบที่รวมความไม่แน่นอนจาก $\phi \rightarrow u$ และ $\phi \rightarrow y$ ได้ดังต่อไปนี้

$$u = K(I - G_s K)^{-1} M^{-1} \phi \quad (2.148)$$

$$y = (I - G_s K)^{-1} M^{-1} \phi \quad (2.149)$$

จัดสมการ (2.148) และสมการ (2.149) ในรูปแบบเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K(I - G_s K)^{-1} M^{-1} \\ (I - G_s K)^{-1} M^{-1} \end{bmatrix} [\phi] \quad (2.150)$$

$$\begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} (I - G_s K)^{-1} M^{-1} [\phi] \quad (2.151)$$

ในการพิจารณาระบบให้มีสมรรถนะและความคงทนที่ดี ต้องออกแบบให้ชุดควบคุมคงทนมีค่านอร์มนันต์ของสิ่งรบกวนไปยังเสตจ ($\|T_{wz}\|_\infty$) มีค่าน้อยๆ หรือมีค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพมากๆ ($\mathcal{E} > 0.25$) นั่นเอง ดังนั้นในการออกแบบชุดควบคุมคงทนต้องออกแบบให้ระบบอยู่ภายใต้เงื่อนไขสมการ (2.152)

$$\|T_{wz}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} (I - G_s K)^{-1} M^{-1} \right\|_\infty \leq \mathcal{E}^{-1} \quad (2.152)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น จากสมการ (2.152) เมื่อพิจารณาเป็นชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบหนึ่ง องศาอิสระเอชอินฟินิตี้ จะสามารถสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนได้ดังนี้

$$\|T_{wz}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} K_{\infty} \\ I \end{bmatrix} (I - G_s K_{\infty})^{-1} M^{-1} \right\|_{\infty} \leq \epsilon^{-1} \quad (2.153)$$

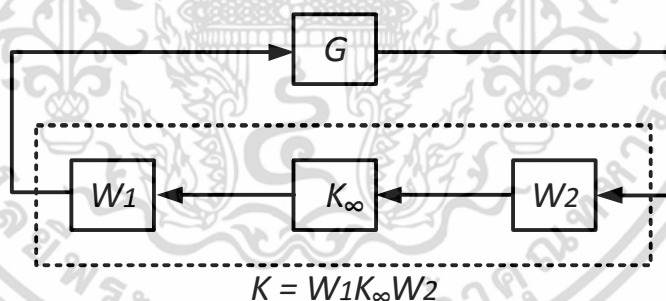
$$\|T_{wz}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} K_{\infty} \\ I \end{bmatrix} (I - G_s K_{\infty})^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \leq \epsilon^{-1} \quad (2.154)$$

$$\|T_{wz}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} K_{\infty} S & K_{\infty} S G_s \\ S & S G_s \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \leq \epsilon^{-1} \quad (2.155)$$

เมื่อ $S = (I - G_s K_{\infty})^{-1}$

เมื่อได้ชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตี้ ต้องนำมาคูณกับ ฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักทั้งสอง เพื่อได้ชุดควบคุมคงทนที่สามารถนำไปใช้งานจริงได้ดังสมการ (2.156)

$$K = W_1 K_{\infty} W_2 \quad (2.156)$$



รูปที่ 2.29 ชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตี้

2.5 ระบบควบคุมคงทนแบบการจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ (2DOF H_{∞} Loop Shaping Control)

ระบบควบคุมคงทนแบบการจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ ถูกนำเสนอครั้งแรกโดย Hoyle, Hyde และ Limebeer [26] เป็นระบบควบคุมคงทนที่พัฒนาจากระบบควบคุมคงทนแบบการจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตี้ เนื่องจากการพิจารณาระบบทั้งในขอบเขตทางความถี่ (Frequency Domain) และขอบเขตทางเวลา (Time Domain) ทำให้ระบบที่

ออกแบบมีสมรรถนะและความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ ภายในระบบ สามารถทน

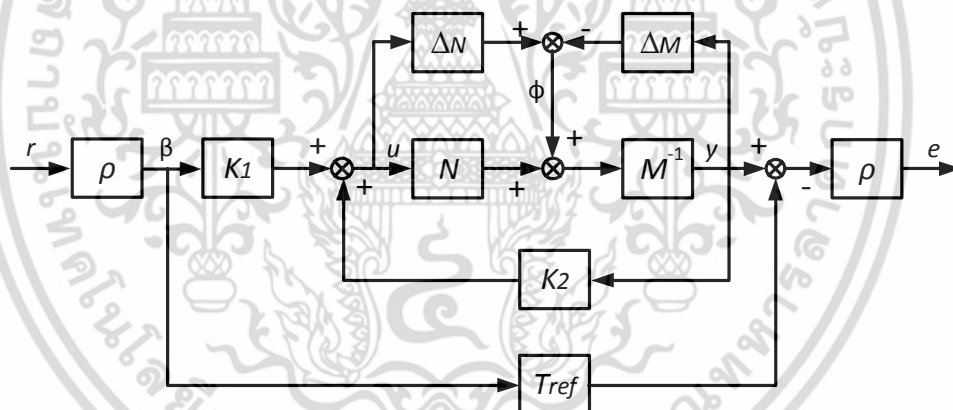
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออยู่ใต้เห็น ใบเขียวระเอชอินฟินิตี้การวิทา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อสิ่งรบกวนที่อาจเกิดจากเครื่องมือวัด อีกทั้งผู้ออกแบบสามารถกำหนดผลตอบสนองทางเวลาได้อีกด้วย

การออกแบบระบบควบคุมคอนแบบการจัดสัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ จะใช้ฟังก์ชันชดเชยนำหน้าก่อน (W_1) เพียงตัวเดียวในการจัดสัณฐานวงรอบ เนื่องจากสมมติให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากตัวตรวจจับที่รวมผลจากสิ่งรบกวน และสัญญาณรบกวนมีคุณสมบัติเหมือนกับสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมระบบ โดยที่การออกแบบโครงสร้างของฟังก์ชันชดเชยนำหน้าก่อน (W_1) จะเหมือนกับการออกแบบฟังก์ชันชดเชยนำหน้าของระบบควบคุมคอนแบบการจัดสัณฐานวงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตี้ ดังที่กล่าวไว้ข้างต้น ดังนั้นจะได้ระบบที่จัดสัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ ดังสมการ (2.157)

$$G_s = W_1 G \quad (2.157)$$

ชุดควบคุมคอนแบบการจัดสัณฐานวงรอบสององศาเอชอินฟินิตี้สามารถสังเคราะห์ได้โดยพิจารณาความไม่แน่นอนของระบบดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.30 ระบบที่แยกพิจารณาความไม่แน่นอนของระบบแบบการจัดสัณฐานวงรอบสององศาเอชอินฟินิตี้

โครงสร้างภายในของระบบควบคุมคอนแบบการจัดสัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ แสดงดังรูปที่ 2.30 ประกอบไปด้วยชุดควบคุม 2 ชุด คือ ชุดควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้า (Feed - forward Prefilter Controller : K_1) และสองชุดควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback Controller : K_2) แบบจำลองอ้างอิง (T_{ref}) ค่าเกณฑ์ที่ใช้กำหนดสมรรถนะและผลการตอบสนอง (ρ) และระบบที่จัดสัณฐานวงรอบแล้ว (G_s)

จากรูปที่ 2.30 สัญญาณควบคุมของระบบที่จัดสัณฐานวงรอบแล้ว (u) สามารถหาได้ดัง

สมการ (2.158)
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$u = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ y \end{bmatrix} \quad (2.158)$$

ระบบการควบคุมคงทนแบบการจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ สามารถเขียนความสัมพันธ์ของระบบจาก $r \rightarrow e$ ได้ดังนี้

$$e = \left((I - G_s K_2)^{-1} G_s K_1 - T_{ref} \right) \rho^2 r \quad (2.159)$$

โดยในการออกแบบชุดควบคุมคงทน ($K = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 \end{bmatrix}$) จะต้องออกแบบให้ค่านอร์ม อนันต์ของสิ่งรบกวนไปยังสเตจ ($\|T_{wz}\|_\infty$) ให้มีค่าน้อยๆ หรือมีค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพมากๆ ($\mathcal{E} > 0.25$) นั้นเอง โดยอยู่ภายใต้เงื่อนไขสมการ (2.160)

$$\|T_{wz}\|_\infty = \left\| (I - G_s K_2)^{-1} G_s K_1 - T_{ref} \right\|_\infty \leq \mathcal{E}^{-1} \rho^{-2} \quad (2.160)$$

หรือจากรูปที่ 2.30 เมื่อพิจารณาระบบที่รวมความไม่แน่นอนแล้วสามารถเขียนความสัมพันธ์ของระบบได้ดังนี้

$$u = \left(\rho (I - G_s K_2)^{-1} K_1 \right) r + \left(K_2 (I - G_s K_2)^{-1} M^{-1} \right) \phi \quad (2.161)$$

$$y = \left(\rho (I - G_s K_2)^{-1} G_s K_1 \right) r + \left((I - G_s K_2)^{-1} M^{-1} \right) \phi \quad (2.162)$$

$$e = \left(\rho^2 \left[(I - G_s K_2)^{-1} G_s K_1 - T_{ref} \right] \right) r + \left(\rho (I - G_s K_2)^{-1} M^{-1} \right) \phi \quad (2.163)$$

จัดสมการ (2.161), สมการ (2.162) และสมการ (2.163) ในรูปแบบเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} u \\ y \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho (I - G_s K_2)^{-1} K_1 & K_2 (I - G_s K_2)^{-1} M^{-1} \\ \rho (I - G_s K_2)^{-1} G_s K_1 & (I - G_s K_2)^{-1} M^{-1} \\ \rho^2 \left[(I - G_s K_2)^{-1} G_s K_1 - T_{ref} \right] & \rho (I - G_s K_2)^{-1} M^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ \phi \end{bmatrix} \quad (2.164)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น เมื่อพิจารณาหาค่านอร์มอนันต์ของสิ่งรบกวนไปยังสเตรจ หรือค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพ จะได้ชุดควบคุมคงทนแบบป้อนกลับ และชุดควบคุมคงทนแบบป้อนไปข้างหน้า ที่ต้องออกแบบให้ระบบอยู่ภายใต้เงื่อนไขสมการ (2.165)

$$\|T_{wz}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} \rho(I - G_s K_2)^{-1} K_1 & K_2 (I - G_s K_2)^{-1} M^{-1} \\ \rho(I - G_s K_2)^{-1} G_s K_1 & (I - G_s K_2)^{-1} M^{-1} \\ \rho^2 [(I - G_s K_2)^{-1} G_s K_1 - T_{ref}] & \rho(I - G_s K_2)^{-1} M^{-1} \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \leq \epsilon^{-1} \quad (2.165)$$

จากสมการ (2.165) เมื่อออกแบบให้ค่า ρ เท่ากับ 0 จะเห็นว่าในการหาค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพจะเหลือเพียงพจน์ที่ (1,2) และ (2,2) เท่านั้น ทำให้ระบบที่ออกแบบมีส่วนเพื่อเสถียรภาพเท่ากับระบบควบคุมคงทนแบบจัดสัมพัทธ์วงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตี้ และถ้ากำหนดให้มีค่ามากเกินไปจะทำให้ระบบไม่เสถียรได้ ดังนั้นในการกำหนดค่า ρ ซึ่งเป็นค่าคงที่ จาก [15] จึงแนะนำให้กำหนดให้มีค่าไม่เกิน 3 เพื่อให้ผู้ออกแบบสามารถให้ค่าความสำคัญระหว่างการพิจารณาระบบของขอบเขตทางความถี่ และขอบเขตทางเวลาเองได้

ในการพิจารณาระบบ โดยส่วนมากจะพิจารณาผลตอบสนองเป็นแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วย (Unit Step) ซึ่งในการพิจารณาระบบควบคุมคงทนแบบจัดสัมพัทธ์วงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ จะต้องคำนวณหาค่าชดเชยน้ำหนัก (W_i) แล้วนำมาคูณกับชุดควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้า จะทำให้ได้ผลตอบสนองเป็นแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วยตามที่ต้องการ ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าชดเชยน้ำหนักได้ดังสมการ (2.166)

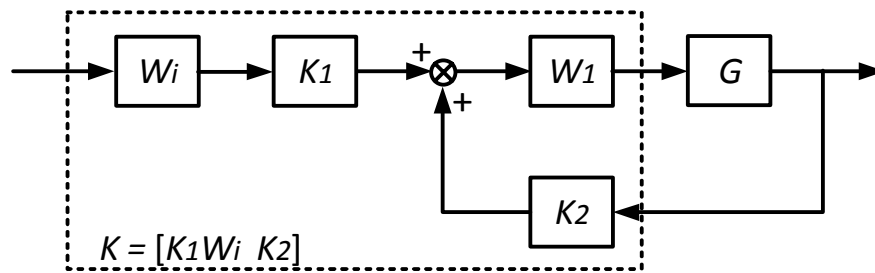
$$W_i = [W_o (I - G_s(0)K_2(0))^{-1} G_s(0)K_1(0)]^{-1} T_{ref}(0) \quad (2.166)$$

$$\text{เมื่อ } W_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ หรือ } I$$

ดังนั้นจะได้ชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัมพัทธ์วงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ทั้งสองดังสมการ (2.167)

$$K = [K_1 W_i \quad K_2] \quad (2.167)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.31 ชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัดส่วนวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้

2.6 ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (Genetic Algorithm)

ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (GA) [29-30] เป็นวิธีการหนึ่งของการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด (Optimization) ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการแก้ปัญหาที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear) โดยอาศัยหลักการจากทฤษฎีวิวัฒนาการจากชีววิทยา และการคัดเลือกตามธรรมชาติ (Natural Selection) นั่นคือสิ่งมีชีวิตที่เหมาะสมที่สุดจึงจะอยู่รอด ซึ่งขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมนี้ได้อาศัยหลักการของการถ่ายทอดลักษณะพันธุกรรมของโครโมโซม โดยมีกระบวนการในการถ่ายทอดลักษณะทางพันธุกรรม 3 วิธีคือวิธีการถอดแบบจากต้นแบบ (Reproduction) วิธีการข้ามสายพันธุ์ (Crossover) และวิธีการกลายพันธุ์ (Mutation) โดยมีโครโมโซมรวมกันอยู่เรียกว่าจำนวนประชากร (Population) ของในแต่ละรุ่น (Generation) ซึ่งในโครโมโซมแต่ละรุ่นจะมีค่าฟังก์ชันฟิตเนส (Fitness Function) ที่แตกต่างกันไป โครโมโซมที่มีค่าฟิตเนสมากที่สุดจะถูกเลือกเป็นคำตอบของรุ่นนั้น และนำไปเปรียบเทียบกับค่าฟิตเนสที่มากที่สุดของโครโมโซมในรุ่นถัดไป โดยการดำเนินการทางพันธุกรรมจะต้องมีการแปลงจากเลขฐานสิบให้เป็นเลขฐานสองเสียก่อน

รายละเอียดของขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมประกอบด้วย การสร้างกลุ่มประชากรเริ่มต้น การประเมินค่าคำตอบ การสร้างกลุ่มประชากรรุ่นใหม่ ซึ่งจะเป็นกระบวนการทำซ้ำไปเรื่อยๆ จนได้คำตอบที่ดีที่สุด โดยมีรายละเอียดดังนี้

2.6.1 การสร้างกลุ่มประชากรเริ่มต้น

ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมเริ่มจากการกำหนดประชากรเริ่มต้นโดยการสุ่ม (Random) ประชากรแต่ละตัวจะต้องมีการแปลงจากเลขฐานสิบให้เป็นเลขฐานสอง ซึ่งการสุ่มเริ่มต้นนี้จะทำการสุ่มเลขฐานสองให้กับประชากรทุกตัวให้เป็นค่าเริ่มต้น เช่น ตัวอย่างการหาค่าสูงสุดของฟังก์ชัน $f(x) = 2x^3 - 10$ เมื่อ x มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 15 สามารถแทนค่า x เป็นเลขฐานสองที่มีความยาวเท่ากับ 4 หลัก ได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 การแทนค่า x จากเลขฐานสิบเป็นเลขฐานสอง

เลขฐานสอง	x
0 0 0 0	0
0 0 0 1	1
:	:
1 1 1 1	15

การสร้างประชากรเริ่มต้นก็จะสุ่มจำนวนเลขฐานสองเท่ากับจำนวนประชากร เช่น ถ้ากำหนดจำนวนประชากรเท่ากับ 10 ก็จะสุ่มเลขฐานสองมา 10 สายแทนประชากร 10 ตัว

2.6.2 การหาค่าตอบของแต่ละรุ่น

เป็นการวัดค่าความเหมาะสมของประชากรแต่ละตัว โดยใช้ฟังก์ชันฟิตเนส และค่าที่ได้จากฟังก์ชันนี้จะเรียกว่าค่าฟิตเนส (Fitness Value) ซึ่งจะเป็นตัวบอกว่าประชากรตัวใดเหมาะสมหรือดีกว่ากันในแต่ละรุ่น ค่านี้จะถูกนำไปใช้ในการคัดเลือกประชากรสำหรับรุ่นต่อไป

ค่าฟิตเนสจะทำการแปลงค่าของประชากรที่จัดเก็บอยู่ในรูปแบบของโครโมโซมซึ่งเป็นเลขฐานสอง ให้เป็นคำตอบในรูปแบบที่จะนำไปเป็นข้อมูลเข้าสำหรับฟังก์ชันหาค่าความเหมาะสม เช่น ปัญหาค่าสูงสุดข้างต้น สามารถคำนวณค่าฟิตเนสได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 การหาค่าตอบที่ดีที่สุดของประชากรแต่ละรุ่น

เลขฐานสอง	x	Fitness value ($2x^3 - 10$)
1 0 1 1	11	2,652
0 0 1 1	3	44
1 0 0 1	9	1,448
1 1 0 1	13	4,384

2.6.3 การสร้างกลุ่มประชากรรุ่นใหม่

การสร้างกลุ่มประชากรใหม่นั้นเกิดจากการเลือกประชากรรุ่นก่อนหน้ามาสร้างเป็นประชากรใหม่ โดยอาศัยกระบวนการ 3 วิธีคือ การถอดแบบจากต้นแบบ (Reproduction) การข้ามสายพันธุ์ (Crossover) และการกลายพันธุ์ (Mutation) ทำให้ประชากรรุ่นใหม่มีลักษณะบางประการของประชากรรุ่นก่อนหน้าติดมาด้วย โดยปกติการคัดเลือกประชากรเพื่อนำไปสร้างกลุ่มประชากรรุ่นถัดไปสามารถทำได้หลายวิธี ซึ่งจะใช้วิธีคัดเลือกตามสัดส่วนของค่าความเหมาะสม (Roulette Wheel Selection) วิธีการนี้ประชากรที่มีค่าความเหมาะสมสูงกว่า จะมีโอกาสถูกเลือกได้มากกว่าประชากรที่มีค่าความเหมาะสมต่ำ จากนั้นทำการสร้างกลุ่มประชากรรุ่นใหม่ด้วยวิธีการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3.1 การถอดแบบจากต้นแบบ (Reproduction)

การดำเนินการทางพันธุกรรมแบบถอดจากต้นแบบจะต้องมีการแปลงประชากรในแต่ละตัวให้เป็นเลขฐานสอง โดยที่ประชากรรุ่นลูกที่ได้จะเหมือนกับประชากรรุ่นพ่อแม่ทุกประการ ดังรูปที่ 2.32

ประชากรรุ่นพ่อแม่	
1 1 0 1	0 0 1 0
ประชากรรุ่นลูก	
1 1 0 1	0 0 1 0

รูปที่ 2.32 การสร้างประชากรรุ่นใหม่แบบการถอดแบบจากต้นแบบ

2.6.3.2 การข้ามสายพันธุ์ (Crossover)

การดำเนินการแบบการข้ามสายพันธุ์จะค่อนข้างยุ่งยากกว่าแบบการดำเนินการทางพันธุกรรมแบบถอดจากต้นแบบ เพราะต้องใช้ประชากรรุ่นพ่อแม่มาสองตัว ซึ่งจากตัวอย่างในรูปที่ 2.34 จะมีประชากรรุ่นพ่อแม่ คือ 1101 0010 และ 1010 0001 ซึ่งมีจำนวนบิตเท่ากับ 8 บิต การดำเนินการแบบข้ามสายพันธุ์จะต้องมีการสลับบิตระหว่างประชากรพ่อแม่ทั้งสองตัวนี้ ดังนั้นโอกาสที่จะมีการสลับบิตก็จะมี 8 ตำแหน่ง และความน่าจะเป็นของการสลับบิตที่ตำแหน่งต่างๆจะมีค่าเท่ากัน คือ $1/8$ หรือ 0.125 จากรูปที่ 2.33 แสดงตัวอย่างการสลับโครโมโซมของประชากรรุ่นพ่อแม่ตัวที่ 1 กับตัวที่ 2 ที่ตำแหน่งบิตที่ 5 ดังนั้นจะได้ประชากรรุ่นลูกตัวที่ 1 และ ตัวที่ 2 ขึ้นมาใหม่เป็น 1100 0010 และ 1011 0001

ประชากรรุ่นพ่อแม่	
1 1 0 <u>1</u>	0 0 1 0
1 0 1 <u>0</u>	0 0 0 1
↑ ↓ คู่บิต	
ประชากรรุ่นลูก	
1 1 0 <u>0</u>	0 0 1 0
1 0 1 <u>1</u>	0 0 0 1

รูปที่ 2.33 การสร้างประชากรรุ่นใหม่แบบการข้ามสายพันธุ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3.3 การกลายพันธุ์ (Mutation)

การกลายพันธุ์จะทำการสุ่มจำนวนประชากรรุ่นพ่อแม่มาเพียงตัวเดียว จากนั้นทำการสุ่มตำแหน่งโครโมโซม เพื่อหาว่าจะต้องมีการสลับบิตจาก 0 เป็น 1 หรือจาก 1 เป็น 0 ของโครโมโซมของประชากรที่บิตใด ซึ่งจากตัวอย่างในรูปที่ 2.34 มีจำนวนประชากรรุ่นพ่อแม่คือ 11010010 ซึ่งจากรูปที่ 2.34 แสดงการสุ่มการสลับโครโมโซมของประชากรรุ่นพ่อแม่บิตที่ 5 ซึ่งเป็นเลข 1 ทำให้ประชากรรุ่นลูกมีโครโมโซมบิตที่ 5 เป็นเลข 0

ประชากรรุ่นพ่อแม่			
1	1	0	1
0	0	1	0
ประชากรรุ่นลูก			
1	1	0	0
0	0	1	0

รูปที่ 2.34 การสร้างประชากรรุ่นใหม่แบบการกลายพันธุ์

2.7 การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบการจัดสรรฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (Fixed Structure Robust 2DOF H_∞ Loop Shaping Control Using Genetic Algorithm) ที่นำเสนอ

เนื่องจากการหาชุดควบคุมคงทนแบบการจัดสรรฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ดังหัวข้อที่ 2.5 นั้นเป็นเรื่องที่ค่อนข้างยาก อีกทั้งชุดควบคุมคงทนที่ได้มีโครงสร้างที่ซับซ้อน ลำดับสูง เพราะลำดับของชุดควบคุมนั้นขึ้นอยู่กับจำนวนลำดับของระบบที่พิจารณาและฟังก์ชันน้ำหนักที่ออกแบบ ซึ่งเป็นเรื่องยากต่อการนำไปใช้งานจริง ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวิธีแก้ปัญหาดังกล่าวโดยการกำหนดชุดควบคุมคงทนให้มีลำดับที่ต่ำในการออกแบบโครงสร้างของชุดควบคุมคงทนแบบการจัดสรรฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ และใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (GA) ในการหาค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุม เพื่อให้ได้ชุดควบคุมที่ทำให้ระบบมีสมรรถนะและความคงทนที่ดีที่สุด

ในงานวิจัยนี้ ขั้นตอนแรกได้ทำการพิจารณาระบบในขอบเขตทางความถี่ (Frequency Domain) ซึ่งนำวิธีการหาชุดควบคุมคงทนแบบการจัดสรรฐานวงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตี้ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม เพื่อหาชุดควบคุมคงทนที่ทำให้ระบบมีสมรรถนะและความคงทนที่ดีที่สุด อีกทั้งชุดควบคุมยังมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน และมีลำดับของโครงสร้างที่ต่ำ ทำให้ง่ายต่อการนำไปใช้งานจริง โดยทำการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักดังที่กล่าวในหัวข้อที่ 2.3.1 จากนั้นทำการกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมแบบป้อนกลับเป็น $K_2(p_2)$ โดยที่ p_2 คือ

เวกเตอร์พารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ต้องการ ซึ่งโครงสร้างของชุดควบคุมนี้อาจกำหนดเป็นแบบ PI, PD, PID ฯลฯ เป็นต้น ดังนั้นเมื่อพิจารณาจากสมการ (2.156) จะได้ว่า

$$K_2(p_2) = W_1 K_{2\infty}(p_2) W_2 \quad (2.168)$$

$$K_{2\infty} = \frac{K_2(p_2)}{W_1 W_2} \quad (2.169)$$

โดยกำหนดให้ $W_2 = I$ คือค่าคงที่เนื่องจากไม่คิดผลของสัญญาณรบกวน จะได้

$$K_{2\infty} = \frac{K_2(p_2)}{W_1} \quad (2.170)$$

จากนั้นใช้ GA สังเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมคงทน โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของ GA เช่น ขนาดของจำนวนประชากร จำนวนรุ่นสูงสุด ความน่าจะเป็นของการสร้างประชากรรุ่นถัดไป เป็นต้น เพื่อทำการสังเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ ทำให้ได้ชุดควบคุมแบบป้อนกลับที่เหมาะสมที่สุด โดยการนำสมการ (2.170) แทนลงในสมการ (2.153) ซึ่งชุดควบคุมที่เหมาะสมที่สุดจะทำให้ค่าตอบของสมการ (2.153) มีค่าน้อยที่สุด ดังนั้น ปัญหาในการออกแบบชุดควบคุมจะต้องกำหนดให้ $\|T_{zw}\|_{\infty}$ เป็นฟังก์ชัน J_{cost} ที่ต้องการให้มิต้าน้อยที่สุด การออกแบบจะต้องหาค่าพารามิเตอร์ p_2 ที่ทำให้ได้ค่า J_{cost} มีค่าน้อยที่สุด ดังสมการ (2.171) โดยที่เมื่อเริ่มการสังเคราะห์หาชุดควบคุมนั้น รุ่นของประชากรจะเท่ากับ 1 (Gen=1)

$$J_{cost} = \|T_{wz}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} W_1^{-1} K_2(p_2) \\ I \end{bmatrix} (I - G_s W_1^{-1} K_2(p_2))^{-1} M_s^{-1} \right\|_{\infty} \leq \epsilon^{-1} \quad (2.171)$$

