

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมแบบคงทนกำหนดโครงสร้างได้สำหรับวงจรแปลงผัน
ไฟตรง-ไฟตรงด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม

**FIXED-STRUCTURE ROBUST CONTROL FOR DC-DC CONVERTERS
USING GENETIC ALGORITHM**



T117945

พิชญ์ ศรีธงชัย

PITSANU SRITHONGCHAI

ฉพ.
ทว 9647

เลขหมู่ 2054
เลขทะเบียน 117945
วัน,เดือน,ปี 22 ส.ค. 2554

1234845A
b:.....
l:.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
พ.ศ. 2554
KMITL 2011-EN-M-020-051

**FIXED-STRUCTURE ROBUST CONTROL FOR DC-DC CONVERTERS
USING GENETIC ALGORITHM**



**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
2011
KMITL 2011-EN-M-020-051**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2011

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมแบบคงทนกำหนดโครงสร้างได้สำหรับวงจรแปลง ผันแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม
นักศึกษา	นายพิชญ ศรีธงชัย
รหัสนักศึกษา	51060230
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2554
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.สมยศ เกียรติวนิชวิไล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอเทคนิคใหม่สำหรับการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนสำหรับ
วงจรแปลงผันกระแสตรงเป็นกระแสตรง ดัชนีบ่งบอกสมรรถนะในการควบคุมแบบจัดสถานะ
วงรอบเอชอินฟินิตี้ (ส่วนเพื่อเสถียรภาพ) ถูกกำหนดให้เป็นฟังก์ชันจุดประสงค์ในปัญหาการหาค่า
การควบคุมที่เหมาะสมที่นำเสนอ กระบวนการทางพันธุกรรมถูกนำมาใช้แก้ปัญหาเพื่อหาตัว
ควบคุมที่เหมาะสม เงื่อนไขของการควบคุมแบบคาดเดาถูกกำหนดให้เป็นข้อจำกัดของปัญหาการ
หาค่าที่เหมาะสมที่นำเสนอ นอกจากนี้ ฟังก์ชันน้ำหนักชดเชยก่อนซึ่งโดยปกติจะออกแบบได้ยากจะ
ถูกหาค่าออกมาพร้อมกับการออกแบบตัวควบคุมทำให้ง่ายต่อการออกแบบ ในวิทยานิพนธ์นี้ยัง
นำเสนอการศึกษาการเปรียบเทียบกับขั้นตอนการควบคุมแบบจัดสถานะวงรอบเอชอินฟินิตี้แบบ
ทั่วไป ท้ายที่สุดผลการจำลองและผลการทดลองที่ได้แสดงให้เห็นถึงประสิทธิผลของเทคนิคที่
นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	FIXED-STRUCTURE ROBUST CONTROL FOR DC-DC CONVERTERS USING GENETIC ALGORITHM
Student	Mr. Pitsanu Srithongchai
Student ID.	51060230
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2011
Thesis Advisor	Asst.Prof.Dr.Somyot Kaitwanidvilai

ABSTRACT

This thesis presents a new technique for designing a robust controller for a DC to DC converter. A performance index in H infinity loop shaping control, stability margin, is adopted as the objective function in the optimization control problem; GA is used to solve this problem to evaluate the optimal controller. Conditions of cascade control are adopted as constraints in the optimization problem. In addition, pre-compensator weight which is normally difficult to be selected is simultaneously determined with the controller. Comparative study with the conventional H infinity loop shaping is also presented. Finally, simulation and experimental results verify the effectiveness of the proposed technique.

กิตติกรรมประกาศ

จะไม่มีวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เกิดขึ้นได้เลยหากขาดคำแนะนำและคำปรึกษาจาก ผศ.ดร. สมยศ เกียรติวนิชวิไล ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผมรู้สึกซาบซึ้งในความกรุณาจากท่านอาจารย์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอบคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้ให้ความช่วยเหลือทั้งด้านความรู้และคำแนะนำต่างๆ

ขอขอบคุณ ศูนย์นวัตกรรมระบบพลังงานสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง(Center of Excellence of Innovative Energy Systems, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang) ที่ให้การสนับสนุนในการตีพิมพ์บทความงานวิจัย

ขอบคุณ พี่น้อง ใน Labห้อง 305 ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ให้คำแนะนำต่างๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

ขอบคุณบัณฑิตศึกษาและบัณฑิตวิทยาลัยรวมทั้งฝ่ายงานทะเบียน คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือในทุกๆเรื่อง

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้สามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผมขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