เมื่อได้ชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณรบกวนหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตี้ ต้องนำมาคูณกับฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักทั้งสองก่อน เพื่อจะได้ชุดควบคุมคงทนแบบป้อนกลับที่สามารถนำมาใช้งานจริงได้ดังสมการ (2.172)

$$K_2 = W_1 K_{2\infty} W_2 \quad (2.172)$$

จากนั้นทำการพิจารณาระบบในขอบเขตทางเวลา โดยทำการกำหนดแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง T_{ref} เพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่ต้องการ โดยโครงสร้างของ T_{ref} อาจกำหนดให้เป็นโครงสร้างอย่างง่ายได้ดังสมการที่ (2.173)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_{ref} = \frac{1}{xs + 1} \quad (2.173)$$

เมื่อ x คือ ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง

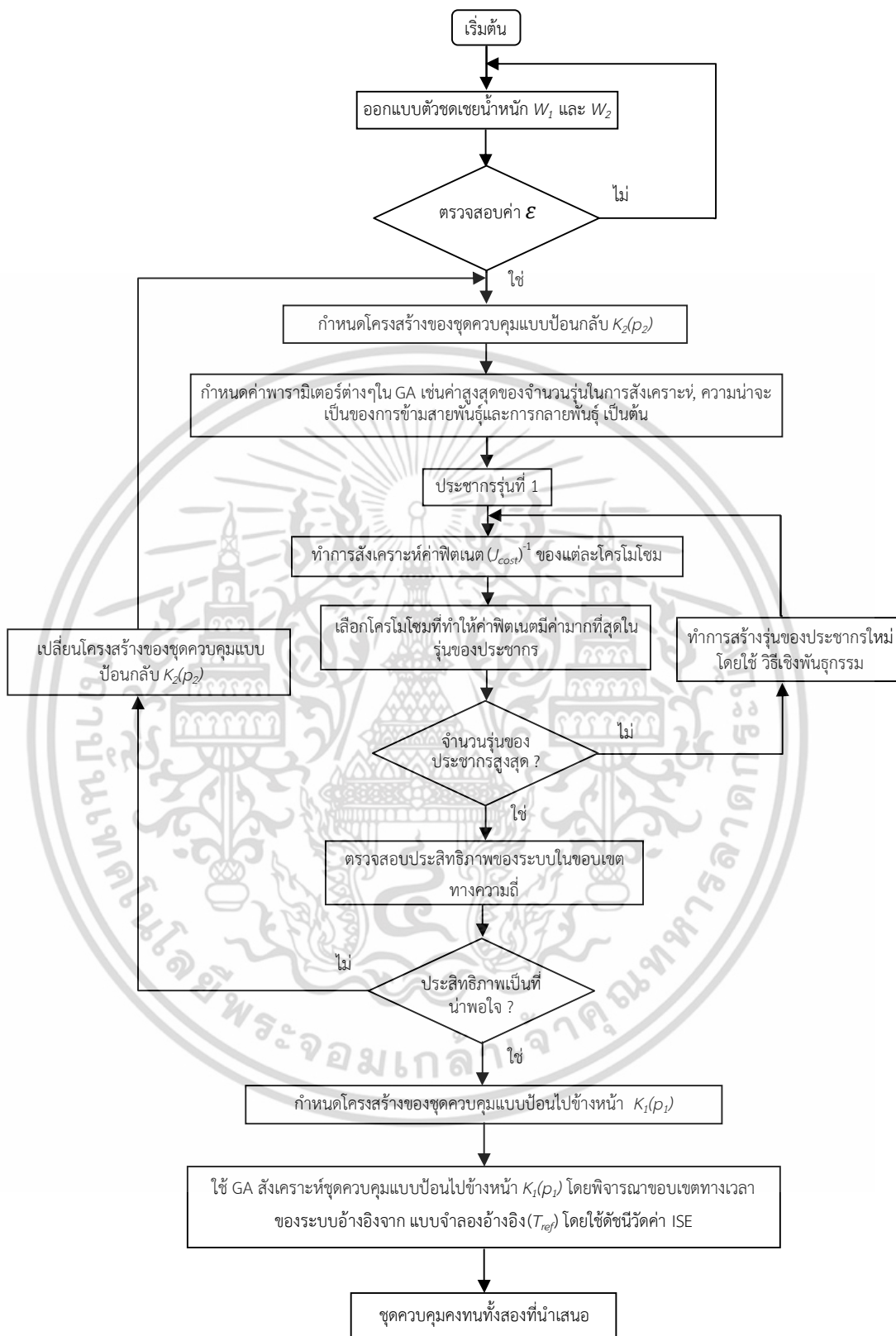
ทำการออกแบบโครงสร้างของชุดควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้า $K_1(p_1)$ ให้เป็นวงจรรองความถี่ ซึ่งจำนวนลำดับของโครงสร้างจะเป็นไปตามผู้ออกแบบต้องการ โดยที่ชุดควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้าจะทำหน้าที่ให้ผลตอบสนองของระบบเป็นไปตามผลการตอบสนองของแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง โดยชุดควบคุมคงทนแบบป้อนไปข้างหน้าที่สามารถนำมาใช้งานจริงได้ดังสมการ (2.174)

$$K_1 = K_1(p_1) \quad (2.174)$$

จากนั้นใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม ในการสังเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมคงทนแบบป้อนไปข้างหน้า เพื่อให้ได้ชุดควบคุมคงทนแบบป้อนไปข้างหน้าที่เหมาะสมที่สุดกับระบบ โดยกำหนดให้ค่าฟังก์ชันฟิตเนส (Fitness Function) เป็นค่าที่ทำให้ผลต่างของผลการตอบสนองของระบบกับผลการตอบสนองของแบบจำลองที่ใช้อ้างอิงมีค่าน้อยที่สุด ทำให้ระบบมีผลการตอบสนองตามที่ผู้ออกแบบต้องการ โดยใช้วิธีดัชนีชี้วัดค่า ISE (Integral of Square Error) [38] ดังสมการ (2.175)

$$J_{cost} = \left(\int_0^{\infty} \{e(t)\}^2 dt \right)^{-1} \quad (2.175)$$

วิธีที่นำเสนอใช้ส่วนกลับของดัชนีชี้วัดค่า ISE เป็นฟังก์ชันฟิตเนส (Fitness Function) ซึ่งจะทำให้ระบบมีผลการตอบสนองใกล้เคียงกับผลการตอบสนองของแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง โดยจะเป็นการพิจารณาระบบในขอบเขตทางเวลา และจากขั้นตอนต่างๆ ที่นำเสนอ สามารถเขียนเป็นแผนภาพการดำเนินงาน (Flowchart) ได้ดังรูปที่ 2.35



รูปที่ 2.35 แผนภาพการดำเนินงานของชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัด สัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้สำหรับวงจรถอน ระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย

ในบทนี้กล่าวถึงวิธีการสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้สำหรับวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย โดยทำการกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมแบบป้อนกลับเป็นชุดควบคุมพีไอ และกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้าเป็นชุดควบคุมกรองความถี่ต่ำผ่าน เพื่อให้โครงสร้างของชุดควบคุมคงทนทั้งสองไม่ซับซ้อน ลำดับของโครงสร้างต่ำ ทำให้ง่ายในการนำไปใช้งานจริง ซึ่งเนื้อหาในบทนี้เริ่มจากการพิจารณาแบบจำลองพลวัตเพื่อหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย เมื่อได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบแล้วทำการกำหนดฟังก์ชันชดเชยนำหนักรเพื่อจัดสัณฐานวงรอบของวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย ทำให้ระบบเสถียรภาพ และลดผลจากสิ่งรบกวน อีกทั้งยังให้ชุดควบคุมทั้งสองมีสมรรถนะและความคงทนที่ดี โดยใช้วิธีขั้นตอนเชิงพันธุกรรมในการสังเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมคงทนให้มีสมรรถนะและความคงทนที่เหมาะสมที่สุดกับวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย จากนั้นทำการทดสอบเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบเพื่อทดสอบสมรรถนะและความคงทนของชุดควบคุมที่ได้ โดยทำการเปรียบเทียบกับชุดควบคุมคงทนที่ได้จากการสังเคราะห์โดยวิธีจัดสัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิม และชุดควบคุมแบบลดรูป สุดท้ายเป็นสรุปผลที่ได้จากวิธีการสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนที่น่าเสนอ

3.1 แบบจำลองของวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode Control Buck Converter; ACMC Buck Converter)

การควบคุมวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย เป็นวิธีที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในการควบคุมวงจรถอน ซึ่งภายในวงจรถอนประกอบไปด้วยวงรอบป้อนกลับ 2 วงรอบ โดยวงรอบภายในเป็นวงรอบกระแส ส่วนวงรอบภายนอกเป็นวงรอบแรงดัน ในวงรอบกระแสนั้นใช้สำหรับควบคุมปริมาณของกระแสไฟฟ้า โดยทำการเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง โดยใช้หลักการคงค่ากำลังไฟฟ้าคงที่ ในงานวิจัยนี้ได้ศึกษาเกี่ยวกับผลการตอบสนองของวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ยระหว่างกระแสอ้างอิง (V_c) และแรงดันเอาต์พุต (V_o) แล้วทำการสร้างตัวควบคุมในวงรอบแรงดันของระบบขึ้น โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างกระแสอ้างอิงและแรงดันเอาต์พุตดังสมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{K_m (G_{CA}(s) + 1) G_{dv}(s)}{1 + T_c(s)} \quad (3.1)$$

โดยที่

$$K_m = \frac{1}{V_m} \quad (3.2)$$

$$G_{dv}(s) = \frac{V_g}{R + Ls + RLCs^2} \quad (3.3)$$

$$T_c(s) = \frac{R_s K_m V_g (1 + RCs)(1 + G_{CA})}{R + Ls + RLCs^2} \quad (3.4)$$

$$G_{CA} = \frac{K_c \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (3.5)$$

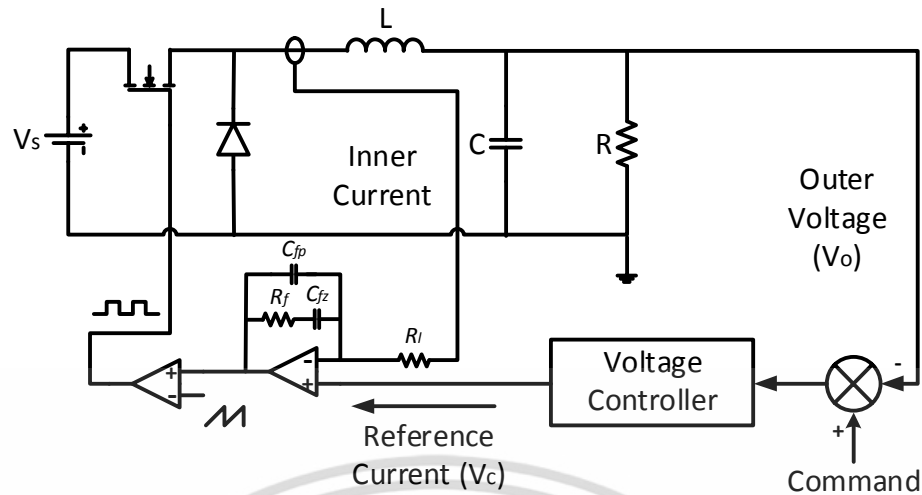
$$K_c = \frac{1}{R_l (C_{fp} + C_{fz})} \quad (3.6)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_f C_{fz}} \quad (3.7)$$

$$\omega_p = \frac{C_{fz} + C_{fp}}{R_f C_{fz} C_{fp}} \quad (3.8)$$

- เมื่อ K_m คือ ค่าเกนของการมอดูเลต
 $G_{dv}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างตัวตีไซเคิลและแรงดันเอาต์พุต
 $T_c(s)$ คือ ค่าเกนของวงรอบกระแส
 G_{CA} คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมวงรอบกระแส
 K_c คือ ค่าเกนของวงรอบกระแส
 ω_z คือ ค่าซีโรของตัวควบคุมวงรอบกระแส
 ω_p คือ ค่าโพลของตัวควบคุมวงรอบกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 วงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย

ในการออกแบบวงจรเพื่อใช้ในงานวิจัยนั้น ได้ออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของอุปกรณ์ในวงจรทอนระดับแรงดัน ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของวงจรทอนระดับแรงดันที่ใช้ในงานวิจัย

พารามิเตอร์	ความหมาย	ค่าที่ใช้ในวงจร
V_s	แรงดันอินพุต	24 V
V_o	แรงดันเอาต์พุต	10 V
R	ตัวต้านทาน	1.5 Ω
L	ตัวเหนี่ยวนำ	100 μH
C	ตัวเก็บประจุ	220 μF

การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมวงรอบกระแสตั้งสมการ (2.100), สมการ (2.101) และ สมการ (2.102) สามารถเลือกใช้ขนาดของ R_f , R_l , C_{fz} และ C_{fp} ได้ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 แสดงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมวงรอบกระแสที่ใช้ในงานวิจัย

พารามิเตอร์	ความหมาย	ค่าที่ใช้ในวงจร
R_f	ตัวต้านทาน	10 k Ω
R_l	ตัวต้านทาน	1 k Ω
C_{fz}	ตัวเก็บประจุ	27 nF
C_{fp}	ตัวเก็บประจุ	2.2 nF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าพารามิเตอร์จากตารางที่ 3.1 และตารางที่ 3.2 ลงในสมการที่เกี่ยวข้องจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างกระแสอ้างอิง (V_c) และแรงดันเอาต์พุต (V_o) ดังสมการ (3.9)

$$G = \frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{3.168 \times 10^{-17} s^5 + 1.936 \times 10^{-11} s^4 + 9.979 \times 10^{-7} s^3 + 0.00643 s^2 + 50.86 s + 1.233 \times 10^5}{4.356 \times 10^{-25} s^7 + 5.143 \times 10^{-20} s^6 + 4.606 \times 10^{-15} s^5 + 1.854 \times 10^{-10} s^4 + 1.682 \times 10^{-6} s^3 + 0.012 s^2 + 48.02 s + 6.164 \times 10^4} \quad (3.9)$$

3.2 การจัดสัญญาณวงรอบวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย

ในวิทยานิพนธ์นี้ ลำดับแรกต้องกำหนดฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรุ่นก่อนเพื่อทำการจัดสัญญาณวงรอบของระบบ โดยได้กำหนดฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรุ่นก่อน (W_1) เพื่อหาความต้องการเชิงสมรรถนะและลดผลจากสิ่งรบกวน และฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรุ่นหลัง (W_2) เพื่อลดผลของสัญญาณรบกวนของตัวตรวจจับสัญญาณ ซึ่งหากกำหนดให้สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับมีค่าน้อยมากๆ ฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรุ่นหลังจะสามารถตัดทิ้งได้ โดยกำหนดให้เป็นค่าคงที่ ต่อมาได้ทำการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบ โดยในงานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรุ่นก่อน (W_1) และฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรุ่นหลัง (W_2) ดังสมการ (3.10) และ (3.11) ตามลำดับ

$$W_1 = \frac{1.5s + 9500}{s + 0.001} \quad (3.10)$$

$$W_2 = 1 \quad (3.11)$$

เนื่องจากการจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระจะใช้เพียงฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรุ่นก่อน (W_1) เพียงตัวเดียว ดังนั้นในงานวิจัยนี้การจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระจะมีโครงสร้างเหมือนกับการจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระ ซึ่งจะได้ระบบที่ทำการจัดสัญญาณวงรอบแล้วดังสมการ (3.12)

$$G_s = \left(\frac{1.5s + 9500}{s + 0.001} \right) \left(\frac{3.168 \times 10^{-17} s^5 + 1.936 \times 10^{-11} s^4 + 9.979 \times 10^{-7} s^3 + 0.00643 s^2 + 50.86 s + 1.233 \times 10^5}{4.356 \times 10^{-25} s^7 + 5.143 \times 10^{-20} s^6 + 4.606 \times 10^{-15} s^5 + 1.854 \times 10^{-10} s^4 + 1.682 \times 10^{-6} s^3 + 0.012 s^2 + 48.02 s + 6.164 \times 10^4} \right) \quad (3.12)$$

ทำการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบที่ทำการจัดสัญญาณวงรอบแล้ว โดยการใช้การแก้สมการริคาติดังนี้

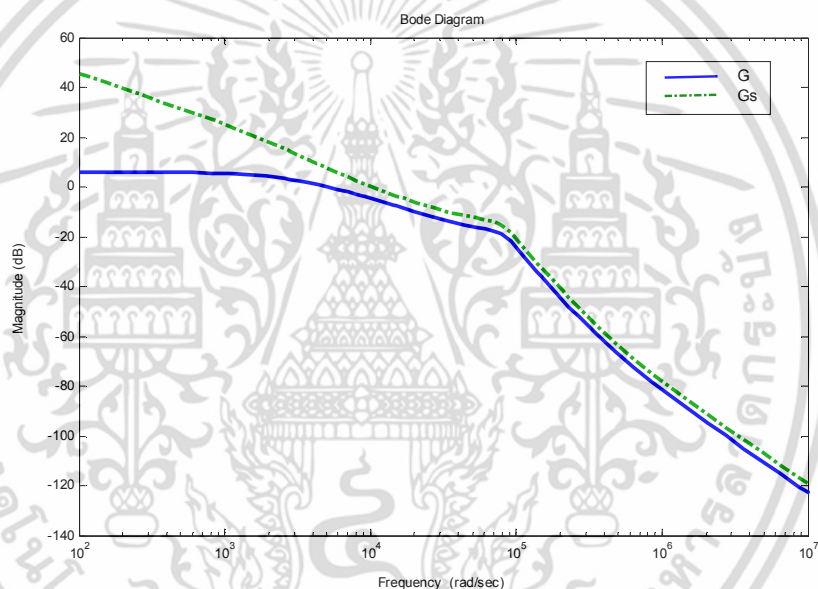
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\gamma_{\min} = \frac{1}{\mathcal{E}_{\max}} = (1 + \lambda_{\max}(XZ))^{-\frac{1}{2}} \quad (3.13)$$

$$\gamma_{\min} = 1.597 \quad (3.14)$$

$$\mathcal{E}_{\max} = 0.626 \quad (3.15)$$

จากสมการ (3.14) และ (3.15) พบว่าค่า $\gamma_{\min} < 4$ หรือ $\mathcal{E}_{\max} > 0.25$ แสดงว่าฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรุ่นก่อน (W_1) ที่ออกแบบไว้สามารถนำมาจัดสัณฐานวงรอบกับระบบนี้ได้ โดยรูปที่ 3.2 แสดงการเปรียบเทียบแผนภาพโบท (Bode Plot) ของระบบก่อนการจัดสัณฐานวงรอบ (G) และระบบหลังการจัดสัณฐานวงรอบ (G_s)



รูปที่ 3.2 การเปรียบเทียบแผนภาพโบทของระบบก่อนการจัดสัณฐานวงรอบ (G) และระบบหลังการจัดสัณฐานวงรอบ (G_s)

3.3 การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้สำหรับวงจรถอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมที่นำเสนอ

เมื่อทำการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรุ่นก่อนเพื่อทำการจัดสัณฐานวงรอบระบบแล้ว ขั้นตอนต่อไปจะทำการนำระบบที่ได้จัดสัณฐานวงรอบมาออกแบบชุดควบคุมคงทน เพื่อให้ระบบสามารถให้ผลตอบสนองตามที่ต้องการ ถึงแม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบก็ตาม โดยในงานวิจัยนี้ได้เสนอวิธีการออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ นั่นคือจะพิจารณาระบบทั้งในขอบเขตทางความถี่ (Frequency Domain) และขอบเขตทางเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวลา (Time Domain) ทำให้ระบบที่ได้มีสมรรถนะและความคงทนที่ดี และสามารถกำหนดผลการตอบสนองของระบบทางเวลาได้

3.3.1 การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิม (Conventional 2DOF H_∞ Loop Shaping Control)

การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิม ถูกนำเสนอครั้งแรกโดย Hoyle, Hyde และ Limebeer โดยในการออกแบบชุดควบคุมคงทนด้วยวิธีนี้จะมีตัวควบคุมทั้งหมด 2 ตัว คือตัวควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้า (K_1) และตัวควบคุมแบบป้อนกลับ (K_2) และจะทำการออกแบบฟังก์ชันชดเชยฟังก์ชันนำหน้า (W_1) เพียงตัวเดียว เนื่องจากคุณสมบัติของฟังก์ชันชดเชยนำหน้าหลัง (W_2) จะรวมอยู่กับตัวควบคุมแบบป้อนกลับ (K_2) ของระบบ โดยสามารถสรุปขั้นตอนการออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิม ได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 ออกแบบฟังก์ชันชดเชยนำหน้า (W_1) เพื่อให้ได้ความต้องการเชิงสมรรถนะในการจัดสัญญาณวงรอบแบบเปิด ซึ่งค่าที่ได้จากการจัดสัญญาณวงรอบของระบบ แสดงดังหัวข้อที่ 3.2 ในสมการ (3.10)

ขั้นตอนที่ 2 ออกแบบฟังก์ชันแบบจำลองที่ใช้ในการอ้างอิง (T_{ref}) เพื่อใช้สำหรับกำหนดผลการตอบสนองของระบบทางเวลา และทำการกำหนดค่าคงที่ ρ เพื่อใช้ในการพิจารณาผลการตอบสนองของระบบของระบบ โดยส่วนมากจะกำหนดค่าอยู่ที่ $0 \leq \rho \leq 3$ ถ้ากำหนดให้ค่า $\rho = 3$ ระบบจะมีผลการตอบสนองที่เหมือนกับแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง แต่ส่วนเพื่อเสถียรภาพของระบบก็จะลดน้อยลงด้วย ในทางกลับกัน ถ้ากำหนดให้ค่า $\rho = 0$ ระบบจะมีผลการตอบสนองที่ใกล้เคียงกับแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง และมีส่วนเพื่อเสถียรภาพเท่ากับการควบคุมแบบการจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตี้

ขั้นตอนที่ 3 จากการจัดสัญญาณวงรอบระบบแล้วทำให้ได้ค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุด (\mathcal{E}_{opt}) ของระบบ จากนั้นนำค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพที่ได้มาสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนทั้งสอง ($K_{1\infty}$ และ $K_{2\infty}$) จากสมการต่อไปนี้

$$\|T_{wz}\| = \left\| (I - G_s K_{2\infty})^{-1} G_s K_{1\infty} - T_{ref} \right\|_\infty \leq \varepsilon^{-1} \rho^{-2} \quad (3.16)$$

หรือสามารถจัดสมการอีกรูปแบบเพื่อหาชุดควบคุมคงทนทั้งสองได้ดังนี้

$$\|T_{wz}\| = \left\| \begin{bmatrix} \rho(I - G_s K_{2\infty})^{-1} K_{1\infty} & K_{2\infty} (I - G_s K_{2\infty})^{-1} M_s^{-1} \\ \rho(I - G_s K_{2\infty})^{-1} G_s K_{1\infty} & (I - G_s K_{2\infty})^{-1} M_s^{-1} \\ \rho^2 [(I - G_s K_{2\infty})^{-1} G_s K_{1\infty} - T_{ref}] & \rho(I - G_s K_{2\infty})^{-1} M_s^{-1} \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \leq \varepsilon^{-1} \quad (3.17)$$

ขั้นตอนที่ 4 ทำการสังเคราะห์ตัวชดเชยน้ำหนักอินพุต (W_i) ดังสมการ (3.18) ซึ่งเป็นค่าคงที่ เพื่อให้ผลการตอบสนองเป็นสัญญาณระดับ (Unit Step)

$$W_i = \left[W_o (I - G_s(0)K_{2\infty}(0))^{-1} G_s(0)K_{1\infty}(0) \right]^{-1} T_{ref}(0) \quad (3.18)$$

เมื่อ W_o คือ ตัวชดเชยน้ำหนักเอาต์พุต และมีค่าดังนี้

$$W_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

ขั้นตอนที่ 5 เมื่อทำการสังเคราะห์ได้ชุดควบคุม $K_{1\infty}$ และ $K_{2\infty}$ แล้วสามารถหาตัวควบคุมที่จะนำไปใช้งานจริง (K_1 และ K_2) ได้ดังนี้

$$K_1 = W_1 K_{1\infty} W_i \quad (3.19)$$

$$K_2 = W_1 K_{2\infty} \quad (3.20)$$

3.3.2 การออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตีด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (Fixed Structure Robust 2DOF H_{∞} Loop Shaping Control using Genetic Algorithm) ที่นำเสนอ

เนื่องจากชุดควบคุมคงทนที่ได้จากการสังเคราะห์โดยใช้วิธีแบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตีนั้น ส่วนมากมีลำดับที่สูง และมีโครงสร้างที่ซับซ้อน ทำให้ยากแก่การออกแบบเป็นวงจรรนาล็อก ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวิธีการออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี โดยการกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมคงทนให้มีลำดับที่ต่ำ เนื่องจากชุดควบคุมที่มีลำดับที่ต่ำนั้นมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน และง่ายในการออกแบบเป็นวงจรรนาล็อก อีกทั้งยังคงรักษาสมรรถนะของระบบไว้ได้ แต่เนื่องจากการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของชุดควบคุมคงทนนั้นเป็นเรื่องที่ยาก ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ใช้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (GA) ในการหาค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมให้มีค่าเหมาะสมที่สุด ทำให้ชุดควบคุมคงทนที่ได้มีประสิทธิภาพมากที่สุด ซึ่งสามารถสรุปขั้นตอนต่างๆ ได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 ทำการพิจารณาระบบในขอบเขตทางความถี่ โดยทำการจัดสัญญาณวงรอบระบบ กำหนดตัวชดเชยฟังก์ชันนำหน้าก่อน (W_1) และตัวชดเชยฟังก์ชันนำหน้าหลัง (W_2) เพื่อให้ได้ความต้องการเชิงสมรรถนะและความคงทน โดยทำการออกแบบฟังก์ชันชดเชยนำหน้าดังกล่าวที่ 3.2 ในสมการ (3.10) และสมการ (3.11) ตามลำดับ

ขั้นตอนที่ 2 ทำการกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมแบบป้อนกลับเป็น $K_2(p_2)$ โดยที่ p_2 คือ เวกเตอร์พารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ต้องการ ซึ่งงานวิจัยนี้ได้กำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมเป็นแบบพีโอ ดังสมการ (3.21)

$$K_2(p_2) = K_{2p} + \frac{K_{2i}}{s} \quad (3.21)$$

ซึ่งจากสมการที่ (3.20) และสมการที่ (3.21) ทำให้ได้ความสัมพันธ์ ดังสมการ

$$K_{2\infty} = W_1^{-1} K_2(p_2) \quad (3.22)$$

$$K_{2\infty} = W_1^{-1} \left(K_{2p} + \frac{K_{2i}}{s} \right) \quad (3.23)$$

ขั้นตอนที่ 3 กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม เช่น ขนาดของจำนวนประชากร จำนวนรุ่นสูงสุด ความน่าจะเป็นของการสร้างประชากรรุ่นถัดไป เป็นต้น เพื่อทำการสังเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ทำให้ได้ชุดควบคุมแบบป้อนกลับที่เหมาะสมที่สุด

ขั้นตอนที่ 4 ทำการหาชุดควบคุมแบบป้อนกลับที่เหมาะสมที่สุด โดยปัญหาในการออกแบบชุดควบคุมจะต้องกำหนดให้ $\|T_{zw}\|_{\infty}$ เป็นฟังก์ชัน J_{cost} ที่ต้องการให้มีค่าน้อยที่สุด การออกแบบจะต้องหาค่าพารามิเตอร์ p_2 ที่ทำให้ได้ค่า J_{cost} มีค่าน้อยที่สุด หรือทำให้ได้ค่า J_{cost}^{-1} มีค่ามากที่สุดนั่นเอง ดังสมการ (3.24)

$$\text{Maximize} \left\| \begin{bmatrix} W_1^{-1} K_2(p_2) \\ I \end{bmatrix} (I - G_s W_1^{-1} K_2(p_2))^{-1} M_s^{-1} \right\|_{\infty}^{-1} \quad (3.24)$$

วิธีที่นำเสนอใช้ส่วนกลับของค่า J_{cost} เป็นฟังก์ชันฟิตเนส (Fitness Function) ซึ่งจะทำให้

ระบบมีส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงที่สุดนั่นเอง โดยกำหนดขอบเขตของค่าพารามิเตอร์ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p_{2\min} < p_2 < p_{2\max}$$

และกำหนดเงื่อนไขดังต่อไปนี้

$$\text{Bandwidth} > BW$$

$$\text{Low frequency Gain} > LG$$

$$\text{High frequency Gain} < HG$$

เมื่อ BW คือ ค่าแบนด์วิดท์ที่ต้องการ

LG คือ ค่าอัตราขยายในช่วงความถี่ต่ำที่ต้องการ

HG คือ ค่าอัตราขยายในช่วงความถี่สูงที่ต้องการ

ขั้นตอนที่ 5 เมื่อทำการสังเคราะห์ประชากรรุ่นที่ 1 แล้วขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมจะทำการคัดเลือกชุดควบคุมแบบป้อนกลับที่ทำให้ระบบมีส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุดเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบกับชุดควบคุมแบบป้อนกลับที่ทำให้ระบบมีส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุดในรุ่นถัดไป

ขั้นตอนที่ 6 ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมจะทำการสังเคราะห์ชุดควบคุมจนครบตามจำนวนรุ่นสูงสุดที่กำหนดไว้ จากนั้นเลือกชุดควบคุมที่ทำให้ระบบมีส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุด

ขั้นตอนที่ 7 ทำการตรวจสอบสมรรถนะและความคงทนของระบบ ซึ่งถ้าผลที่ได้ไม่เป็นที่น่าพอใจ ให้ทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม หรือทำการเปลี่ยนโครงสร้างของชุดควบคุมแบบป้อนกลับใหม่

ขั้นตอนที่ 8 ทำการพิจารณาระบบในขอบเขตทางเวลา โดยทำการออกแบบโครงสร้างของชุดควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้า $K_1(p_1)$ ให้เป็นวงจรรองความถี่ ซึ่งจำนวนลำดับของโครงสร้างจะเป็นไปตามผู้ออกแบบต้องการ โดยที่ชุดควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้าจะทำหน้าที่ให้ผลตอบสนองของระบบเป็นไปตามที่ผู้ออกแบบต้องการ โดยงานวิจัยนี้ได้กำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้าเป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter : LPF) ลำดับที่ 1 ดังสมการ (3.25) โดยที่ p_1 คือ เวกเตอร์พารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ต้องการ

$$K_1(p_1) = \frac{1}{K_{filter}s + 1} \quad (3.25)$$

ขั้นตอนที่ 9 กำหนดแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง T_{ref} เพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่ต้องการ

ขั้นตอนที่ 10 กำหนดพารามิเตอร์ต่างๆ ของขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม โดยกำหนดให้ค่าฟังก์ชันฟิตเนตเป็นค่าที่ทำให้ผลต่างของผลการตอบสนองของระบบกับผลการตอบสนองของแบบจำลองที่ใช้อ้างอิงมีค่าน้อยที่สุด ทำให้ระบบมีผลการตอบสนองในขอบเขตทางเวลาตามต้องการ โดยใช่วิธีดัชนีชี้วัดค่า ISE (Integral of Square Error) [38] ดังสมการ (3.26)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{Maximize} \left(\int_0^{\infty} \{e(t)\}^2 dt \right)^{-1} \quad (3.26)$$

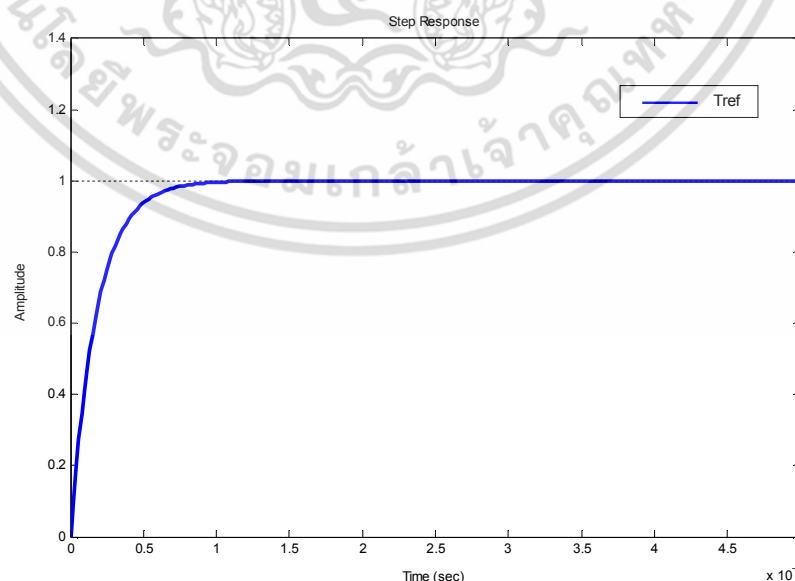
วิธีที่นำเสนอใช้ส่วนกลับของดัชนีชี้วัดค่า ISE เป็นฟังก์ชันฟิตเนต ซึ่งจะทำให้ระบบมีผลการตอบสนองใกล้เคียงกับผลการตอบสนองของแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง

3.3.3 การสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิมและชุดควบคุมที่นำเสนอ

จากการจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระซึ่งทำให้ได้ฟังก์ชันชดเชยฟังก์ชันนำหน้าก่อน และระบบที่ได้ทำการจัดสัญญาณวงรอบแล้ว ดังสมการที่ (3.10) และสมการที่ (3.12) ตามลำดับ จากนั้นกำหนดค่า $\rho = 0.7$ เพื่อเลือกค่านำหน้าระหว่างขอบเขตทางความถี่และขอบเขตทางเวลา และกำหนดค่าและโครงสร้างของแบบจำลองที่ใช้อ้างอิงดังสมการ (3.27)

$$T_{ref} = \frac{1}{0.18 \times 10^{-3} s + 1} \quad (3.27)$$

โดยแบบจำลองที่ใช้อ้างอิงมีผลการตอบสนองขั้นบันไดดังรูปที่ 3.3 และมีค่าของผลการตอบสนองดังนี้คือ เวลาขาขึ้น (Rise Time) = 0.396 มิลลิวินาที, ค่าความผิดพลาดสถานะคงตัว (Steady-state Error) = 1, เวลาสู่สมดุล (Settling Time) = 0.704 มิลลิวินาที และผลตอบสนองสูงสุด (Overshoot) = 0%



รูปที่ 3.3 ผลการตอบสนองขั้นบันไดของแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง (T_{ref})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการจัดสัมฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิมแล้วระบบจะมีส่วนเพื่อเสถียรภาพเท่ากับ 0.558 และสามารถสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัมฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิมได้ดังนี้

$$K_{1\infty} = \frac{3.716 \times 10^5 s^7 + 2.956 \times 10^{10} s^6 + 2.98 \times 10^{15} s^5 + 5.56 \times 10^{19} s^4 + 5.225 \times 10^{23} s^3 + 3.27 \times 10^{27} s^2 + 1.291 \times 10^{31} s + 1.986 \times 10^{34}}{s^8 + 2.787 \times 10^6 s^7 + 2.77 \times 10^{11} s^6 + 2.574 \times 10^{16} s^5 + 4.158 \times 10^{20} s^4 + 3.613 \times 10^{24} s^3 + 2.164 \times 10^{28} s^2 + 7.499 \times 10^{31} s + 1.007 \times 10^{35}} \quad (3.28)$$

$$K_{2\infty} = \frac{-3.516 \times 10^6 s^7 - 2.626 \times 10^{11} s^6 - 2.663 \times 10^{16} s^5 - 4.061 \times 10^{20} s^4 - 3.453 \times 10^{24} s^3 - 2.023 \times 10^{28} s^2 - 6.626 \times 10^{31} s - 8.286 \times 10^{34}}{s^8 + 2.787 \times 10^6 s^7 + 2.77 \times 10^{11} s^6 + 2.574 \times 10^{16} s^5 + 4.158 \times 10^{20} s^4 + 3.613 \times 10^{24} s^3 + 2.164 \times 10^{28} s^2 + 7.499 \times 10^{31} s + 1.007 \times 10^{35}} \quad (3.29)$$

แทนค่าจากสมการ (3.12), (3.27), (3.28) และสมการ (3.29) ลงในสมการ (3.18) จากนั้นสังเคราะห์ตัวชดเชยน้ำหนักรินพุต (W_i)

$$W_i = 4.17 \quad (3.30)$$

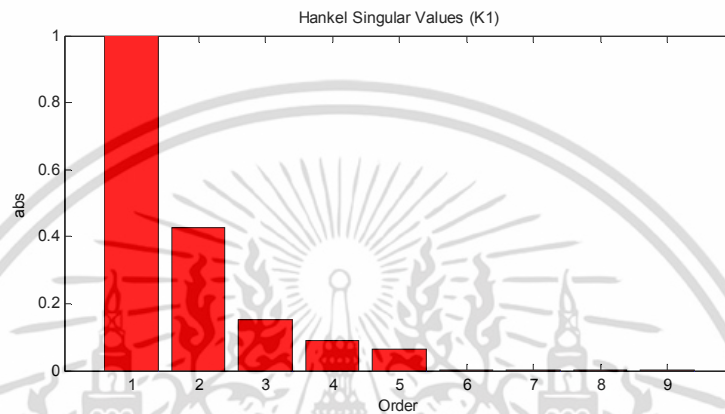
แทนค่าจากสมการ (3.10), (3.28) และสมการ (3.30) ลงในสมการ (3.19) และแทนค่าจากสมการ (3.10) และสมการ (3.29) ลงในสมการ (3.20) ทำให้สามารถคำนวณหาชุดควบคุมที่นำไปใช้งานได้จริงดังสมการ

$$K_1 = \frac{2.326 \times 10^6 s^8 + 1.998 \times 10^{11} s^7 + 1.982 \times 10^{16} s^6 + 4.661 \times 10^{20} s^5 + 5.474 \times 10^{24} s^4 + 4.118 \times 10^{28} s^3 + 2.104 \times 10^{32} s^2 + 6.358 \times 10^{35} s + 7.871 \times 10^{38}}{s^9 + 2.787 \times 10^6 s^8 + 2.77 \times 10^{11} s^7 + 2.574 \times 10^{16} s^6 + 4.158 \times 10^{20} s^5 + 3.613 \times 10^{24} s^4 + 2.164 \times 10^{28} s^3 + 7.499 \times 10^{31} s^2 + 1.007 \times 10^{35} s + 1.007 \times 10^{32}} \quad (3.31)$$

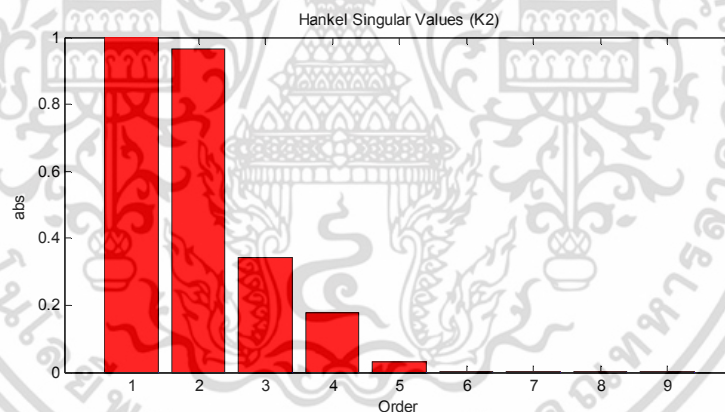
$$K_2 = \frac{-5.274 \times 10^6 s^8 - 4.273 \times 10^{11} s^7 - 4.244 \times 10^{16} s^6 - 8.622 \times 10^{20} s^5 - 9.038 \times 10^{24} s^4 - 6.314 \times 10^{28} s^3 - 2.915 \times 10^{32} s^2 - 7.537 \times 10^{35} s - 7.871 \times 10^{38}}{s^9 + 2.787 \times 10^6 s^8 + 2.77 \times 10^{11} s^7 + 2.574 \times 10^{16} s^6 + 4.158 \times 10^{20} s^5 + 3.613 \times 10^{24} s^4 + 2.164 \times 10^{28} s^3 + 7.499 \times 10^{31} s^2 + 1.007 \times 10^{35} s + 1.007 \times 10^{32}} \quad (3.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (3.31) และสมการ (3.32) จะเห็นว่าชุดควบคุมคงทนที่สังเคราะห์โดยวิธีการแบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิมมีโครงสร้างที่ซับซ้อน และมีลำดับสูงถึง 9 ลำดับ จึงยากแก่การนำมาใช้งานจริง ดังนั้นจึงนำชุดควบคุมที่ได้มาลดรูป (Reduced Order) โดยใช้วิธีลดรูปแบบฮานเคลนอร์ม (Hankel Norm Model Reduction) [16] ที่มีการพิจารณารายฮานเคลซิงกูลาร์ (Hankel Singular Value) เพื่อหาค่าฮานเคลนอร์มที่สำคัญ ดังรูปที่ 3.4 และสามารถลดรูปชุดควบคุมคงทนได้ดังสมการ (3.33) และสมการ (3.34)



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.4 กราฟฮานเคลซิงกูลาร์ (Hankel Singular Value)

(ก) ชุดควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้า

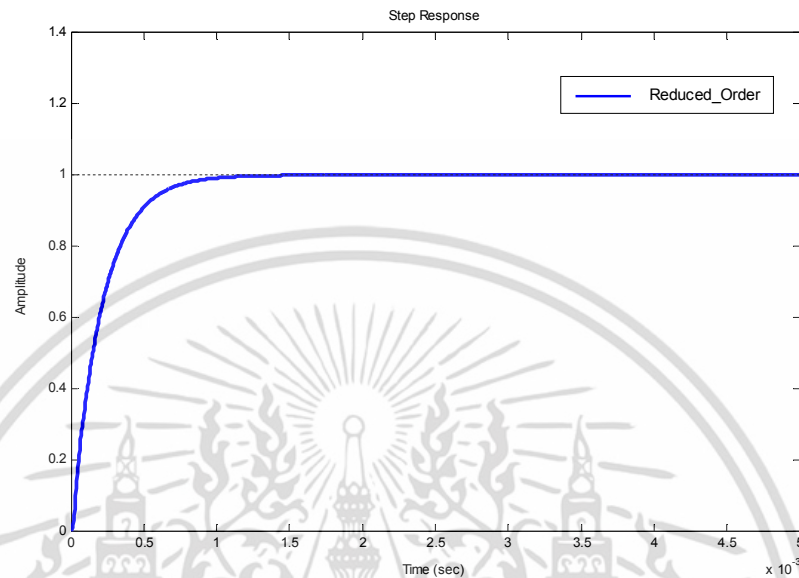
(ข) ชุดควบคุมแบบป้อนกลับ

$$K_1 = \frac{2.333 \times 10^6 s^4 + 1.713 \times 10^{11} s^3 + 1.769 \times 10^{16} s^2 + 2.324 \times 10^{20} s + 8.593 \times 10^{23}}{s^5 + 2.783 \times 10^6 s^4 + 2.423 \times 10^{11} s^3 + 2.277 \times 10^{16} s^2 + 1.1 \times 10^{20} s + 1.1 \times 10^{17}} \quad (3.33)$$

$$K_2 = \frac{-5.265 \times 10^6 s^4 - 3.519 \times 10^{11} s^3 - 3.664 \times 10^{16} s^2 - 2.937 \times 10^{20} s - 5.749 \times 10^{23}}{s^5 + 2.768 \times 10^6 s^4 + 2.375 \times 10^{11} s^3 + 2.192 \times 10^{16} s^2 + 7.357 \times 10^{19} s + 7.358 \times 10^{16}} \quad (3.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้วิธีลดรูปชุดควบคุมโดยใช้วิธีลดรูปแบบฮานเคลนอร์ม พบว่าชุดควบคุมยังคงมีลำดับที่สูงอยู่ซึ่งยังคงยากในการนำไปใช้และไม่เหมาะกับการใช้งานจริง ซึ่งมีค่าเวลาขาขึ้นเท่ากับ 0.446 มิลลิวินาที, ค่าเวลาสู่สมดุลเท่ากับ 0.814 มิลลิวินาที และไม่มีค่าโอเวอร์ชูต ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดของชุดควบคุมแบบลดรูป

จากรูปที่ 3.5 พบว่าชุดควบคุมแบบลดรูปนั้นทำให้มีผลการตอบสนองของระบบที่ดีแต่โครงสร้างของชุดควบคุมทั้งสองนั้นมีลำดับสูงถึง 5 ลำดับ แต่ชุดควบคุมที่นำเสนอมีโครงสร้างที่ง่ายและไม่ซับซ้อน และมีลำดับเพียง 1 ลำดับเท่านั้น เพราะได้กำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมไว้ดังสมการ (3.21) และสมการ (3.25) โดยขั้นตอนแรกใช้ GA ในการสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนแบบป้อนกลับเพื่อพิจารณาระบบในขอบเขตทางความถี่ โดยได้กำหนดขอบเขตของพารามิเตอร์ของชุดควบคุม, พารามิเตอร์ของ GA และเงื่อนไขของขอบเขตทางความถี่ ดังนี้

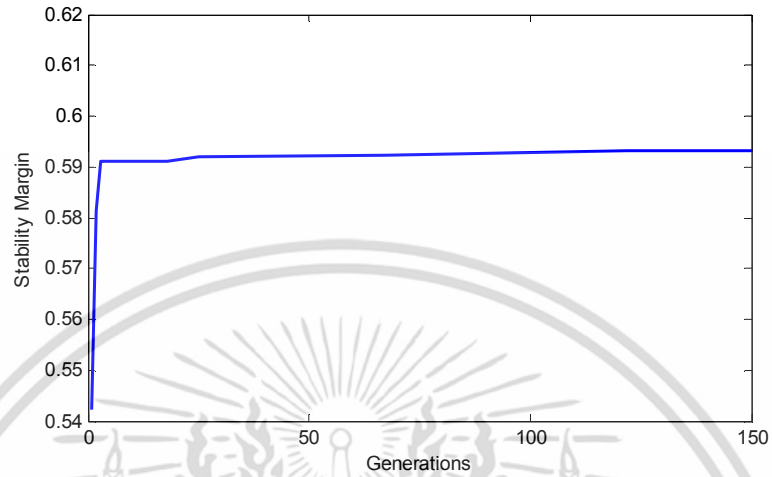
$$\text{Bounds } K_2(p_2) : \begin{cases} 1 \leq K_{2p} \leq 30 \\ 5000 \leq K_{2i} \leq 8000 \end{cases}$$

$$\text{Parameter GA} : \begin{cases} \text{Population Size} = 150 \\ \text{Maximum Generation} = 150 \\ \text{Crossover Probability} = 0.7 \\ \text{Mutation Probability} = 0.2 \end{cases}$$

$$\text{Frequency Domain} : \begin{cases} \text{Bandwidth} > 5000 \\ \text{Low Frequency Gain} > 6 \end{cases}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

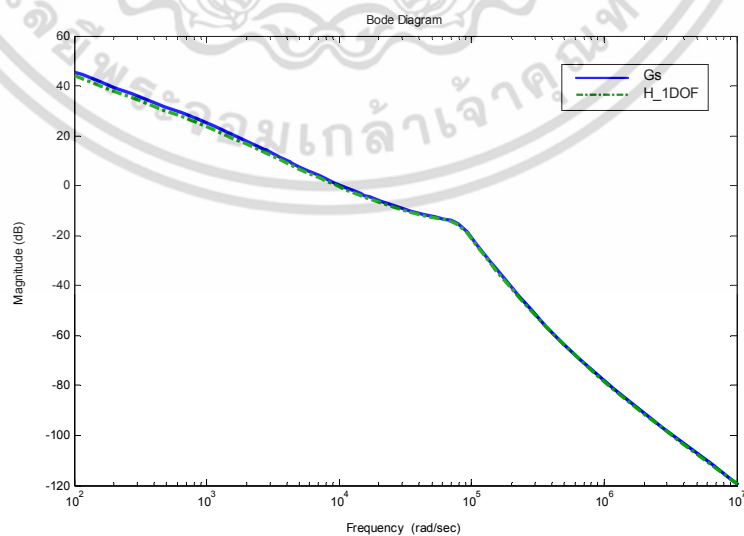
จากการดำเนินขั้นตอนของ GA พบว่าค่าตอบที่ดีที่สุดถูกสังเคราะห์ขึ้นในรุ่นที่ 122 ดังรูปที่ 3.6 ซึ่งสามารถสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนแบบป้อนกลับได้ดังสมการ (3.35) โดยชุดควบคุมที่ได้ทำให้ระบบมีส่วนเผื่อเสถียรภาพเท่ากับ 0.594



รูปที่ 3.6 ส่วนเผื่อเสถียรภาพของประชากรแต่ละรุ่นที่สังเคราะห์โดย GA

$$K_2 = 1.43 + \frac{7.72 \times 10^3}{s} \quad (3.35)$$

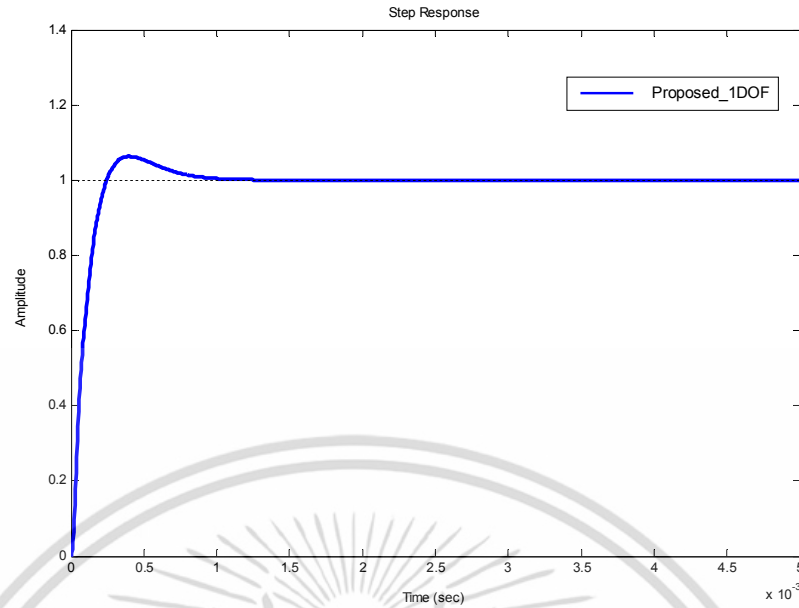
เมื่อพิจารณาระบบแบบวงรอบเปิดพบว่าระบบที่ได้จากการสังเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ด้วย GA แบบจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตีมีผลการตอบสนองใกล้เคียงกับระบบหลังการจัดสัญญาณวงรอบแล้ว ดังรูปที่ 3.7 และมีผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.7 แผนภาพโบตแสดงการเปรียบเทียบระบบ หลังการจัดสัญญาณวงรอบ (G_s) และแบบจัด

สัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระ (*Proposed* 1DOF)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 ผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดของชุดควบคุมที่นำเสนอแบบจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระ (*Proposed_1DOF*)

จากรูปที่ 3.8 พบว่าระบบมีค่าเวลาขาขึ้น (Rise Time) เท่ากับ 0.161 มิลลิวินาที, ค่าเวลาสู่สมดุล (Settling Time) เท่ากับ 0.743 มิลลิวินาที และเกิดค่าโอเวอร์ชูต (Overshoot) เท่ากับ 5.94% โดยเป็นการควบคุมโดยพิจารณาในระบบในขอบเขตทางความถี่เพียงอย่างเดียว ซึ่งไม่สามารถพิจารณาระบบในขอบเขตทางเวลาได้โดยตรง หรือเรียกว่าเป็นระบบที่มีการออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบหนึ่งองศาอิสระเอชอินฟินิตีตัวเอง (Fixed Structure Robust 1DOF H_∞ Loop Shaping Control)

ขั้นตอนต่อมาใช้ GA ในการสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนแบบป้อนไปข้างหน้าเพื่อพิจารณาระบบในขอบเขตทางเวลา โดยใช้ดัชนีชี้วัดค่า ISE เป็นฟิตเนตฟังก์ชันเพื่อให้ระบบมีผลตอบสนองในขอบเขตทางเวลาที่ต้องการ ซึ่งได้กำหนดขอบเขตของพารามิเตอร์ของชุดควบคุม และพารามิเตอร์ของ GA ดังนี้

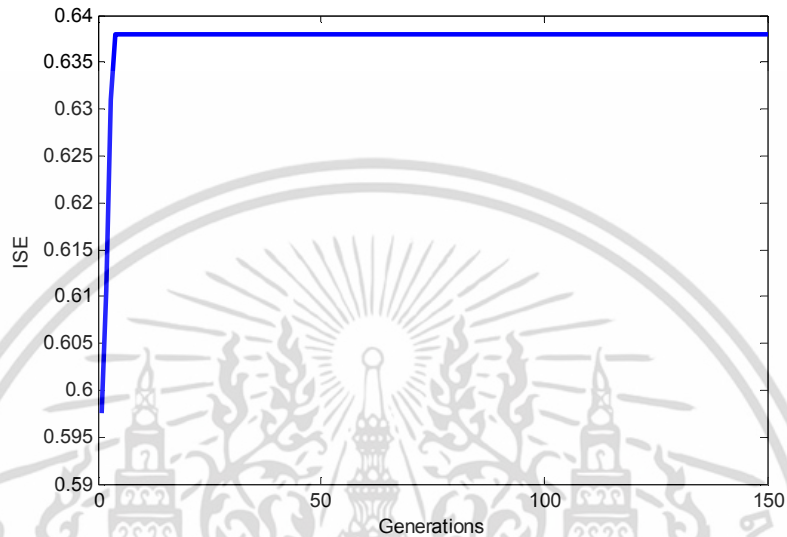
$$\text{Bounds } K_1(p_1) : 1 \times 10^{-5} \leq K_{\text{filter}} \leq 1 \times 10^{-3}$$

$$\text{Parameter GA} : \begin{cases} \text{Population Size} = 150 \\ \text{Maximum Generation} = 150 \\ \text{Crossover Probability} = 0.7 \\ \text{Mutation Probability} = 0.2 \end{cases}$$

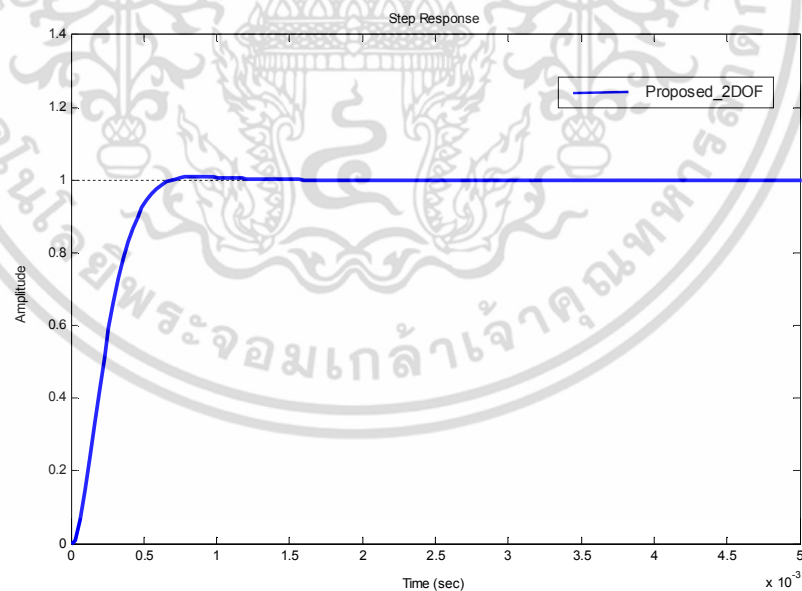
จากการดำเนินขั้นตอนของ GA พบว่าคำตอบที่ดีที่สุดถูกสังเคราะห์ขึ้นในรุ่นที่ 4 ซึ่งสามารถสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนแบบป้อนไปข้างหน้าได้ดังสมการ (3.36) โดยชุดควบคุมที่ได้ทำให้ระบบมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนกลับของดัชนีชี้วัดค่า ISE เท่ากับ 0.638 ดังรูปที่ 3.9 และมีผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดของระบบดังรูปที่ 3.10

$$K_1 = \frac{1}{1.794 \times 10^{-4} s + 1} \quad (3.36)$$



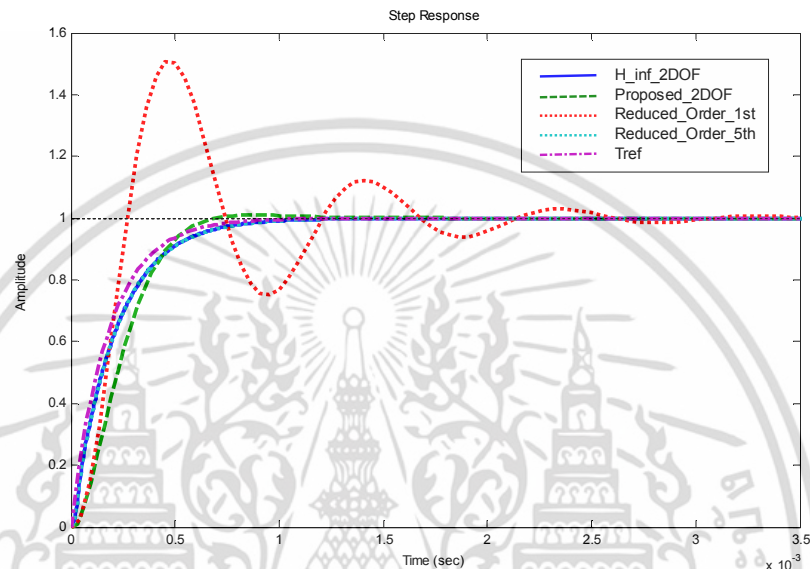
รูปที่ 3.9 ผลต่างของผลการตอบสนองของชุดควบคุมที่นำเสนอกับแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง



รูปที่ 3.10 ผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดของชุดควบคุมที่นำเสนอแบบจัดสรรฐานวงรอบสององศาอิสระ (*Proposed_2DOF*)

เมื่อนำชุดควบคุมคงทนที่ได้จากการจัดสรรฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิม, เอกสารนี้เสนอชุดควบคุมแบบลดรูป (5th order), ชุดควบคุมแบบลดรูป (1st order), ชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และแบบจำลองที่ใช้อ้างอิงมาเปรียบเทียบผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดดังรูปที่ 3.11 จะเห็นได้ว่าชุดควบคุมแบบลดรูป (1^{st} order) มีสมรรถนะและความคงทนที่ต่ำ ผลการตอบสนองที่ช้า อีกทั้งยังมีค่าโอเวอร์ชูตที่สูงมาก ส่วนชุดควบคุมทั้งสามมีผลการตอบสนองที่ใกล้เคียงกับแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง แต่ชุดควบคุมที่นำเสนอมีจำนวนลำดับของโครงสร้างที่ต่ำกว่าชุดควบคุมทั้งสองมาก อีกทั้งยังมีสมรรถนะและความคงทนที่ดีกว่าดังตารางที่ 3.3



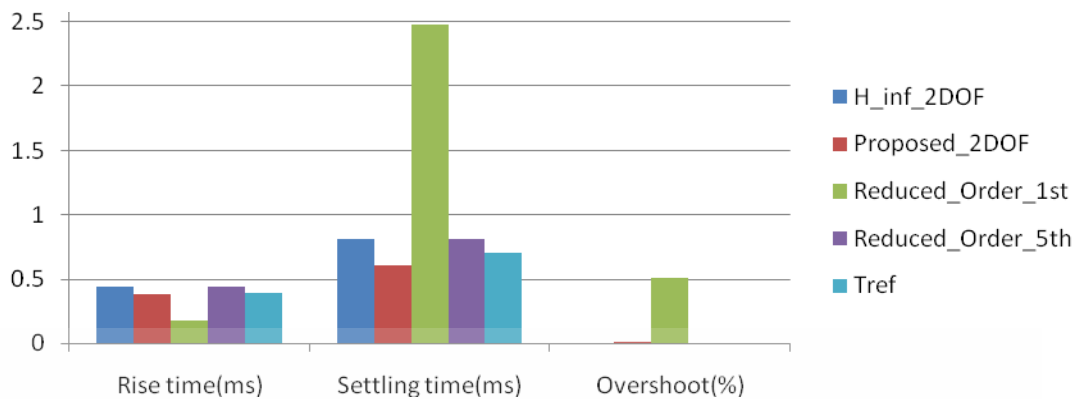
รูปที่ 3.11 ผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดของชุดควบคุมทั้งสี่และแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง

ตารางที่ 3.3 แสดงสมรรถนะของชุดควบคุมทั้งสี่และแบบจำลองที่ใช้อ้างอิง

ชุดควบคุม	ผลการตอบสนอง			
	เวลาขาขึ้น (มิลิวินาที)	เวลาสู่สมดุล (มิลิวินาที)	โอเวอร์ชูต (%)	ส่วนเพื่อ เสถียรภาพ (\mathcal{E})
H_{inf}_{2DOF}	0.446	0.814	0	0.558
$Proposed_{2DOF}$	0.383	0.605	0.97	0.594
$Reduced_Order_{1^{\text{st}}}$	0.177	2.480	50.8	0.151
$Reduced_Order_{5^{\text{th}}}$	0.446	0.814	0	0.558
T_{ref}	0.396	0.704	0	-

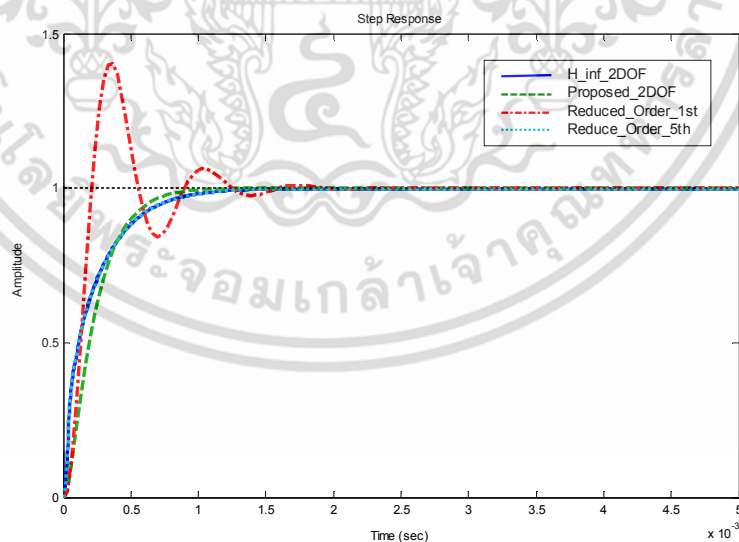
จากรูปที่ 3.11 และตารางที่ 3.3 สามารถวาดกราฟแท่งแสดงการเปรียบเทียบค่าผลการตอบสนองในขอบเขตทางเวลาของระบบที่ได้จากการควบคุมด้วยชุดควบคุมคงทนแบบต่างๆ ได้ดังรูปที่ 3.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 กราฟแท่งแสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาของระบบ

ในการทดสอบสมรรถนะและความคงทนของชุดควบคุม ทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบ แล้วทำการพิจารณาระบบในขอบเขตทางเวลา เพื่อดูผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดของระบบว่ายังคงรักษาความเสถียรภาพไว้ได้หรือไม่ ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้มีการทดสอบสมรรถนะและความคงทนของชุดควบคุมโดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของวงจรทอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ยในกรณีศึกษาต่างๆ โดยมีผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดของชุดควบคุมทั้งสี่ดังรูปที่ 3.13(ก)-(ง) ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะและความคงทนของชุดควบคุมทั้งสี่ดังตารางที่ 3.4-3.7



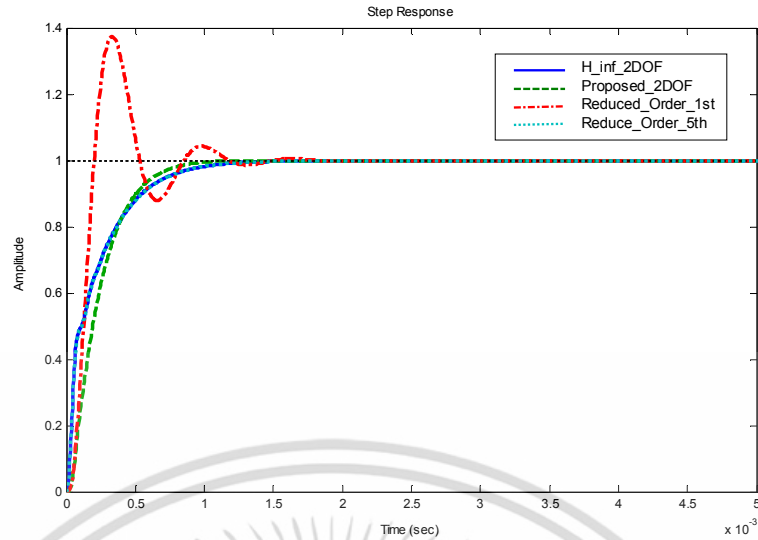
(ก)

รูปที่ 3.13 ผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ

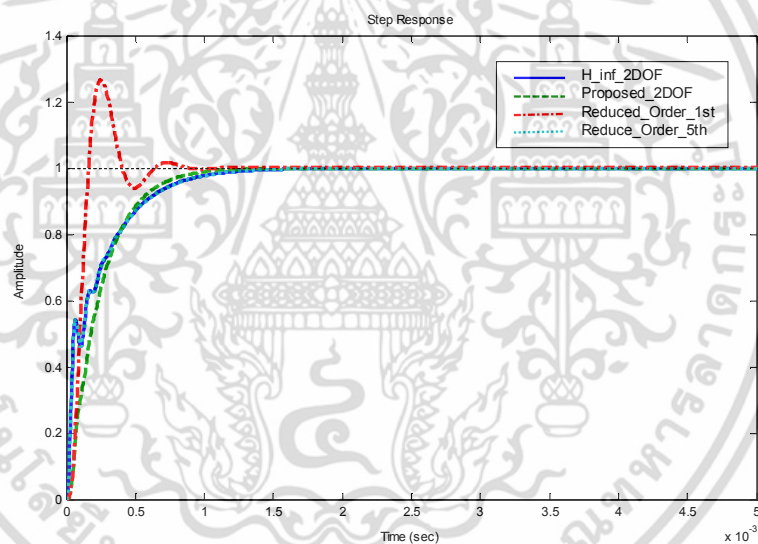
(ก) $R = 0.8 \Omega$, $C = 220\mu F$, (ข) $R = 1.5 \Omega$, $C = 100\mu F$

(ค) $R = 0.8 \Omega$, $C = 100\mu F$, (ง) $R = 1 \Omega$, $C = 470\mu F$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



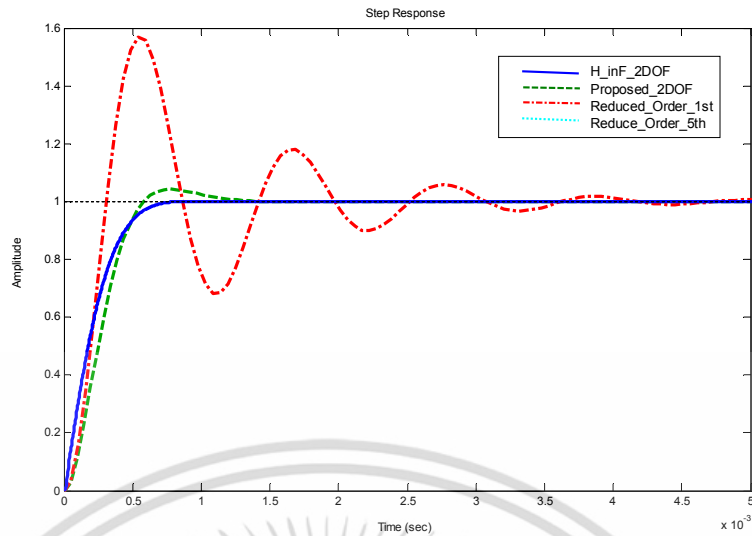
(ค)

รูปที่ 3.13(ต่อ) ผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ

(ก) $R = 0.8 \Omega$, $C = 220\mu F$, (ข) $R = 1.5 \Omega$, $C = 100\mu F$

(ค) $R = 0.8 \Omega$, $C = 100\mu F$, (ง) $R = 1 \Omega$, $C = 470\mu F$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ง)

รูปที่ 3.13(ต่อ) ผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ

(ก) $R = 0.8 \Omega$, $C = 220\mu F$, (ข) $R = 1.5 \Omega$, $C = 100\mu F$

(ค) $R = 0.8 \Omega$, $C = 100\mu F$, (ง) $R = 1 \Omega$, $C = 470\mu F$

ตารางที่ 3.4 แสดงผลการตอบสนองทางเวลาเมื่อทำการเปลี่ยนพารามิเตอร์ของระบบ $R = 0.8 \Omega$
 $C = 220\mu F$

ชุดควบคุม	ผลการตอบสนอง		
	เวลาขาขึ้น (ms)	เวลาสู่สมดุล (ms)	โอเวอร์ชูต (%)
H_inf_2DOF	0.520	0.977	0
$Proposed_2DOF$	0.437	0.787	0.017
$Reduced_Order_1^{st}$	0.136	1.450	40.3
$Reduced_Order_5^{th}$	0.520	0.977	0

ตารางที่ 3.5 แสดงผลการตอบสนองทางเวลาเมื่อทำการเปลี่ยนพารามิเตอร์ของระบบ $R = 1.5 \Omega$
 $C = 100\mu F$

ชุดควบคุม	ผลการตอบสนอง		
	เวลาขาขึ้น (ms)	เวลาสู่สมดุล (ms)	โอเวอร์ชูต (%)
H_inf_2DOF	0.525	0.977	0
$Proposed_2DOF$	0.446	0.794	0
$Reduced_Order_1^{st}$	0.124	1.100	37.5
$Reduced_Order_5^{th}$	0.525	0.977	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

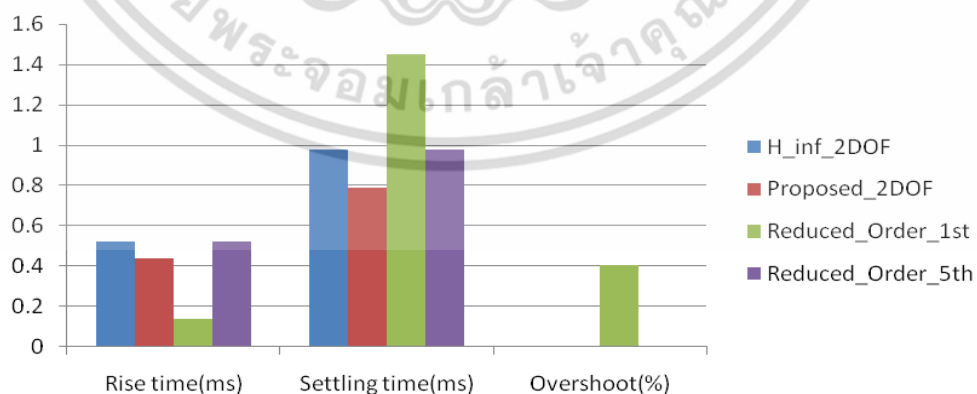
ตารางที่ 3.6 แสดงผลการตอบสนองทางเวลาเมื่อทำการเปลี่ยนพารามิเตอร์ของระบบ $R = 0.8 \Omega$
 $C = 100\mu F$

ชุดควบคุม	ผลการตอบสนอง		
	เวลาขาขึ้น (ms)	เวลาสู่สมดุล (ms)	โอเวอร์ชูต (%)
H_inf_2DOF	0.557	1.040	0
$Proposed_2DOF$	0.483	0.880	0
$Reduced_Order_1^{st}$	0.097	0.597	26.6
$Reduced_Order_5^{th}$	0.557	1.040	0

ตารางที่ 3.7 แสดงผลการตอบสนองทางเวลาเมื่อทำการเปลี่ยนพารามิเตอร์ของระบบ $R = 1 \Omega$
 $C = 470\mu F$

ชุดควบคุม	ผลการตอบสนอง		
	เวลาขาขึ้น (ms)	เวลาสู่สมดุล (ms)	โอเวอร์ชูต (%)
H_inf_2DOF	0.407	0.626	0.09
$Proposed_2DOF$	0.372	1.050	4.22
$Reduced_Order_1^{st}$	0.372	3.480	56.9
$Reduced_Order_5^{th}$	0.407	0.626	0.09

จากรูปที่ 3.13(ก)-(ง) และตารางที่ 3.4-3.7 สามารถวาดกราฟแท่งแสดงการเปรียบเทียบค่าผลการตอบสนองในขอบเขตทางเวลาของระบบที่ได้จากการควบคุมด้วยชุดควบคุมคงทนแบบต่างๆ ได้ดังรูปที่ 3.14(ก)-(ง)

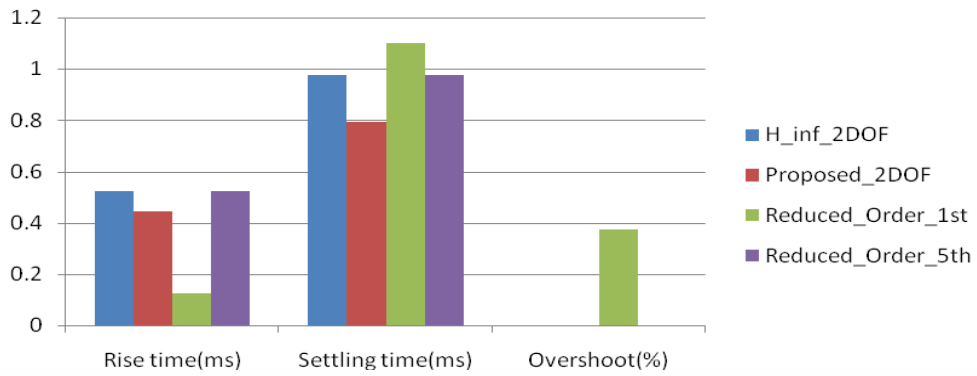


(ก)

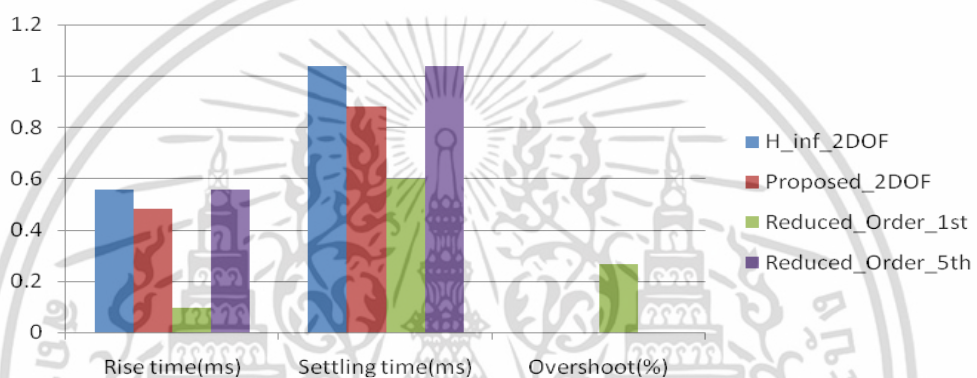
รูปที่ 3.14 กราฟแท่งแสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองเมื่อเปลี่ยนพารามิเตอร์ของระบบ

(ก) $R = 0.8 \Omega$, $C = 220\mu F$, (ข) $R = 1.5 \Omega$, $C = 100\mu F$

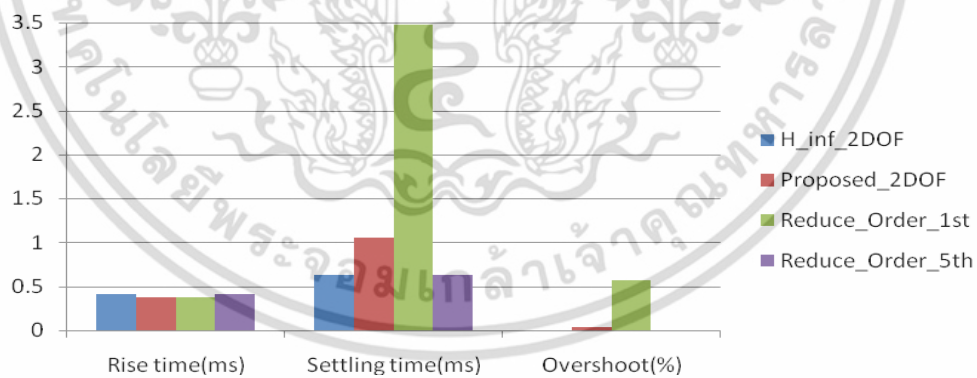
(ค) $R = 0.8 \Omega$, $C = 100\mu F$, (ง) $R = 1 \Omega$, $C = 470\mu F$ ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 3.14(ต่อ) กราฟแท่งแสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองเมื่อเปลี่ยนพารามิเตอร์ของระบบ

(ก) $R = 0.8 \Omega$, $C = 220\mu F$, (ข) $R = 1.5 \Omega$, $C = 100\mu F$

(ค) $R = 0.8 \Omega$, $C = 100\mu F$, (ง) $R = 1 \Omega$, $C = 470\mu F$

จากผลการตอบสนองขั้นบันไดของวงจรถอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ ดังรูปที่ 3.13(ก)-(ง) ตารางที่ 3.4-3.7 และกราฟแท่งแสดงการเปรียบเทียบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทียบผลตอบสนองทางเวลา ดังรูปที่ 3.14(ก)-(ง) พบว่าชุดควบคุมคงทนที่สังเคราะห์โดยวิธีการแบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้แบบดั้งเดิม ชุดควบคุมแบบลดรูปโดยวิธีฮานเคลนอร์ม (5th order) และชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอ ทำให้ระบบมีผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดที่ใกล้เคียงกัน มีสมรรถนะที่ดีเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ แต่ชุดควบคุมแบบลดรูปโดยวิธีฮานเคลนอร์ม (1st order) ถึงแม้มีลำดับโครงสร้างเท่ากับชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอแต่ผลการตอบสนองแบบขั้นบันไดของระบบมีค่าโอเวอร์ชูตสูงมาก อีกทั้งทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ต่ำ ไม่เหมาะสมนำไปใช้งานจริง

3.4 สรุปผล

ในการออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ที่นำเสนอให้มีสมรรถนะและความคงทนที่ดีนั้น จำเป็นต้องออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักเพื่อหาความต้องการเชิงสมรรถนะและลดผลจากสิ่งรบกวนจากตัวตรวจจับ โดยการกำหนดโครงสร้างของตัวชดเชยน้ำหนัก จะกำหนดให้มีลำดับของโครงสร้างที่ต่ำ เพื่อให้ส่งผลต่อโครงสร้างของชุดควบคุมคงทนที่น้อยที่สุด จากนั้นทำการกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมคงทนทั้งสอง โดยส่วนมากจะกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้าเป็นวงจรรองความถี่ และทำการกำหนดชุดควบคุมแบบป้อนกลับเป็นตัวควบคุมแบบ PI, PD หรือ PID และใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมทำการสังเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมคงทนทั้งสองให้มีความเหมาะสมกับวงจรถอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ยที่สุด ทำให้ชุดควบคุมคงทนมีสมรรถนะและความคงทนที่ดีโดยวัดจากส่วนเพื่อเสถียรภาพของระบบซึ่งเป็นตัวชี้วัดสมรรถนะและความคงทน มีลักษณะโครงสร้างของชุดควบคุมที่ไม่ซับซ้อน และมีลำดับที่ต่ำตามที่ออกแบบ ซึ่งจากผลการทดลองด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์พบว่าชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอมีผลการตอบสนองทางเวลา สมรรถนะและความคงทนใกล้เคียงกับชุดควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระแบบดั้งเดิม และชุดควบคุมแบบลดรูปโดยวิธีฮานเคลนอร์ม (5th order) แต่ชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน มีเพียง 1 ลำดับ (1st order) เท่านั้น ซึ่งทำให้ง่ายในการนำไปใช้งานจริง นอกจากนี้ชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอมีผลการตอบสนองทางเวลา สมรรถนะและความคงทนที่ดีกว่าชุดควบคุมแบบลดรูปโดยวิธีฮานเคลนอร์มที่มีลำดับโครงสร้างที่เท่ากัน

บทที่ 4

การจำลองวงจรด้วยโปรแกรม PSpice และผลที่ได้จากการทดลองจริง

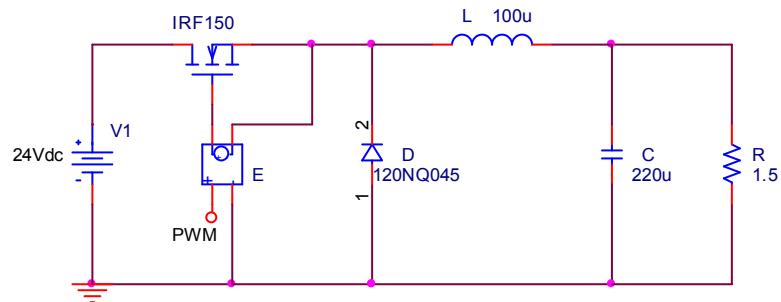
ในบทนี้กล่าวถึงการประยุกต์ใช้โปรแกรม PSpice ซึ่งเป็นโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ที่นิยมใช้ในปัจจุบัน ในการจำลองการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย โดยใช้ชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบวงจรจริง โดยเริ่มจากการสร้างวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย การออกแบบและเลือกใช้อุปกรณ์ของชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอ ผลที่ได้จากการจำลองวงจรด้วยโปรแกรม PSpice รวมทั้งการออกแบบวงจรจริงและผลที่ได้จากการทดลองจริง สุดท้ายเป็นสรุปผลที่ได้จากการทดลอง

4.1 การจำลองชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้สำหรับวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยโปรแกรม PSpice

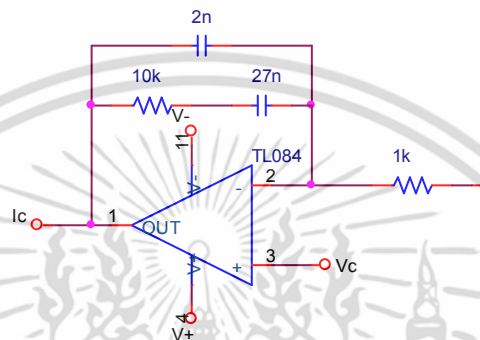
โปรแกรม PSpice (Personal Computer Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) เป็นโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่สามารถทำการจำลองการทำงานของวงจรทางไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ โดยสามารถใช้วิเคราะห์หรือตรวจสอบวัตต์แรงดันที่ตกคร่อม หรือกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆ อีกทั้งผู้ออกแบบวงจรยังสามารถเลือกเบอร์หรือรุ่นของอุปกรณ์ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ได้ ทำให้ผู้ออกแบบวงจรสามารถใช้เป็นแนวทางในการเลือกเบอร์หรือรุ่นของอุปกรณ์ให้มีคุณสมบัติตามที่ต้องการ ทำให้ลดเวลา ลดความเสียหายและมีความสะดวกในการต่อวงจรจริง

4.1.1 การออกแบบวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยโปรแกรม PSpice

วงจรทอนระดับแรงดันประกอบไปด้วยอุปกรณ์ที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน (Power Supply), อุปกรณ์สวิตชิง (MOSFET), วงจรรองความถี่ (L และ C) และโหลดหรือตัวต้านทาน (R) ซึ่งจากการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของวงจรทอนระดับแรงดันที่ใช้ในงานวิจัยดังตารางที่ 3.1 สามารถจำลองวงจรทอนระดับแรงดันด้วยโปรแกรม PSpice ได้ดังรูปที่ 4.1 และจากตารางที่ 3.2 สามารถจำลองวงจรควบคุมวงรอบกระแสโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยได้ดังรูปที่ 4.2

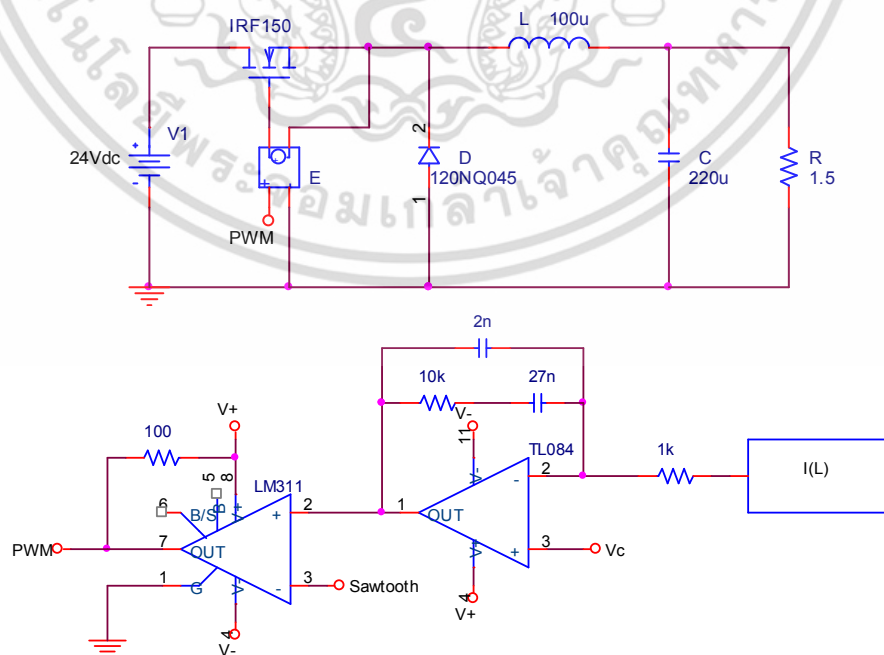


รูปที่ 4.1 การจำลองวงจรทอนระดับแรงดันด้วยโปรแกรม PSpice



รูปที่ 4.2 การจำลองวงจรควบคุมรอบกระแสโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยโปรแกรม PSpice

จากรูปที่ 4.1 และ รูปที่ 4.2 สามารถจำลองวงจรทอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยโปรแกรม PSpice ได้ดังรูปที่ 4.3 โดยออปแอมป์เบอร์ TL084 ทำหน้าที่เป็นตัวขยายสัญญาณ ส่วนออปแอมป์เบอร์ LM311 ทำหน้าที่เป็นตัว Modulator ทำให้สัญญาณขาออกที่ได้เป็นสัญญาณ PWM สำหรับนำไปขับมอสเฟตของวงจรทอนระดับแรงดัน



รูปที่ 4.3 การจำลองวงจรทอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยโปรแกรม PSpice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

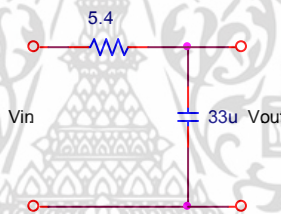
4.1.2 การออกแบบพารามิเตอร์ของชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอ

จากบทที่ 3 หัวข้อที่ 3.3.3 ได้กำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมคงทนแบบป้อนไปข้างหน้า เป็นแบบตัวกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับ 1 ดังสมการ (3.36) และจากฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรอง ความถี่ต่ำผ่านลำดับ 1 ดังสมการ (4.1) สามารถหาพารามิเตอร์ของ R และ C ได้ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{RCs + 1} \quad (4.1)$$

$$K_1 = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(5.4)(33 \times 10^{-6})s + 1} \quad (4.2)$$

จากสมการ (4.2) ทำให้สามารถเลือกใช้ขนาดของ $R = 5.4 \Omega$ และ $C = 33 \mu F$ ซึ่งสามารถแสดงลักษณะโครงสร้างของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านลำดับ 1 แบบ Passive และขนาดของ อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 โครงสร้างของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านลำดับ 1 แบบ Passive

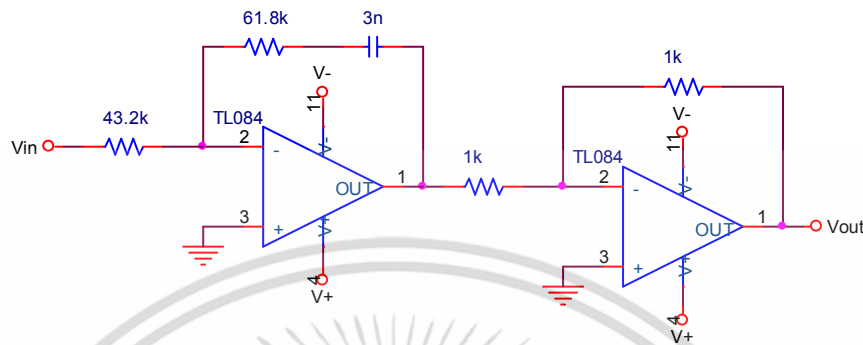
จากสมการ (3.35) ซึ่งได้กำหนดให้โครงสร้างของชุดควบคุมคงทนแบบป้อนกลับเป็นแบบชุดควบคุม PI และจากโครงสร้างของชุดควบคุม PI ดังสมการ (4.3) สามารถหาค่าพารามิเตอร์ของวงจร ได้ดังนี้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{R_1 C s} \right) \quad (4.3)$$

$$K_2 = \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \left(\frac{61.8 \times 10^3}{43.2 \times 10^3} + \frac{1}{(43.2 \times 10^3)(3 \times 10^{-9})s} \right) \quad (4.4)$$

จากสมการ (4.4) สามารถเลือกใช้ขนาดของ $R_1 = 43.2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 61.8 \text{ k}\Omega$ และ $C = 3 \text{ nF}$ แต่เนื่องจากค่าอัตราขยายสัญญาณที่ได้จากการสังเคราะห์ด้วยโปรแกรม MATLAB ดังเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

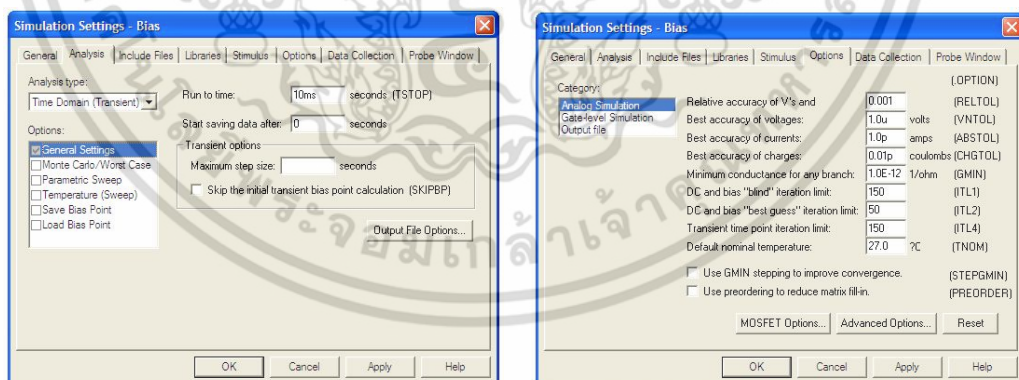
บทที่ 3 มีค่าเป็นบวก ดังนั้นจึงต้องทำการเพิ่มวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสเพื่อทำการกลับเฟสของสัญญาณที่ได้จากชุดควบคุม PI ซึ่งสามารถแสดงโครงสร้างของชุดควบคุม และขนาดของอุปกรณ์ ได้ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 โครงสร้างของชุดควบคุม PI

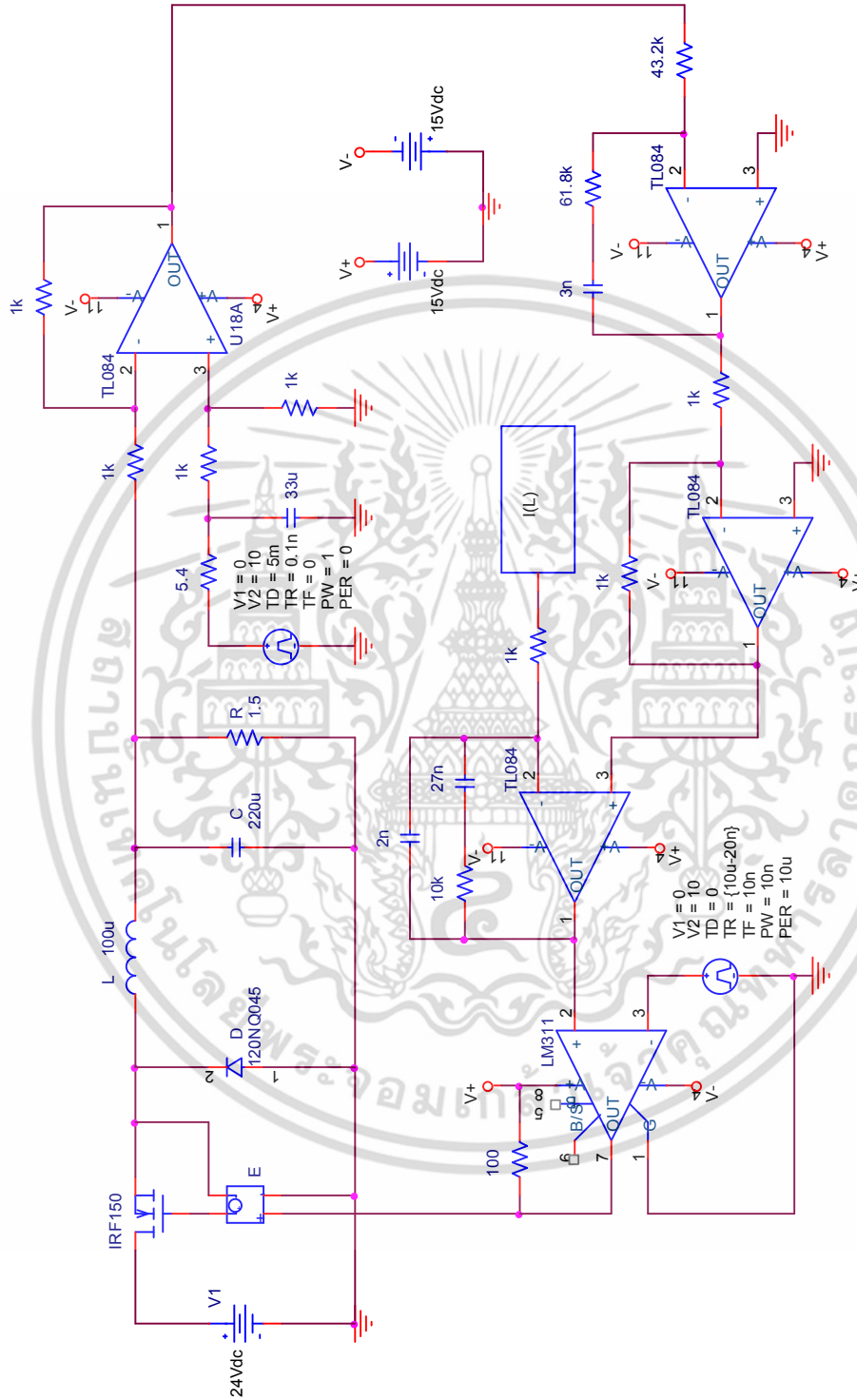
4.1.3 ผลการทดลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice

การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของโปรแกรม PSpice จำเป็นต้องกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมกับการใช้งานของอุปกรณ์ในวงจร ซึ่งในการทดลองนี้ต้องการทราบผลของการตอบสนองทางเวลาของวงจรโดยให้วงจรเริ่มการทำงานที่เวลา 5 มิลลิวินาที และจบการทำงานที่เวลา 10 มิลลิวินาที ดังนั้นจึงต้องตั้งค่าเวลาขาขึ้นของสัญญาณอ้างอิงที่ 5 มิลลิวินาที และตั้งค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของโปรแกรมดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 ค่าพารามิเตอร์ของโปรแกรม PSpice ที่ใช้ในการทดลอง

จากการออกแบบวงจรทอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ย การเลือกใช้อุปกรณ์และขนาดพารามิเตอร์ของชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSpice ดังที่กล่าวข้างต้น ทำให้สามารถจำลองชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอช เอกสารนี้ อินฟินีตี้สำหรับวงจรทอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยโปรแกรม PSpice ได้ดังรูปที่ 4.7 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

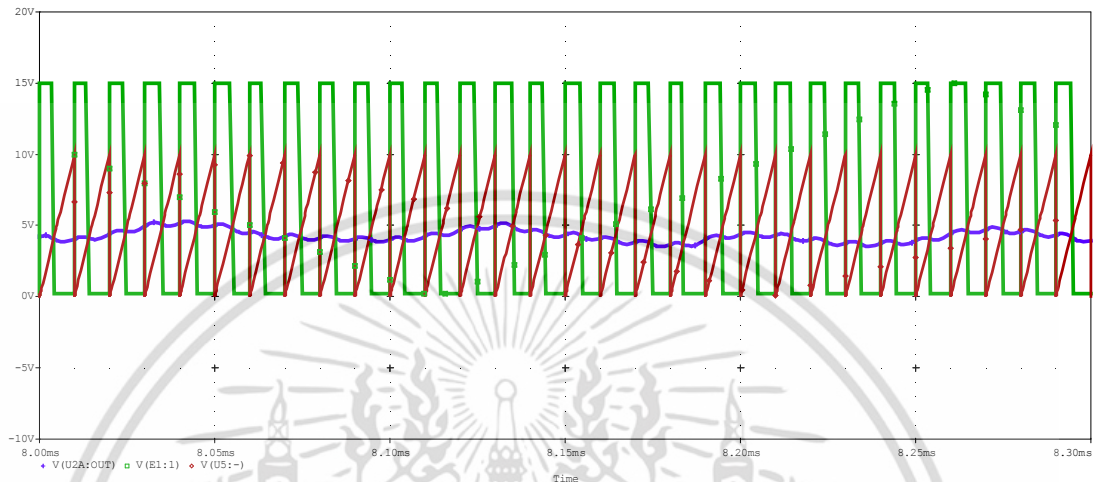


รูปที่ 4.7 การจำลองชุดควบคุมแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณรอบสองของตัวขับสำหรับวงจรพอนระดับแรงดันโหมตกระแสเฉลี่ย

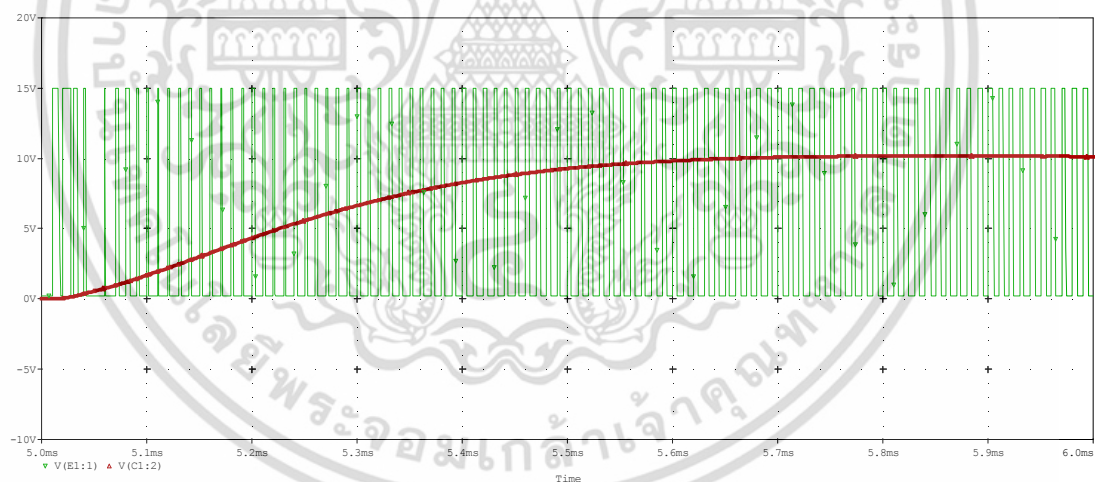
ด้วยโปรแกรม PSpice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออปแอมป์เบอร์ LM311 ใช้เป็นตัว Modulator โดยที่ขาของออปแอมป์ต่อเข้ากับสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth Wave) ส่วนขาบวกของออปแอมป์ต่อเข้ากับสัญญาณที่ได้จากวงจรควบคุมกระแสเฉลี่ย ทำให้สัญญาณขาออกของออปแอมป์เป็นสัญญาณ PWM ซึ่งสามารถนำไปขับตัวมอสเฟตของวงจรได้ดังรูปที่ 4.8



(ก)



(ข)

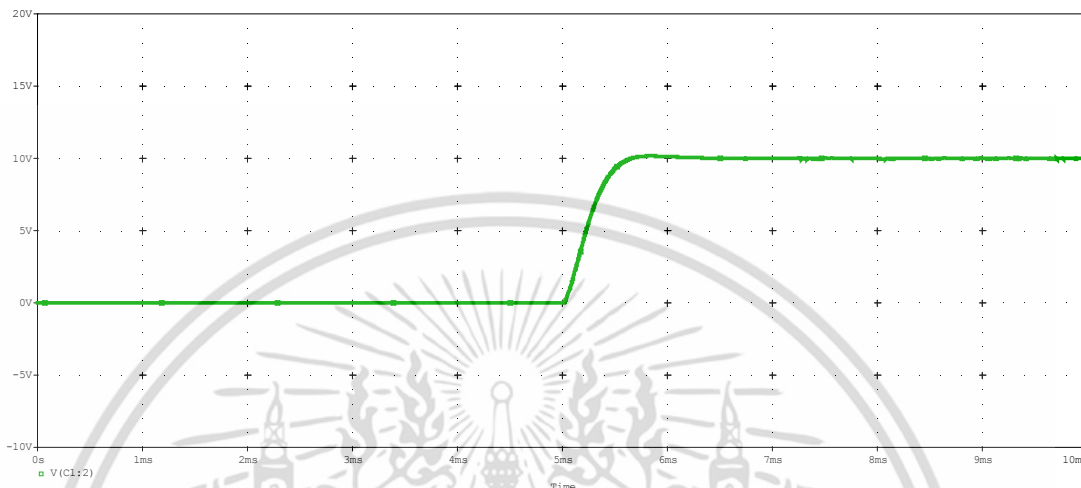
รูปที่ 4.8 แสดงการทำงานของออปแอมป์เบอร์ LM311

(ก) ลักษณะการเกิดสัญญาณ PWM

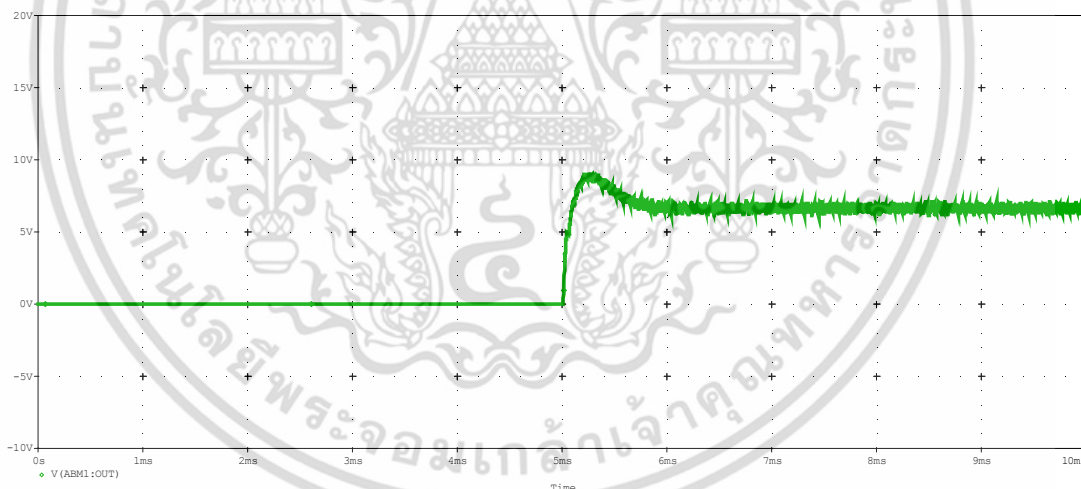
(ข) ลักษณะการเกิดสัญญาณ PWM ขณะเริ่มการทำงาน

จากรูปที่ 4.8(ข) พบว่าเมื่อมอสเฟตเริ่มทำงานโดยรับสัญญาณ PWM จากออปแอมป์เบอร์ LM311 ทำให้แรงดันของวงจรทอนระดับแรงดันเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ โดยชุดควบคุมคงทนที่น่าเสนอทำหน้าที่ค่อยๆ ปรับความกว้างของสัญญาณ PWM เพื่อไม่ให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่ามากเกินไปจนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกิดค่าโอเวอร์ชูต ทำให้มีผลการตอบสนองของวงจรเป็นไปตามสัญญาณอ้างอิงที่ได้ทำการออกแบบไว้ ซึ่งผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรแสดงดังรูปที่ 4.9 และผลการตอบสนองของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแสดงดังรูปที่ 4.10 โดยกำหนดให้วงจรเริ่มทำงานที่เวลา 5 มิลลิวินาที จนถึง 10 มิลลิวินาที



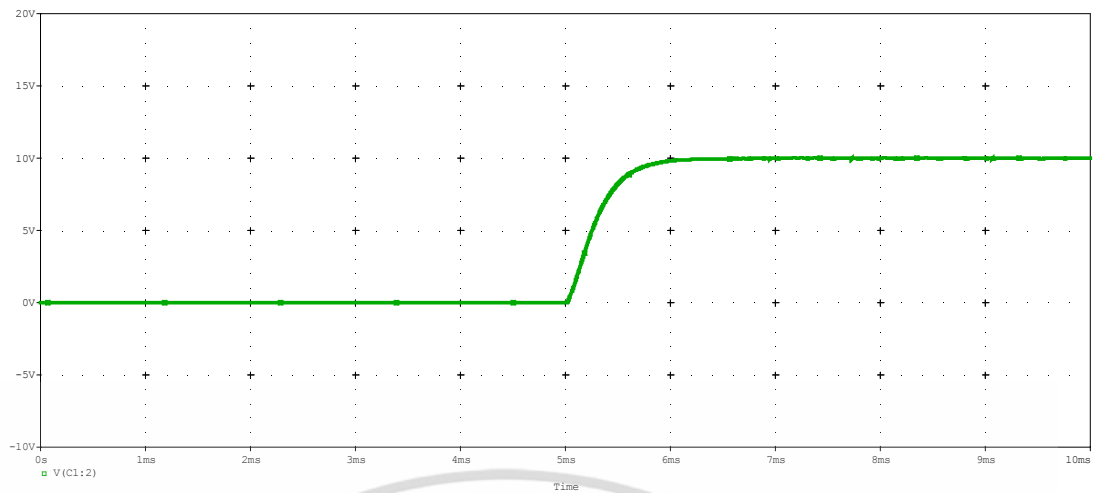
รูปที่ 4.9 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจร



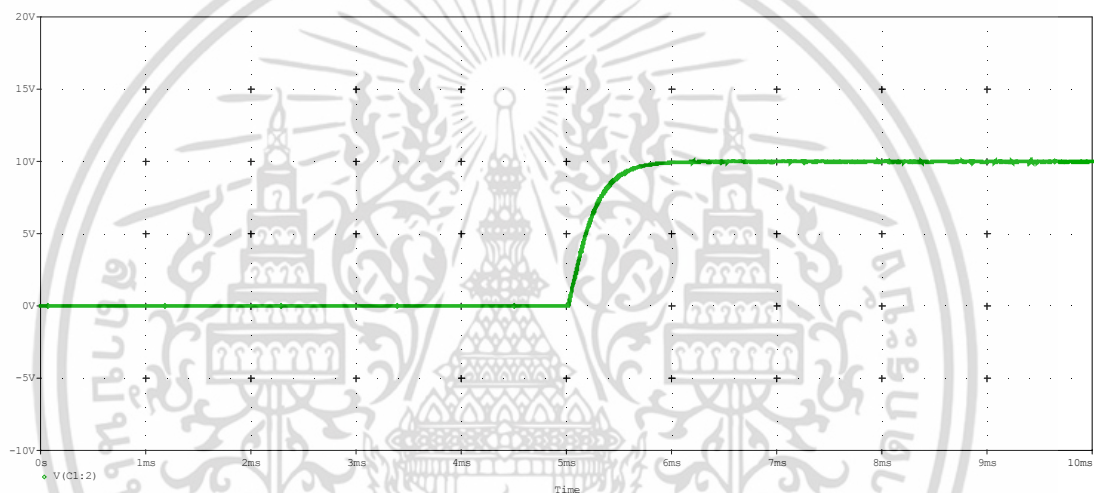
รูปที่ 4.10 ผลการตอบสนองของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

ทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรเพื่อทดสอบสมรรถนะและความคงทนของชุดควบคุมที่นำเสนอ โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของวงจรดังบทที่ 3 ซึ่งมีผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการทดสอบสมรรถนะและความคงทนของระบบด้วยโปรแกรม PSpice เป็นไปดังรูปที่ 4.11

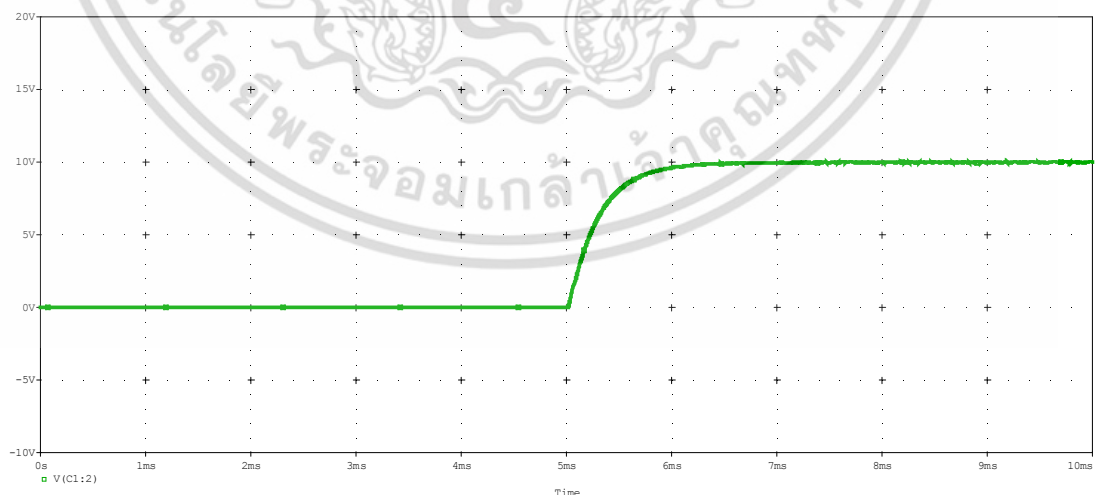
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

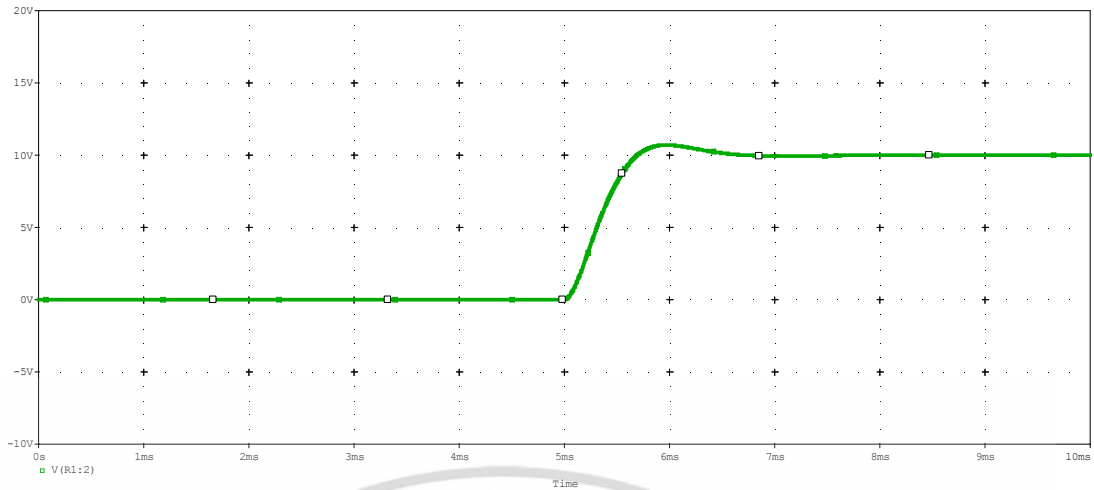


(ค)

รูปที่ 4.11 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ

(ก) $R = 0.8 \Omega$, $C = 220 \mu F$, (ข) $R = 1.5 \Omega$, $C = 100 \mu F$

(ค) $R = 0.8 \Omega$, $C = 100 \mu F$, (ง) $R = 1 \Omega$, $C = 470 \mu F$ ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



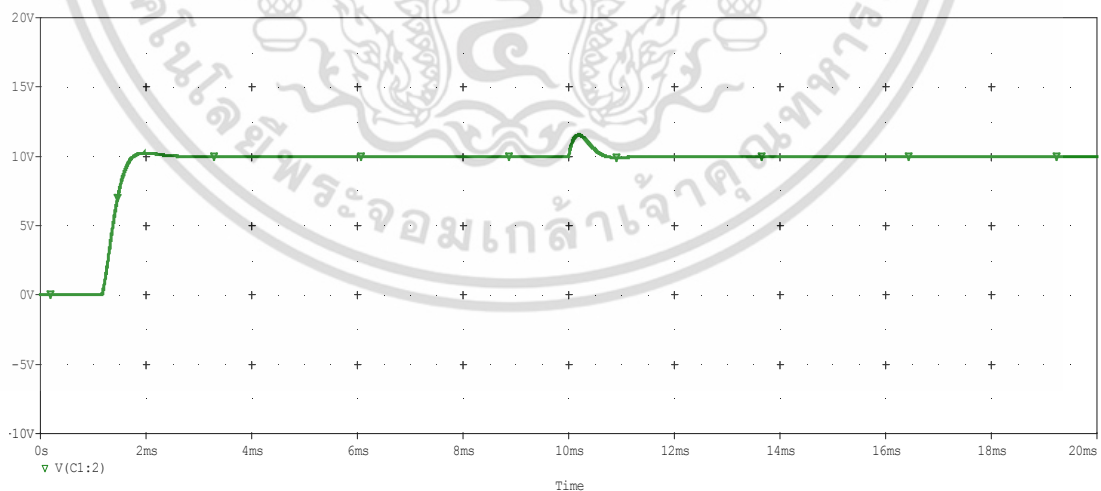
(ง)

รูปที่ 4.11 (ต่อ) ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ

(ก) $R = 0.8 \Omega$, $C = 220 \mu F$, (ข) $R = 1.5 \Omega$, $C = 100 \mu F$

(ค) $R = 0.8 \Omega$, $C = 100 \mu F$, (ง) $R = 1 \Omega$, $C = 470 \mu F$

จากนั้นทำการทดสอบสมรรถนะและความคงทนของชุดควบคุมที่นำเสนอในขณะที่ทำงานในสถานะจริง โดยให้วงจรเริ่มการทำงานเมื่อเวลาผ่านไป 1 มิลลิวินาที จากนั้นทำการทดลองเปลี่ยนขนาดของตัวต้านทานในโปรแกรม PSpice ขณะที่วงจรกำลังทำงานผ่านไปแล้ว 10 มิลลิวินาที ซึ่งรูปที่ 4.12 แสดงผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตที่ได้ทำการทดลองเปลี่ยนขนาดตัวต้านทานขณะทำงานในสถานะจริง



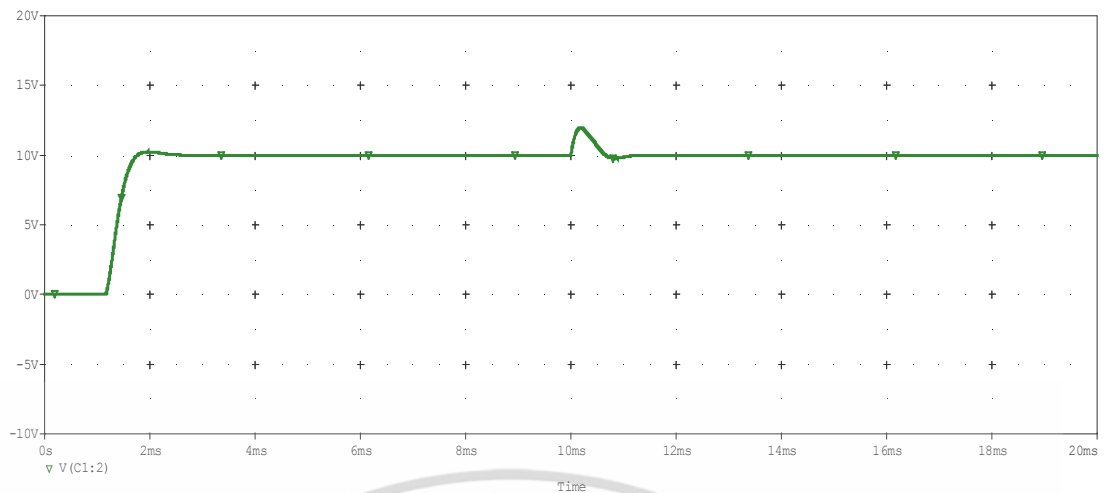
(ก)

รูปที่ 4.12 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดตัวต้านทาน

(ก) เปลี่ยน $R = 1.5 \Omega$ เป็น $R = 5 \Omega$, (ข) เปลี่ยน $R = 1.5 \Omega$ เป็น $R = 10 \Omega$

(ค) เปลี่ยน $R = 1.5 \Omega$ เป็น $R = 15 \Omega$, (ง) เปลี่ยน $R = 1.5 \Omega$ เป็น $R = 20 \Omega$

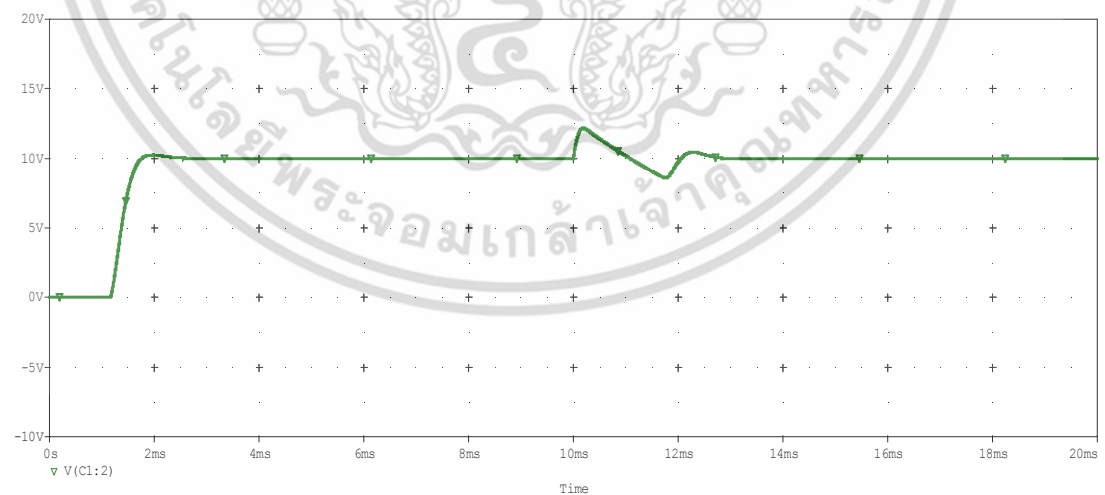
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 4.12 (ต่อ) ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดตัวต้านทาน

(ก) เปลี่ยน $R = 1.5 \Omega$ เป็น $R = 5 \Omega$, (ข) เปลี่ยน $R = 1.5 \Omega$ เป็น $R = 10 \Omega$

(ค) เปลี่ยน $R = 1.5 \Omega$ เป็น $R = 15 \Omega$, (ง) เปลี่ยน $R = 1.5 \Omega$ เป็น $R = 20 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากโปรแกรม PSpice เห็นได้ว่าระบบมีผลการตอบสนองใกล้เคียงกับผลการตอบสนองที่ได้การทดลองด้วยโปรแกรม MATLAB ดังในบทที่ 3 โดยชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอมีสมรรถนะและความคงทนที่ดี สามารถเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ภายในของวงจรได้โดยยังคงให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตที่ดี อีกทั้งชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอยังมีโครงสร้างที่ง่าย ไม่ซับซ้อน สามารถนำมาใช้งานจริงได้ง่าย และจากรูปที่ 4.12 จะเห็นได้ว่า เมื่อทำการเปลี่ยนขนาดของตัวต้านทานของวงจรเพื่อทดสอบสมรรถนะและความคงทนของชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอในขณะที่ทำงานในสภาวะจริง ถึงแม้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตจะเกิดค่าโอเวอร์ชูตขณะทำการเปลี่ยนค่าของตัวต้านทาน แต่ชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอยังคงรักษาระดับค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้ตามที่กำหนด โดยใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ซึ่งจากการทดลองด้วยโปรแกรม PSpice ทำให้สามารถใช้เป็นแนวทางในการสร้างชุดควบคุมคงทนที่ใช้กับวงจรทอนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ยได้จริง

4.2 ผลที่ได้จากการทดลองจริง

ในการสร้างวงจรจริงนั้นจำเป็นต้องทำการแยกสัญญาณส่วนกำลัง และสัญญาณส่วนควบคุมออกจากกัน เพื่อป้องกันการเสียหายของอุปกรณ์เนื่องจากอุปกรณ์ควบคุมส่วนมากเป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่มีขีดจำกัดของความทนทานทางด้านกำลังไฟฟ้าที่จำกัด ดังนั้นในการแปลงแรงดันไฟฟ้าส่วนกำลังให้เป็นแรงดันไฟฟ้าส่วนควบคุมนั้นจึงใช้หลักการวัดค่าผลต่างของแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ไฟฟ้า โดยใช้วงจรขยายผลต่าง (Difference Amplifier) ในการหาผลต่างของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมอุปกรณ์ อีกทั้งยังสามารถใช้วงจรขยายผลต่างในการตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์โดยทำการแปลงกระแสให้เป็นแรงดัน โดยใช้หลักการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าของอุปกรณ์นั้นๆ ซึ่งวงจรขยายผลต่างโดยทั่วไปมีอัตราขยายดังสมการ (4.5)

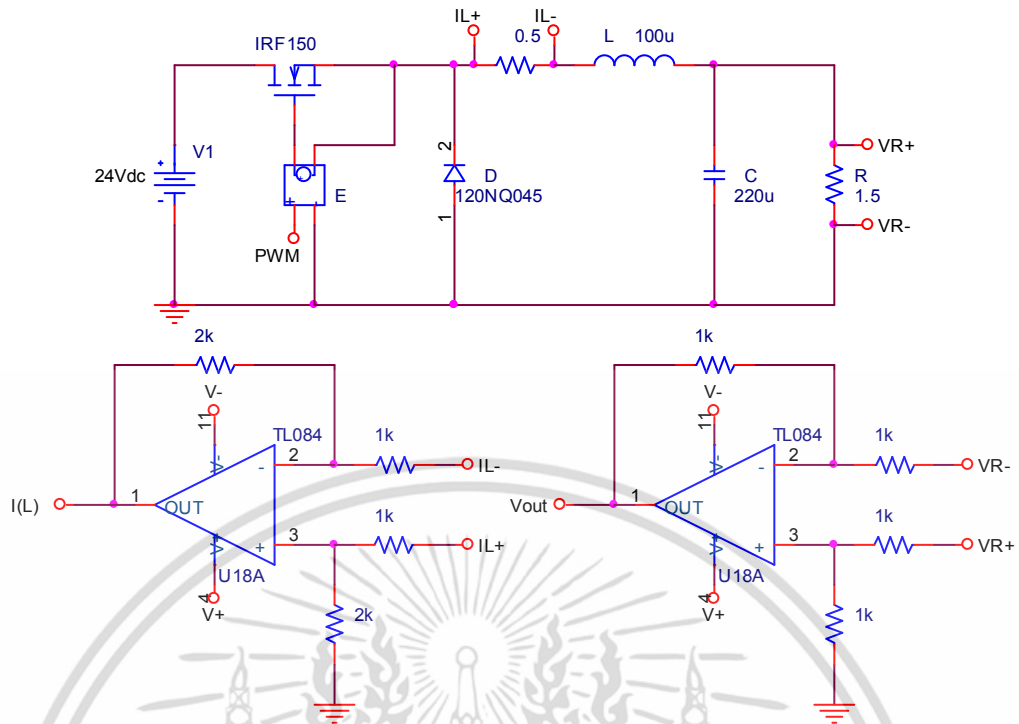
$$V_o = V_2 \frac{(R_3 + R_1)R_4}{(R_4 + R_2)R_1} - V_1 \frac{R_3}{R_1} \quad (4.5)$$

ถ้ากำหนดให้ $R_1 = R_2$ และ $R_3 = R_4$ จะได้

$$V_o = (V_2 - V_1) \frac{R_3}{R_1} \quad (4.6)$$

ดังนั้นในการตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำซึ่งกำหนดใช้ค่าตัวต้านทานตรวจจับ ($R_{sensing}$) 0.5Ω จึงต้องใช้วงจรขยายผลต่าง 2 เท่า เพื่อให้ได้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่แท้จริง

ส่วนการแปลงสัญญาณกำลังเป็นสัญญาณควบคุมนั้นใช้วงจรขยายผลต่าง 1 เท่า ดังรูปที่ 4.13 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 วงจรตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

และวงจรแปลงสัญญาณส่วนกำลังเป็นสัญญาณส่วนควบคุมที่ตกคร่อมโหลด

จากการออกแบบวงจรทอนระดับแรงดันโหมดกระแสเฉลี่ย, ตัวควบคุมคงทนแบบป้อนไปข้างหน้า, ตัวควบคุมคงทนแบบป้อนกลับ, ตัวสร้างสัญญาณ PWM เพื่อใช้ในการขับมอเตอร์, วงจรตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และวงจรแปลงสัญญาณส่วนกำลังเป็นสัญญาณส่วนควบคุม ด้วยโปรแกรม PSpice ทำให้สามารถออกแบบแผ่นลายวงจรได้ดังรูปที่ 4.14 และรูปที่ 4.15



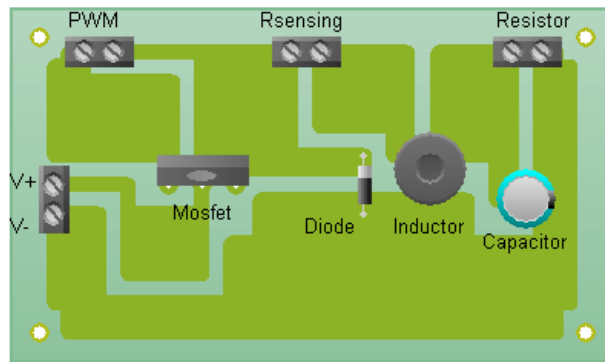
(ก)

รูปที่ 4.14 วงจรทอนระดับแรงดัน

(ก) แผ่นลายวงจรที่ออกแบบด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

(ข) ช่องต่ออุปกรณ์ที่ออกแบบด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

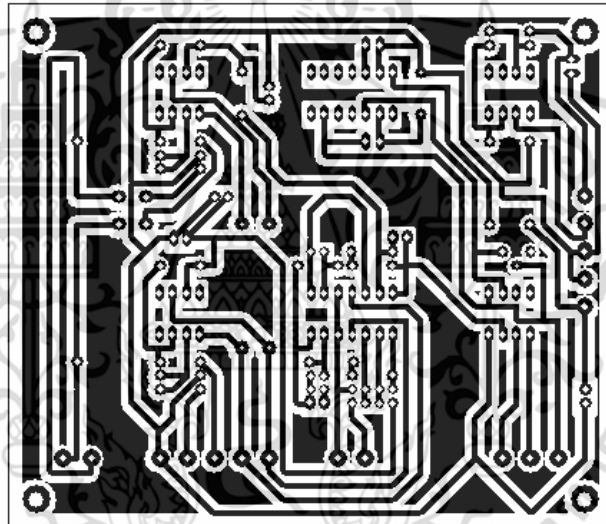
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 4.14 (ต่อ) วงจรทอนระดับแรงดัน

- (ก) แผ่นลายวงจรที่ออกแบบด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์
 (ข) ช่องต่ออุปกรณ์ที่ออกแบบด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

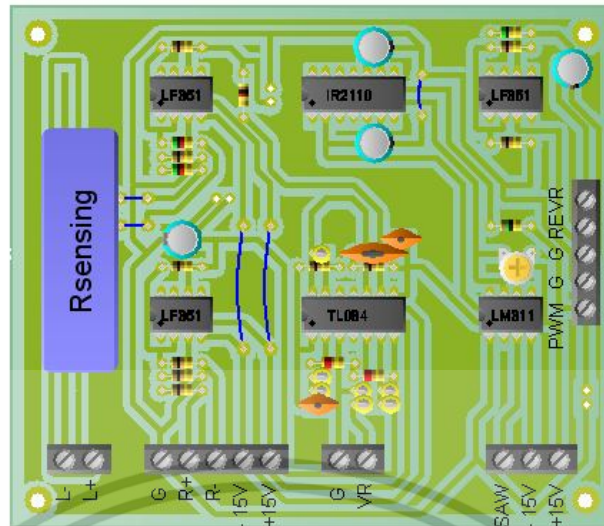


(ก)

รูปที่ 4.15 วงจรสร้างสัญญาณ PWM และชุดควบคุมที่นำเสนอ

- (ก) แผ่นลายวงจรสร้างสัญญาณ PWM และชุดควบคุมที่นำเสนอ
 (ข) ช่องต่ออุปกรณ์ที่ออกแบบด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



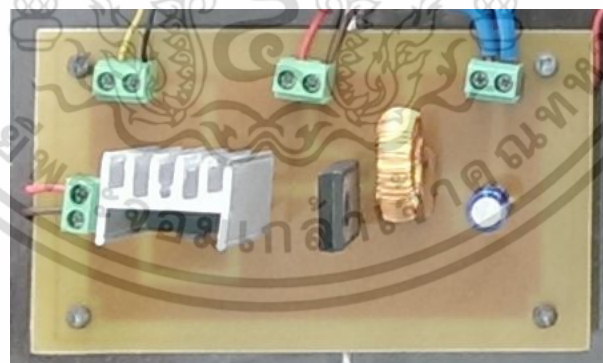
(ข)

รูปที่ 4.15 (ต่อ) วงจรสร้างสัญญาณ PWM และชุดควบคุมที่นำเสนอ

(ก) แผ่นลายวงจรสร้างสัญญาณ PWM และชุดควบคุมที่นำเสนอ

(ข) ช่องต่ออุปกรณ์ที่ออกแบบด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

เมื่อทำการออกแบบลายวงจรแล้ว สามารถทำการสร้างวงจรจริงได้ดังรูปที่ 4.16 โดยใช้อปแอมป์เบอร์ IR2110 ทำหน้าที่เป็นตัวขับมอสเฟต (FET Drive) และเนื่องจากวงจรควบคุมวงรอบกระแสโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ยนั้นมีขนาดเล็ก ทำให้สามารถออกแบบรวมไว้กับแผ่นวงจรของชุดควบคุมที่นำเสนอได้ ทำให้แผงวงจรชุดควบคุมนั้นมีขนาดเล็ก



(ก)

รูปที่ 4.16 ชุดควบคุมคทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัณฐานวงรอบสององศาอิสระเอชอินพี

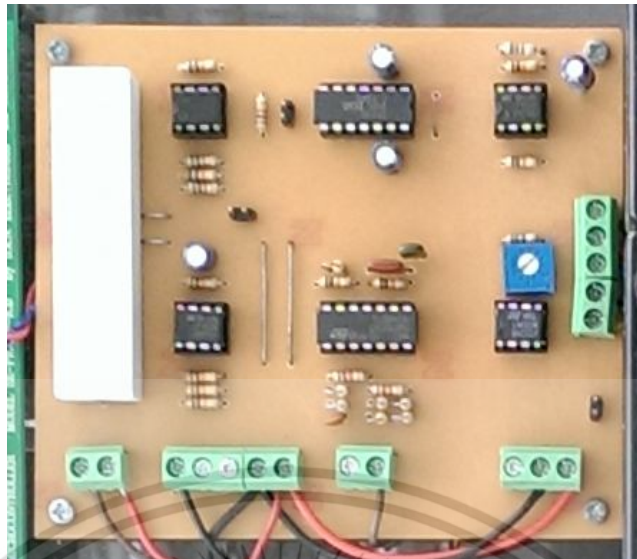
นี้ดีสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันโหมตกระแสเฉลี่ย

(ก) วงจรทอนระดับแรงดัน

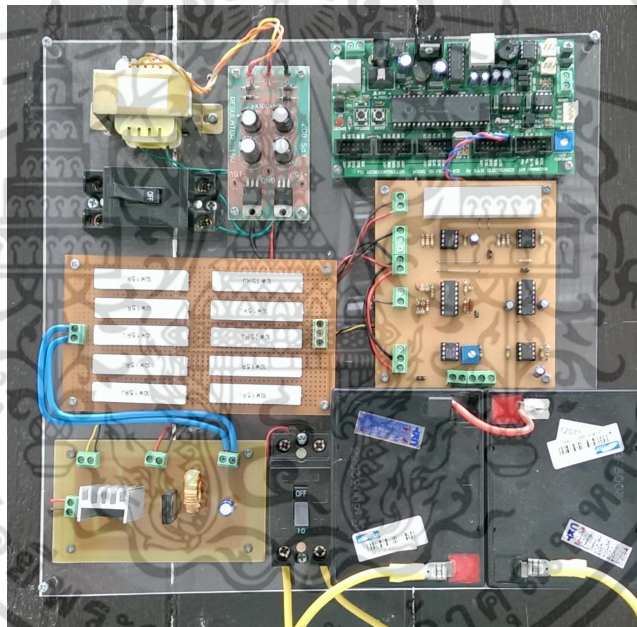
(ข) วงจรสร้างสัญญาณ PWM และชุดควบคุมที่นำเสนอ

(ค) ชุดวงจรทั้งหมดที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.16 (ต่อ) ชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้สำหรับวงจรทอนระดับแรงดันโหมดกระแสเฉลี่ย

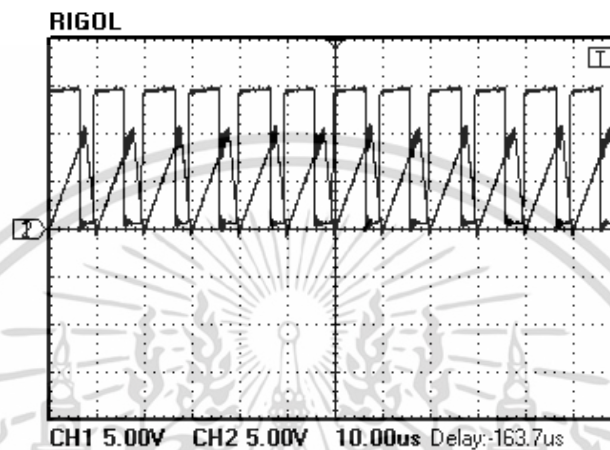
(ก) วงจรทอนระดับแรงดัน

(ข) วงจรสร้างสัญญาณ PWM และชุดควบคุมที่นำเสนอ

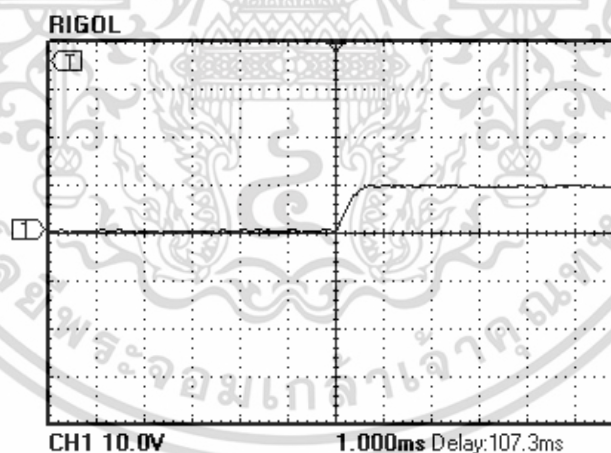
(ค) ชุดวงจรทั้งหมดที่ใช้ในการทดลอง

การทดสอบเพื่อทำการตรวจสอบผลตอบแทนแรงดันเอาต์พุตของวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยนั้น ทำได้โดยการป้อนสัญญาณชั้บบันไดเป็นสัญญาณอ้างอิง ซึ่งในการทดลองนี้ได้กำหนดให้แรงดันเอาต์พุตมีค่า 10 V ดังนั้นจึงต้องทำการสร้างสัญญาณชั้บบันไดที่มีขนาดไม่ต่ำกว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10 V และเนื่องจากออปแอมป์นั้นมีสถานะการทำงานที่ระดับแรงดัน ± 15 V ดังนั้นจึงต้องใช้วงจร
 รักษาระดับแรงดัน (Voltage Regulator Circuit) ขนาด ± 15 V โดยใช้ไอซีเบอร์ MC7815 และ
 MC7915 ซึ่งจากการทดสอบการทำงานของชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอ นั้น ทำให้ได้ลักษณะการเกิด
 สัญญาณ PWM ดังรูปที่ 4.17 และผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรทอนระดับแรงดัน
 โหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย ดังรูปที่ 4.18

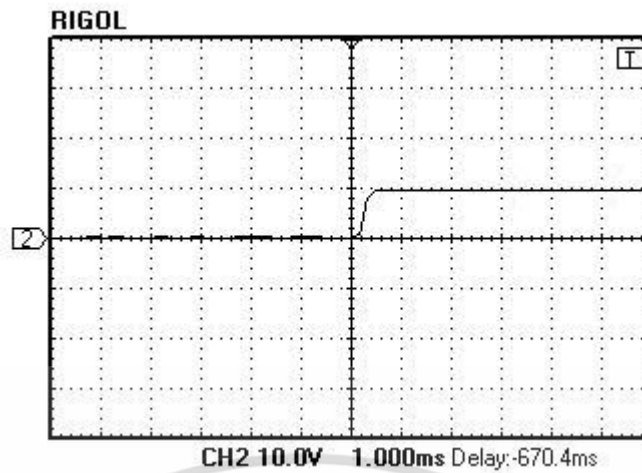


รูปที่ 4.17 ลักษณะการเกิดสัญญาณ PWM ที่ได้จากการทดลองจริง

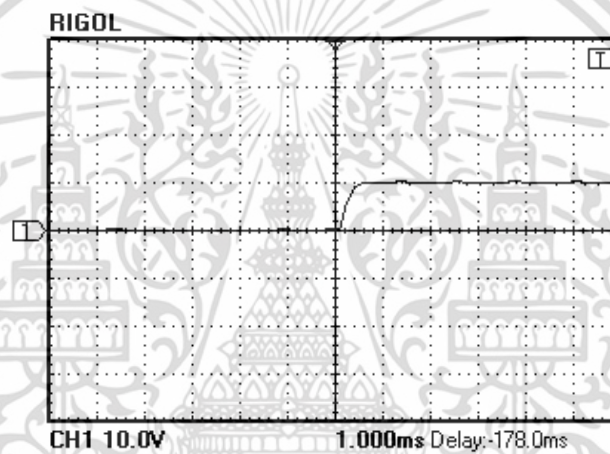


รูปที่ 4.18 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย
 ที่ได้จากการทดลองจริง

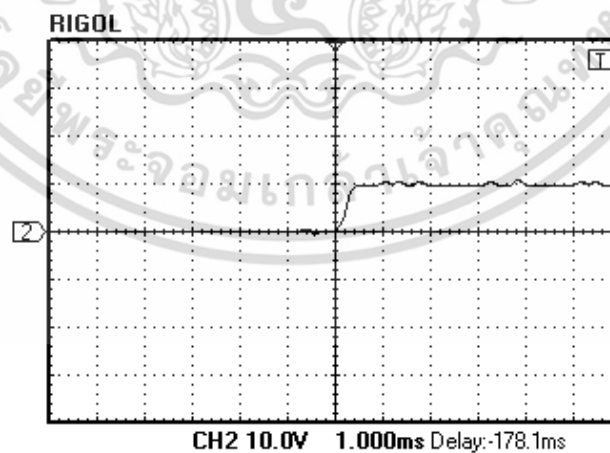
จากนั้นทำการทดสอบสมรรถนะและความคงทนของชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอ โดยทำการ
 เปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบดังบทที่ 3 ทำให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรทอนระดับแรงดัน
 โหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย ด้วยชุดควบคุมคงทนแบบกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบสอง
 องศาเอซอินฟินิตี้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม มีผลการตอบสนองดังรูปที่ 4.19 (ก)-(ง)
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



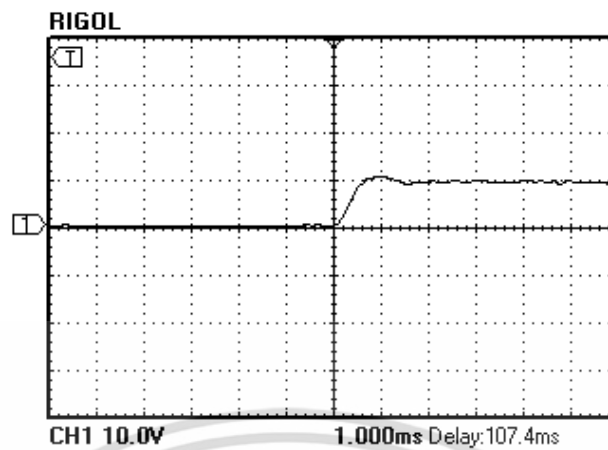
(ค)

รูปที่ 4.19 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองจริงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ

(ก) $R = 0.8 \Omega$, $C = 220\mu F$, (ข) $R = 1.5 \Omega$, $C = 100\mu F$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ค) $R = 0.8 \Omega$, $C = 100\mu F$, (ง) $R = 1 \Omega$, $C = 470\mu F$



(ง)

รูปที่ 4.19 (ต่อ) ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการทดลองจริงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลง

พารามิเตอร์ของระบบ

(ก) $R = 0.8 \Omega$, $C = 220\mu F$, (ข) $R = 1.5 \Omega$, $C = 100\mu F$

(ค) $R = 0.8 \Omega$, $C = 100\mu F$, (ง) $R = 1 \Omega$, $C = 470\mu F$

4.3 สรุปผล

จากผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยที่ได้จากการควบคุมโดยชุดควบคุมที่นำเสนอด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบวงจรจริง พบว่ามีผลการตอบสนองที่ใกล้เคียงกับการสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนที่ได้จากโปรแกรม MATLAB ดังบทที่ 3 ทำให้สามารถเลือกใช้อุปกรณ์และกำหนดพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอได้สะดวกขึ้น โดยจากการออกแบบชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอด้วยอุปกรณ์จริงนั้น พบว่าชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอมีขนาดเล็ก เหมาะแก่การนำไปใช้งานจริง มีผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตใกล้เคียงกับการจำลองการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ทั้งสอง อีกทั้งยังมีสมรรถนะและความคงทนที่ดีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบ

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาเกี่ยวกับวิธีการหาชุดควบคุมคงทนที่สามารถทำการพิจารณาระบบได้ ทั้งขอบเขตทางความถี่ และขอบเขตทางเวลาได้โดยตรง เพื่อต้องการให้ระบบมีสมรรถนะและความคงทนที่ดี สามารถทนต่อสิ่งรบกวนต่างๆ รวมทั้งทนต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบเอง อีกทั้งยังสามารถให้ผลการตอบสนองทางเวลาของระบบเป็นไปตามผู้ออกแบบต้องการ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้จำลองการทำงานของระบบเป็นวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ย โดยใช้วิธีการจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้ในการออกแบบชุดควบคุมคงทน ซึ่งจากการศึกษาพบว่าวิธีการออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบการจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้สามารถสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนที่มีประสิทธิภาพ สามารถพิจารณาระบบได้ทั้งขอบเขตทางความถี่ และขอบเขตทางเวลาได้โดยตรง แต่ชุดควบคุมคงทนที่ได้มีลำดับที่สูงมาก อีกทั้งมีโครงสร้างของชุดควบคุมคงทนที่ซับซ้อน ทำให้ไม่เหมาะแก่การนำไปใช้งานจริงได้ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอชุดควบคุมคงทนกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินฟินิตี้สำหรับวงจรทอนระดับแรงดันโหมดควบคุมกระแสเฉลี่ยด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม โดยสามารถสรุปผลการทดลองได้ดังต่อไปนี้

1. ในการออกแบบโครงสร้างของชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอขึ้นได้ทำการออกแบบชุดควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้าเป็นตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบลำดับ 1 และได้ออกแบบโครงสร้างของชุดควบคุมแบบป้อนกลับเป็นตัวควบคุมพีโอ เพื่อให้ชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอมีลำดับโครงสร้างที่ต่ำ ซึ่งมีเพียง 1 ลำดับเท่านั้น ทำให้ง่ายในการนำไปใช้งานได้จริง

2. การสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนแบบป้อนกลับเพื่อพิจารณาระบบในขอบเขตทางความถี่ โดยใช้วิธีการจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ ทำให้ระบบมีสมรรถนะและความคงทนที่ดี ทนต่อสิ่งรบกวนต่างๆ รวมทั้งทนต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบ ส่วนการสังเคราะห์ชุดควบคุมคงทนแบบป้อนไปข้างหน้าใช้วิธีการเปรียบเทียบผลการตอบสนองในขอบเขตทางเวลาโดยใช้วิธี ISE ทำให้ผลการตอบสนองของระบบเป็นไปตามที่ได้กำหนดไว้ ทำให้ชุดควบคุมคงทนที่นำเสนอสามารถพิจารณาระบบได้ทั้งขอบเขตทางความถี่ และขอบเขตทางเวลา

3. การพิจารณาระบบในขอบเขตทางความถี่ ได้กำหนดค่าฟังก์ชันฟิตเนตของขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมเป็นส่วนเพื่อเสถียรภาพของระบบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ชุดควบคุมแบบป้อนกลับ ทำให้ชุดควบคุมแบบป้อนกลับมีความเหมาะสมที่สุดสำหรับระบบที่ได้ทำการออกแบบ เพราะทำให้ระบบค่าความเสถียรภาพที่สูงที่สุด และจากการกำหนดค่าฟังก์ชันฟิตเนตของขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมเป็นค่าต่ำสุดของการสังเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้าเพื่อพิจารณาระบบใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เมื่ออยู่ใต้เห็นใบเซอร์ไอเซนดเนชันการวิจัย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขอบเขตทางเวลาด้วยวิธีการ ISE ทำให้ระบบมีผลการตอบสนองทางเวลามีความใกล้เคียงกับแบบจำลองทางเวลาที่ได้กำหนด

4. ผลจากการเปรียบเทียบชุดควบคุมคณแบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินพี นีตี้, ชุดควบคุมคณแบบลดรูป (5th order) และชุดควบคุมคณที่นำเสนอ พบว่าชุดควบคุมคณ ทั้งสามมีสมรรถนะและความคณที่ใกล้เคียงกัน มีผลการตอบสนองทางเวลาทีใกล้เคียงกัน แต่ชุดควบคุมคณที่นำเสนอมีลักษณะโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน และลำดับที่ต่ำกว่าชุดควบคุมคณทั้งสองมาก ทำให้ง่ายในการนำไปใช้งานจริง

5. ผลจากการเปรียบเทียบชุดควบคุมคณแบบลดรูป (1st order) กับชุดควบคุมคณที่นำเสนอ พบว่าชุดควบคุมคณที่นำเสนอมีสมรรถนะและความคณที่ดีกว่าชุดควบคุมคณแบบลดรูป (1st order) และมีผลการตอบสนองทางเวลาที่ดีกว่ามาก

6. จากการออกแบบวงจรถจริงพบว่าชุดควบคุมคณที่นำเสนอสามารถนำมาใช้กับวงจรถนระดับแรงดันโหมตควบคุมกระแสเฉลี่ยได้จริง โดยมีผลการตอบสนองทางเวลาทีใกล้เคียงกับการจำลองระบบด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ อีกทั้งยังทนกับสิ่งรบกวนต่างๆ และการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบได้จริง

5.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัย

การประยุกต์ใช้วิธีการออกแบบชุดควบคุมคณกำหนดโครงสร้างได้แบบจัดสัญญาณวงรอบสององศาอิสระเอชอินพี นีตี้ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ จะต้องมีการคำนึงถึงการออกแบบชุดควบคุม โดยสามารถสรุปได้ดังนี้

1. ในการกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมคณนั้น ผู้ออกแบบจะต้องทราบถึงลักษณะคุณสมบัติของชุดควบคุมว่ามีความเหมาะสมกับระบบหรือไม่
2. ผู้ออกแบบต้องกำหนดค่าพารามิเตอร์ของขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมให้เหมาะสม โดยผู้ออกแบบต้องคำนึงถึงขอบเขตและจำนวนประชากรในแต่ละรุ่น ความน่าจะเป็นในการกลายพันธุ และการข้ามสายพันธุของโครโมโซม เพื่อให้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมสามารถสังเคราะห์ชุดควบคุมคณที่มีสมรรถนะและความคณที่เหมาะสมที่สุดของระบบ ซึ่งถ้าผู้ออกแบบกำหนดค่าพารามิเตอร์ไม่เหมาะสมอาจทำให้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมไม่สามารถสังเคราะห์ชุดควบคุมคณได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Bae-Sung Kim, Hee-Jun Kim, Chunfeng Jin and Dong-Young Huh “**DC-DC converters for electric vehicle applications**”, *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference*, pp. 1-5, 2011.
- [2] Hua Bai and Mi C., “**The impact of bidirectional DC-DC converter on the inverter operation and battery current in hybrid electric vehicles**”, *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference*, pp.1013-1015, 2011.
- [3] Wei Q., Honnyong C., Fang Z. P. and Tolbert L.M., “**55-kW Variable 3X DC-DC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicles**”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 27, pp. 1668-1678, 2012.
- [4] Tingna S., Yuntao G., Peng S. and Changliang X., “**A New Approach of Minimizing Commutation Torque Ripple for Brushless DC Motor Based on DC-DC Converter**”, *IEEE transactions on industrial electronics*, Vol. 57, No. 10, pp. 3483-3490, 2010.
- [5] M. Maruganandam and M. Madheswaran, “**Performance Analysis of Fuzzy Logic Controller Based DC-DC Converter fed DC Series Motor**”, *Control and Decision Conference (CCDC)*, pp. 1635-1640, 2009.
- [6] Chattopadhyay S. and Das S., “**A Digital Current-Mode-Control Technique for DC-DC Converters**”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, pp. 1718-1726, 2006.
- [7] Cho B.H., Bea H.S. and Lee J.H., “**Review of current mode control schemes and introduction of a new digital current mode control method for the parallel module DC-DC converters**”, *Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC 2009, IEEE 6th International*, pp. 202-210, 2009.
- [8] Dake He and Nelms R.M., “**Current-Mode Control of a DC-DC Converter Using a Microcontroller: Implementation Issues**”, *Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2004*, Vol. 2, pp. 538-543, 2004.
- [9] Zaohong Y. and Sen P.C., “**DC-to-DC buck converter with novel current mode control**”, *Power Electronics Specialists Conference, PESC 1999, 30th Annual IEEE*, Vol. 2, pp. 1158-1164, 1999.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการวิจัยและพัฒนาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [10] Man P.C. and Mok P.K.T., “Design and Implementation of Fully Integrated Digitally Controlled Current-Mode Buck Converter”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, Vol. 58, pp. 1980-1991, 2011.
- [11] Jian Sun and Richard M. Bass, “Modeling and Practical Design Issues for Average Current Control”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1999, Vol. 2, Mar 1999.
- [12] W. Tang, F.C. Lee, and R.B. Ridley, “Small-signal modeling of average current-mode control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8, No. 2, pp. 112-119, 1993.
- [13] Young S.J., Jun Y.L. and Myung J.Y., “A new small signal modeling of average current mode control”, *Power Electronics Specialists Conference, PESC 1998, 29th Annual IEEE*, Vol. 2, pp. 1118-1124, 1998.
- [14] Kancharla S. and Tripathi R.K., “Nonlinear Average Current Mode Control for a DC-DC Buck Converter”, *International Conference on Sustainable Energy Technologies ICSET 2008*, pp. 831-836, 2008.
- [15] Lim Z. Z., “A Practical Implementation of APMC Buck Converter Base on UC3825”, Faculty of Electrical Engineering, Universiti Teknologi Malaysia, 2010.
- [16] S. Skogestad and I. Postlethwaite, “Multivariable Feedback Control Analysis and Design”, John Wiley & Sons, Second Edition, 2005.
- [17] S.J. Ho, S. Y. 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 IGA”, *IEEE Transactions on Control Systems*, Vol. 13, No. 6, pp. 1119-1124, 2005.
- [18] B.S. Chen, Y.M. Cheng and C.H. Lee, “A Genetic Approach to Mixed H_2/H_∞ Optimal PID Control”, *IEEE Transactions on Control Systems*, Vol. 13, No. 6, pp. 51-60, 1995.
- [19] McFarlane D. and Glover K., “A Loop Shaping Design Procedure Using H_∞ Synthesis”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 37, pp. 759-769, 1992.
- [20] McFarlane D., Glover K. and Noton M., “Robust Stabilization of a Flexible Space Platform: an H_∞ Coprime Factor Approach”, *International Conference on Control*, pp. 677-682, 1988.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [21] Ioannidis G.C., Manias S.N., “ H_∞ Loop Shaping Control Schemes for the Buck Converter and Their Evaluation Using μ -Analysis”, *Proceedings of IEEE on Electric Power Applications*, Vol. 146, pp. 237-246, 1999.
- [22] Hernandez W., de Vicente J. and Sergiyenko O., “ H_∞ Loop Shaping Control of a Buck-Boost Converter”, *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1319-1323, 2010.
- [23] S. Kaitwanidvilai and M. Parnichkun, “Genetic algorithm based fixed-structure robust H_∞ loop shaping control of a pneumatic servo system”, *International Journal of Robotics and Mechatronics*, Vol. 16, No. 4, 2004.
- [24] S. Kaitwanidvilai, P. Olanthichachat and Manukid Parnichkun., “Fixed Structure Robust Loop Shaping Controller for a Buck-Boost Converter using Genetic Algorithm”, *IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, pp. 1944-1949, 2009.
- [25] S. Kaitwanidvilai and P. Srithongchai, “Robust Fixed-Structure Cascade Controller for a Quadratic Boost Converter”, *IMECS 2010*, March 17-19, 2010.
- [26] Hoyle, D.J., Hyde, R.A. and Limebeer, D.J.N., “An H_∞ approach to two degree of freedom design”, *Proceedings of the 30th IEEE Conference on Decision and Control*, Vol. 2, 1581-1585, 1991.
- [27] R. Miklosovic and Z. Gao., “A robust two-degree-of-freedom control design technique and its practical application”, *Industrial Application Society World*, 2004.
- [28] Alcantara S., Pedret C. and Vilanova R., “A Model Reference Base 2_DOF Robust Observer-Controller Design Methodology”, *New Approaches in Automation and Robotics*, pp. 392, 2008.
- [29] C. Houck, J. Joines, and M. Kay, “A Genetic Algorithm for Function Optimization: A MATLAB Implementation”, by *NCSU-IE TR 95-09*, 1995.
- [30] Darrell Whitley, “A Genetic Algorithm Tutorial”, Computer Science Department, Colorado State University. 1994.

- [31] Ned Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins, “**Power Electronics Converter Applications and Design**”, John Wiley & Sons, Inc, 2nd edition. 1995.
- [32] รศ. ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน , “**อิเล็กทรอนิกส์กำลัง**”, หจก. วี.เจ. พรินตติ้ง, พิมพ์ครั้งที่ 2, กรุงเทพฯ, 2547.
- [33] ดร. กฤษ เฉยไสย, “**Power Electronics**”, ภาควิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น, 2547.
- [34] รศ.สุมาลี อุณหวิชัย, “**ระบบควบคุม**”, ว.พีซرسกุล บจก., 2545.
- [35] Norman S. Nise, “**Control Systems Engineering**”, John Wiley & Sons, Inc., 4th edition, 2004.
- [36] รศ.ดร. มนตรี ศิริปรัชญานันท์, “**การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Circuit Design)**”, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.
- [37] J.P. Thrower, S. Kiefer, K. Kelmer and L. Silverberg, “**Basic Experiments in PID Control for Non-electrical Engineers**”, May 1998.
- [38] Saaki I., Babu P.C., Rao X.K. and Prasad D.S., “**Integral Square Error Minimization Technique for Linear Multi Input and Multi Output System**”, *Power and Energy System ICPS*, pp. 1-5, 2011.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

Nuttapon Phurahong, Somyot Kaitwanidvilai and Atthapol Ngaopitakkul, “Fixed Structure Robust 2DOF H-infinity Loop Shaping Control for AC/DC Buck Converter using Genetic Algorithm”, International Multi Conference of Engineers and Computer Scientists 2012 Vol. 2 (IMECS 2012), Hong Kong, March 14-16, 2012



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Lecture Notes in Engineering and Computer Science

IMECS 2012

International MultiConference of
**Engineers and Computer
 Scientists 2012**

Volume II

**Hong Kong
 14-16 March, 2012**

**S. L. Ao
 Oscar Castillo
 Craig Douglas
 David Dagon Feng
 Jeong-A Lee (Eds.)**

IA ENG

International Association of Engineers

ISBN: 978-988-19251-9-9

ISSN: 2078-0958

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fixed Structure Robust 2DOF H-infinity Loop Shaping Control for APMC Buck Converter using Genetic Algorithm

Nuttapon Phurahong, Somyot Kaitwanidvilai and Athapol Ngaopitakkul

Abstract—This paper proposes a new technique for designing a robust controller for an APMC (Average Current Mode Control) buck converter. The proposed technique is based on the concept of 2DOF H_∞ loop shaping control (2DOF HLS) which can be adopted to find the robust controller. However, the structure of this controller is normally complicated with high order because the order of the designed controller depends on the order of the plant and weighting function. This makes the difficulty in the implementation. The proposed technique can overcome this problem by using genetic algorithm (GA) to solve the structure specified 2DOF H-infinity loop shaping control. Simulation results in the APMC buck converter verify the effectiveness of the proposed controller.

Index Terms— 2DOF H_∞ loop shaping control, genetic algorithm, APMC buck converter

I. INTRODUCTION

Step-down DC to DC converter (buck converter) is a power electronic circuit which produces a lower output voltage than input voltage. This converter is an important circuit in several portable electronic devices, and it can be used in many industrial applications, such as computer hardware, dc-motor drives, telecommunication equipment, etc. The controller of this converter is usually designed by an analog circuit which is simple and cheap. In addition, analog circuit is suitable for the circuit with high switching frequency which is normally adopted in DC to DC converter. Designing of a high performance DC to DC converter controller requires the technique which can incorporate both robustness and performance in the controller design. In the previous research works, many techniques can fulfill the above mentioned requirement, e.g. H_2/H_∞ mixed sensitivity, H_∞ loop shaping control, 2DOF H_∞ loop shaping control [1-3], etc. In these techniques, the designing of weighting function and controller is based on the concept of optimal control theory. This paper focuses on the design of 2DOF H_∞ loop shaping controller which is a powerful technique to design a robust controller. In this technique, time-domain specification can be incorporated in the design by specifying a proper model reference, while the

frequency domain specification can be incorporated via the design of weighting function.

The controller designed by H_∞ loop shaping control can make the system robust; however, the structure of the resulting controller has high order which is not suitable for practical work. Especially, the robust controller with high order is not feasible for the analog circuit design. To overcome this problem, fixed structure robust loop shaping control is proposed to design the structure specified robust controller; this technique gains more attention because the structure of controller is simple with low order, and it still retains both the robustness and performance. However, time domain specification cannot be directly specified in the design. To enhance the ability of the robust loop shaping control, this paper proposes a new technique which adopts the genetic algorithm [6-7] for synthesizing the optimal parameters of the 2DOF robust controller. Based on the concept of 2DOF control, time and frequency domain specifications can be incorporated in the proposed design. Filter and PID controller are adopted as the specified structure in this paper.

The remainder of this paper is as follows. Section 2 presents the model of APMC buck converter. Section 3 presents the details of conventional 2DOF H_∞ loop shaping control and the proposed technique. Simulation results are illustrated in Section 4. Finally, Section 5 concludes the paper.

II. CONVERTER MODEL

Current mode control (CMC) is extensively used for controlling the DC to DC converter. In this technique, there are two control loops which are inner current loop and outer voltage loop. The current loop is adopted for controlling the inductor current; the reference command of this loop is obtained from the output of the outer voltage loop. The voltage loop is adopted for controlling the output voltage. The main principle of the control with two feedback loops is that when the output voltage is lower than the command, the converter will increase the inductor current to regulate the output voltage. There are two types of current mode control those are Peak Current Mode Control (PCMC) and Average Current Mode Control (ACMC). The circuit of PCMC is very simple; however, the main disadvantage of this control is poor noise immunity. The ACMC can overcome this problem. The dynamic model of ACMC buck converter can be written as (1) which is the transfer function from the current reference (I_c) to the output voltage (V_o) [4-5]. The typical circuit of ACMC buck converter is shown in Fig. 1.

Manuscript received October 15, 2011. This work was funded by DSTAR, KMITL and NECTEC, NSTDA.

The authors are with the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

They are also with the Center of Excellence for Innovative Energy Systems, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520. e-mail : dsomyotk@gmail.com

ISBN: 978-988-192511-9-0

ISSN: 2078-0958 (Print); ISSN: 2078-0966 (Online)

IMECS 2012

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

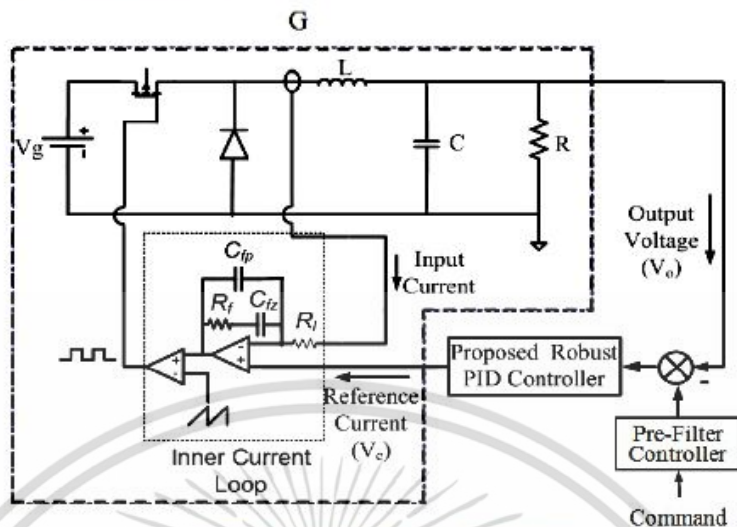


Fig. 1 Typical circuit of AC/DC buck converter

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{K_m(1+r_cCs)[G_{CA}+1]G_d(s)}{1+T_c(s)} \quad (1)$$

Where

$$K_m = \frac{I}{V_m} \quad (2)$$

$$G_d(s) = \frac{V_z}{R+Ls+RLCs^2} \quad (3)$$

$$T_c(s) = \frac{R_f K_m V_z [1+RCs][1+G_{CA}]}{R+Ls+RLCs^2} \quad (4)$$

$$G_{CA} = \frac{K_c(1+\frac{s}{\omega_z})}{s(1+\frac{s}{\omega_p})} \quad (5)$$

$$K_C = \frac{1}{R_f(C_{fp}+C_{fz})} \quad (6)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_f C_{fz}} \quad (7)$$

$$\omega_p = \frac{C_{fz} + C_{fp}}{R_f C_{fz} C_{fp}} \quad (8)$$

III. 2DOF H_∞ LOOP SHAPING CONTROL AND PROPOSED TECHNIQUE

A. 2DOF H_∞ Loop Shaping Control

2DOF H_∞ loop shaping control is a robust control technique which the time domain specification can be incorporated in the design. The controllers designed by this approach are feed-forward pre-filter and feed-back controllers. The feed-forward pre-filter controller (K_1) is adopted to control the time domain response of the closed loop system, and the feed-back controller is designed for

achieving the desired robust stability and the disturbance rejection requirement. In this technique, only a pre-compensator weight function (W_1) and a reference model (T_{ref}) are needed to be specified; the shaped plant (G_s) is formulated as the normalized co-prime factors, which separate the plant G_s into the normalized nominator and denominator factors (N_s and M_s respectively). Fig. 2 shows the uncertainty model of the perturbed plant and robust controllers adopted in this approach.

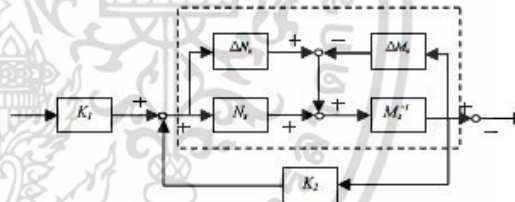


Fig. 2 Co-prime factor robust stabilization problem.

Both the feed-forward pre-filter and feedback controllers (K_1 and K_2) are synthesized by solving the control design problem as shown in Fig. 3.

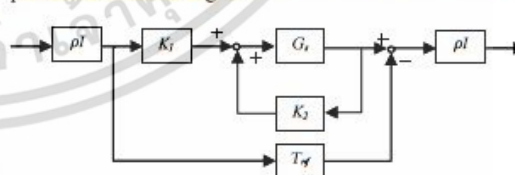


Fig. 3 2DOF H_∞ loop-shaping design problem

Where T_{ref} is the reference model. ρ is a scalar value specified by the designer to assign the degree of significance of the time domain specification.

The shaped plant (G_s) can be written as:

$$G_s = GW_1 = M_s^{-1}N_s \quad (9)$$

Then, the perturbed plant is written as:

$$G_\Delta = (N_s + \Delta_{N_s})(M_s + \Delta_{M_s})^{-1} \quad (10)$$

G_Δ is the shaped plant with uncertainty. Δ_{N_s} is the uncertainty transfer function in the nominator factor and Δ_{M_s} is the uncertainty transfer functions in the denominator factor.

$$\|\Delta_{N_s}, \Delta_{M_s}\|_\infty \leq \varepsilon \quad (11)$$

Where ε is the uncertainty boundary called stability margin.

Following steps are the procedure to design the 2DOF H_∞ loop shaping controller.

Step1. Specify the pre-compensator weighting function (W_1) for achieving the desired open loop shape.

Step2. Specify T_{ref} which is the desired closed loop transfer function for time domain specifications and select ρ which is a scalar value between 0 and 1. If the designer selects $\rho = 0$, the 2DOF H_∞ loop shaping control becomes the 1DOF H_∞ loop shaping control.

Step3. Find the optimal stability margin (ε_{opt}) by solving the following equation.

$$\gamma_{opt} = \varepsilon_{opt}^{-1} = \left\| \begin{bmatrix} \rho(I - K_{2w}G_s)^{-1}K_{1w} & K_2(I - G_sK_{2w})^{-1}M_s^{-1} \\ \rho(I - G_sK_{2w})^{-1}G_sK_{1w} & (I - G_sK_{2w})^{-1}M_s^{-1} \\ \rho^2[(I - G_sK_{2w})^{-1}G_sK_{1w} - T_{ref}] & \rho(I - G_sK_{2w})^{-1}M_s^{-1} \end{bmatrix} \right\|_\infty \quad (12)$$

The robust stability of the system is measured by the resulting of ε_{opt} . If the $\varepsilon_{opt} < 0.25$ ($\gamma_{opt} > 4$), then go to step 1 to select the new weight function.

Step4. Select the stability margin and then synthesize the controllers (K_{1w} , K_{2w}) that satisfy:

$$\|T_{sw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} \rho(I - K_{2w}G_s)^{-1}K_{1w} & K_2(I - G_sK_{2w})^{-1}M_s^{-1} \\ \rho(I - G_sK_{2w})^{-1}G_sK_{1w} & (I - G_sK_{2w})^{-1}M_s^{-1} \\ \rho^2[(I - G_sK_{2w})^{-1}G_sK_{1w} - T_{ref}] & \rho(I - G_sK_{2w})^{-1}M_s^{-1} \end{bmatrix} \right\|_\infty \quad (13)$$

The (1,1) and (2,1) help to limit actuator usage, (1,1) and (1,2) are associated with robust stability optimization, (3,1) is used to model matching and (3,2) is linked to the performance of the loop.

Step5. W_1 is designed as the scalar value which is given by

$$W_1 = [W_o (I - G_s(0)K_2(0))^{-1}G_s(0)K_1(0)]^{-1}T_{ref}(0) \quad (14)$$

Where

$$W_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Step6. Final feed-forward pre-filter and feed-back controllers (K_1 and K_2) can be determined by the following equations.

$$K_1 = W_1 K_{1w} W_i \quad (15)$$

$$K_2 = W_1 K_{2w} \quad (16)$$

B. Genetic Algorithm Based Fixed Structure 2DOF H_∞ Loop Shaping Control

The robust controller synthesized by the conventional 2DOF H_∞ loop shaping control is normally complicated with high order. The fixed structure robust controller can solve this problem; thus, this paper proposes the genetic algorithm based fixed structure 2DOF H_∞ loop shaping to solve this problem. This technique can achieve the robustness and performance even the structure specified controller.

Assume that the predefined structures of feed-forward pre-filter $K_1(p_1)$ and feedback controller $K_2(p_2)$ have the satisfied parameters p_1 and p_2 , respectively. Parameter of p_1 is synthesized by the proposed method and parameter of p_2 is synthesized by minimize the infinity norm of T_{sw} by using the 1DOF H_∞ loop shaping control method. From (17), $K_2(p_2)$ can be written as:

$$K_2(p_2) = W_1 K_{2w} \quad (17)$$

Then,

$$K_{2w} = W_1^{-1} K_2(p_2) \quad (18)$$

By substituting (18) into the infinity norm by using the 1DOF H_∞ loop shaping control, the infinity norm of the transfer function from disturbances to states which is attempted to be minimized can be written as:

$$\|T_{sw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_{2w} \end{bmatrix} (I + G_s K_{2w})^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \leq \varepsilon^{-1} \quad (19)$$

Then, synthesize $K_1(p_1)$ compare T_{ref} by Evaluate minimize integral of square error (ISE).

In this paper, we adopt the GA for evaluating the optimal solution in any optimization problem. The details of GA can be found in [8]. The proposed method is summarized as follows:

Step1. Shape the singular values of the nominal plant G by W_1 . Then evaluate the ε_{opt} . If ε_{opt} is not satisfied ($\varepsilon_{opt} < 0.25$) go to step 1 to redesign the weighting function W_1 .

Step2. Design structure of $K_2(p_2)$, as show in (20).

$$K_2(p_2) = Kp + \frac{Ki}{s} + \frac{Kd}{Tds + 1} \quad (20)$$

Step3. Specify the GA parameters such as population size, crossover and mutation probabilities, maximum generation [8], etc for synthesize the maximize stability margin (ε_{opt}) by using the 1DOF H_∞ loop shaping control method.

Step4. Evaluate the fitness function (J_{cost})⁴ of each chromosome. Select the chromosome with minimum cost function (maximum ε) as the solution of the current generation. For the first generation, set $Gen=1$.

Step5. Increase the *Gen* for a step.

Step6. While the current generation is less than the maximum generation, create a new population using GA operators and then go to step 4. If the current generation is the maximum generation, stop.

Step7. Check the performance. If the performance is unsatisfactory, go to step 2 to change structure of controller.

Step8. Design structure of $K_1(p_i)$, as show in (21), and

specify the reference model, T_{ref} .

$$K_1(p_i) = \frac{1}{K_i s + 1} \quad (21)$$

Step9. Specify the GA parameters for synthesize $K_1(p_i)$ compare T_{ref} by evaluate minimize integral of square error value (ISE).

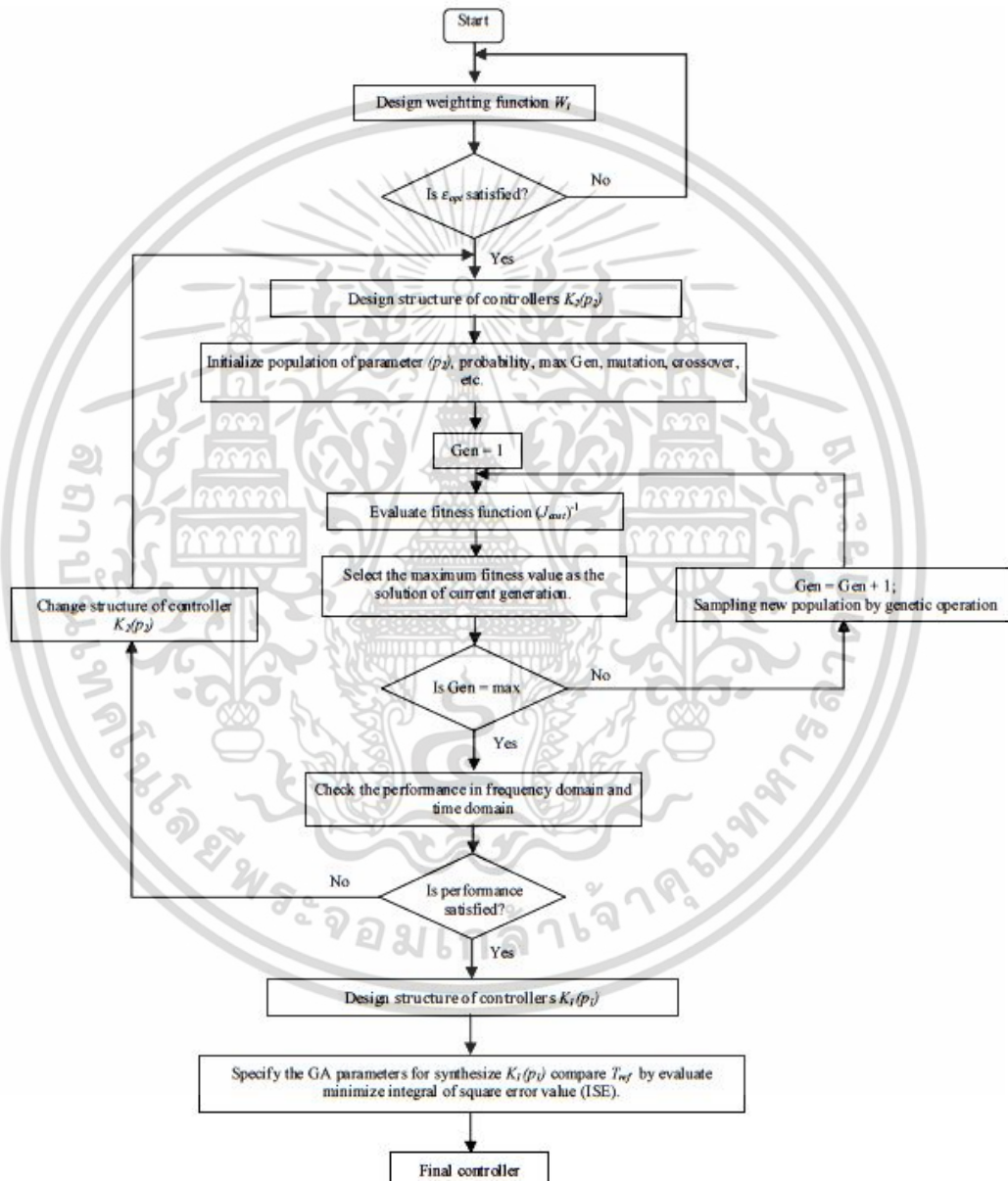


Fig. 4 Flowchart of the proposed design procedure.

IV. SIMULATION RESULTS

In our study, the APMC buck converter parameters are given as follows: $R_L = 1.5\Omega$, $V_o = 10V$, $V_i = 24V$, $L = 100\mu H$, $C = 220\mu F$ and $f_{sw} = 100kHz$. The current loop controller is designed by using the technique in [4]. Based on (1) and, the transfer function of plant in the voltage loop can be written as (22). In this paper, both the 2DOF H_∞ loop shaping control and our proposed technique are applied to design the APMC buck converter controller.

$$G = \frac{3.168 \times 10^{-17} s^5 + 1.804 \times 10^{-11} s^4 + 9.234 \times 10^{-7} s^3 + 0.0059 s^2 + 46.98 s + 1.132 \times 10^7}{4.356 \times 10^{-25} s^7 + 5.143 \times 10^{-20} s^6 + 4.388 \times 10^{-15} s^5 + 1.725 \times 10^{-10} s^4 + 1.563 \times 10^{-6} s^3 + 0.0111 s^2 + 44.41 s + 5.659 \times 10^7} \quad (22)$$

First, we designed the pre-compensator weight function by considering the desired loop shaping. In this case, W_1 is selected as (23). Then, we specified the reference model, T_{ref} as (24). The parameter ρ is set as 0.7.

$$W_1 = \frac{1.5s + 9500}{s + 0.001} \quad (23)$$

$$T_{ref} = \frac{1}{1 + 0.25 \times 10^{-3} s} \quad (24)$$

Thus, the shaped plant can be written as:

$$G_s = W_1 G = \frac{1.5s + 9500}{s + 0.001} \frac{3.168 \times 10^{-17} s^5 + 1.804 \times 10^{-11} s^4 + 9.234 \times 10^{-7} s^3 + 0.0059 s^2 + 46.98 s + 1.132 \times 10^7}{4.356 \times 10^{-25} s^7 + 5.143 \times 10^{-20} s^6 + 4.388 \times 10^{-15} s^5 + 1.725 \times 10^{-10} s^4 + 1.563 \times 10^{-6} s^3 + 0.0111 s^2 + 44.41 s + 5.659 \times 10^7} \quad (25)$$

The feed-forward pre-filter, feedback controllers and W_1 are synthesized by applying the 2DOF H_∞ loop shaping method. The resulting controllers are shown in (26) and (27). In this case, W_1 is found to be at 3.8479 and the stability margin (ϵ) is found to be at 0.5568 ($\gamma_{opt} = 1.7960$). Both controllers have 9th orders. The structures of feed-forward pre-filter and feedback controllers are complicated with high order; thus, it is difficult to implement them on the APMC buck converter.

$$K_1(p_1) = W_1 K_{1,oo} W_i \quad (9^{th} \text{ order}) \quad (26)$$

And

$$K_2(p_2) = W_1 K_{2,oo} \quad (9^{th} \text{ order}) \quad (27)$$

Next, our proposed technique was adopted to design the robust controller. 1st order filter and PID controller are adopted as the pre-specified structure of the controller in the proposed design. When running the GA for 50 generations, the optimal controllers, K_1 and K_2 , are obtained as (28) and (29). The stability margin (ϵ) obtained is 0.5834 ($\gamma_{opt} = 1.7141$)

$$K_1(p_1) = \frac{1}{1.64 \times 10^{-4} s + 1} \quad (28)$$

$$K_2(p_2) = 1.1894 + \frac{6.93 \times 10^3}{s} + \frac{1.5277}{6.0522 s + 1} \quad (29)$$

Fig. 5 shows the convergence curve of the solution. As seen in this figure, the optimal stability margin obtained is 0.5834 which is less than the conventional full order 2DOF HLS; however, the orders of the proposed controllers are only 1th order and 2nd order. The step responses from the proposed controllers and the conventional 2DOF H_∞ loop shaping controllers are shown in Fig. 6. As seen in this figure, the response of the proposed controller is almost the same as the response from the full order controller.

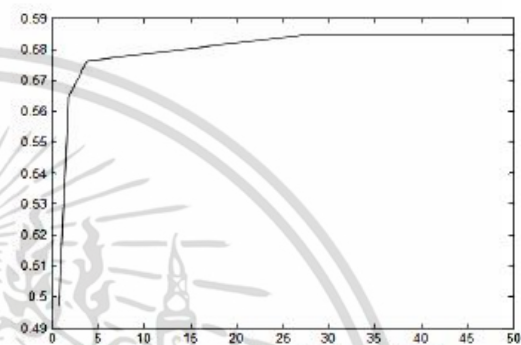


Fig. 5 ϵ versus generations in GA optimization.

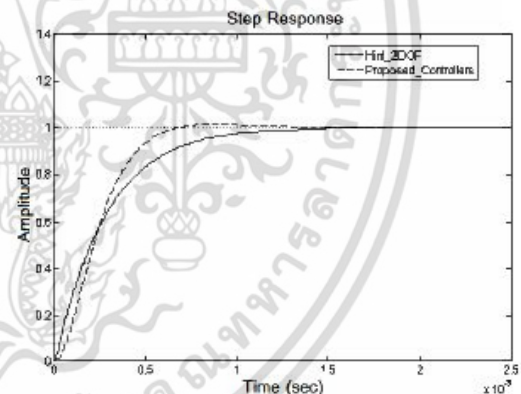


Fig. 6 Step responses of each controller

Table I shows the main performance indexes obtained from the proposed technique and the 2DOF H_∞ loop shaping control technique.

Table I Comparison results of each controller

	Step responses results			
	Rise Time (ms)	Settling time (ms)	Over shoot (%)	Stability margin (ϵ)
H_inf_2DOF	0.596	1.07	0.05	0.5568
Proposed_Controllers	0.376	0.59	1.25	0.5834

V. CONCLUSIONS

In this paper, the proposed technique, the fixed structure robust 2DOF controller using Genetic Algorithm method, can be designed for the ACMC buck converter. This technique can overcome the problem of high order of the conventional 2DOF H_∞ loop shaping method. Time domain responses concern the effectiveness of the proposed controller in terms of fast settling time, low maximum overshoot and no steady-state error. As seen in the simulation results, the proposed technique can be applied to design the robust 2DOF controllers for the ACMC buck converter.

ACKNOWLEDGMENT

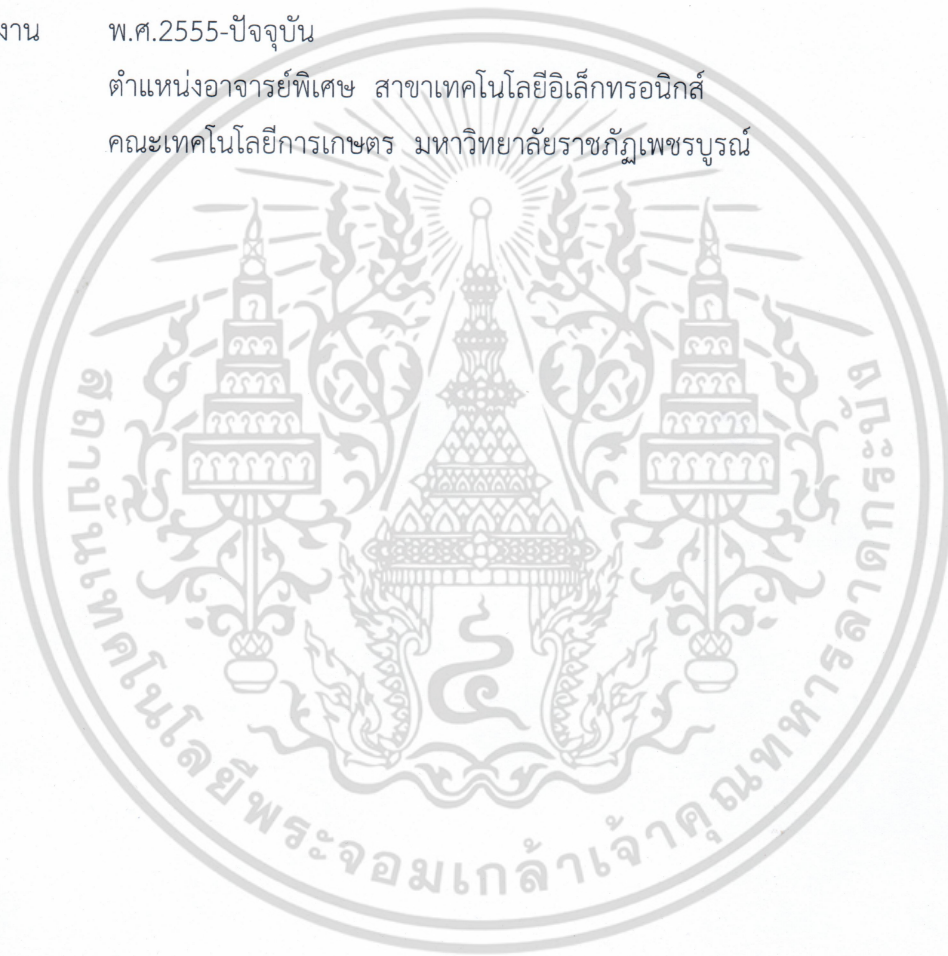
This work was supported by the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Research Fund. This work was also supported by DSTAR, KMITL and NECTEC, NSTDA.

REFERENCES

- [1] Hoyle, D.J., Hyde, R.A. and Limebeer, D.J.N., "An H_∞ approach to two degree of freedom design", Proceedings of the 30th IEEE Conference on Decision and Control, Vol. 2, 1581-1585, 1991.
- [2] S. Skogestad and I. Postlethwaite, "Multivariable Feedback Control Analysis and Design", John Wiley & Sons, Second Edition, 2005.
- [3] R. Miklošević and Z. Gao., "A robust two-degree-of-freedom control design technique and its practical application", *Industrial Application Society World*, 2004.
- [4] Jian Sun and Richard M. Bass, "Modeling and Practical Design Issues for Average Current Control", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999, Vol. 2, Mar 1999.
- [5] W. Tang, F.C. Lee, and R.B. Ridley, "Small-signal modeling of average current-mode control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8, No. 2, pp. 112-119, 1993.
- [6] S. Kaitwanidvilai, P. Olanthichachai and Manukid Parnichkun., "Fixed Structure Robust Loop Shaping Controller for a Buck-Boost Converter using Genetic Algorithm", *IMECS 2008*, 19-21 March, 2008, Hong Kong.
- [7] S. Kaitwanidvilai and M. Parnichkun, "Genetic algorithm based fixed-structure robust H_∞ loop shaping control of a pneumatic servo system", *International Journal of Robotics and Mechatronics*, Vol. 16, No. 4, 2004.
- [8] I. Codreanu, "A Procedure Based On The Anova Method For Estimating The Maximum Number Of Generations For Optimization Genetic Algorithms", *International Semiconductor Conference 2007*, Oct.15-Sept.17, 2007.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายณัฐพล ภูระหงษ์
 วัน เดือน ปีเกิด 3 กรกฎาคม 2528 ที่จังหวัดพิษณุโลก
 ที่อยู่ 1 หมู่ 9 ต.โคกสลุด
 อ.บางกระทุ่ม จ.พิษณุโลก 65110
 ประวัติการศึกษา พ.ศ.2550 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
 คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
 ประวัติการทำงาน พ.ศ.2555-ปัจจุบัน
 ตำแหน่งอาจารย์พิเศษ สาขาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์
 คณะเทคโนโลยีการเกษตร มหาวิทยาลัยราชภัฏเพชรบูรณ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้