พิชญ์ ศรีธงชัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบอื่น.....	3
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย.....	5
2.1 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงและการออกแบบ.....	5
2.1.1 วงจรทอนระดับแรงดัน (Buck Converter).....	6
2.1.2 วงจรทอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter).....	13
2.1.3 วงจรทบระดับแรงดัน (Boost Converter) และวงจรทบระดับแรงดัน แบบควอดราติก (Quadratic Boost Converter).....	15
2.2 แบบจำลองเชิงพลศาสตร์.....	17
2.2.1 แบบจำลองเชิงพลศาสตร์วงจรทอนระดับแรงดัน.....	17
2.2.2 แบบจำลองเชิงพลศาสตร์วงจรทอน-ทบระดับแรงดัน.....	18
2.2.3 แบบจำลองเชิงพลศาสตร์วงจรทบระดับแรงดันแบบควอดราติก.....	19
2.3 ตัวควบคุมและระบบควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง.....	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1ระบบควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง แบบโหมดแรงดัน (Voltage - Mode).....	20
---	----

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.3.2 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบ โหมดกระแส (Current - Mode).....	21
2.3.3 ระบบควบคุมของวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) แบบ โหมดกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode).....	21
2.3.4 ระบบควบคุมวงจรทอน-ทบระดับแรงดันแบบ โหมดกระแสสูงสุด (Peak Current Mode).....	23
2.3.5 แบบจำลองของวงจรทบระดับแรงดันไฟฟ้าแบบควอดราติก (Quadratic Boost Converter) โหมดกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode).....	25
2.4 ระบบควบคุมแบบคงทนแบบจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้.....	27
2.4.1ระบบควบคุมป้อนกลับ (Feedback Control System).....	27
2.4.2การหาผลตอบสนองของระบบ.....	29
2.4.3 คุณสมบัติของระบบควบคุม.....	30
2.4.4 การจัดสัณฐานวงรอบ (Loop shaping) และระบบควบคุมแบบคงทน (Robust control system).....	31
2.4.5 ตัวควบคุมแบบจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้.....	39
2.5 ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (Genetic Algorithm).....	40
2.6 การออกแบบตัวควบคุมแบบจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H infinity Loop Shaping) ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม....	43

บทที่ 3 การออกแบบตัวควบคุมคาสเคด(Cascade) แบบคงทนกำหนดโครงสร้างได้แบบใหม่

สำหรับวงจรทอนแรงดัน โหมดกระแส.....	47
3.1 แบบจำลองของวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) แบบ โหมดกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode).....	47
3.2 การออกแบบชุดควบคุมที่นำเสนอ.....	49
3.2.1 การจำลองและทดลองชุดควบคุมที่นำเสนอ.....	52
3.3 การจำลองและทดลองชุดควบคุมการทำงานที่แรงดันออก10 โวลต์.....	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่เปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 สรุป.....	64
---------------	----

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 การออกแบบตัวควบคุมด้วยเทคนิคที่นำเสนอสำหรับวงจรแปลงผัน	
กระแสดตรงเป็นกระแสดตรง.....	65
4.1 การออกแบบตัวควบคุมที่โอบเบคทงทนสำหรับวงจรทอน-ทบระดับแรงดัน	
แบบโหมค กระแสสูงสุดด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม.....	65
4.1.1 แบบจำลองพลวัตของวงจรทอน-ทบระดับแรงดันแบบโหมคกระแสสูงสุด.....	65
4.1.2 การออกแบบตัวควบคุมแบบจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H infinity Loop Shaping) ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม สำหรับวงจรทอน-ทบระดับแรงดันแบบโหมคกระแสสูงสุด.....	67
4.1.3 การจำลองชุดควบคุมที่นำเสนอ.....	67
4.2 การออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนกำหนดโครงสร้างได้สำหรับวงจรทบแรงดัน	
แบบควอดราติก.....	73
4.2.1 การออกแบบชุดควบคุมที่นำเสนอ.....	74
4.2.2 การจำลองและทดลองชุดควบคุมที่นำเสนอ.....	75
4.3 สรุป.....	86
บทที่ 5 การออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนกำหนดโครงสร้างได้สำหรับวงจรทอนระดับแรงดัน	
ที่ให้การควบคุมโหมคกระแสเฉลี่ย.....	87
5.1 แบบจำลองของวงจรทอนระดับแรงดัน ไฟฟ้า(Buck Converter)	
แบบโหมคกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode).....	87
5.2 การออกแบบตัวควบคุมแบบจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H infinity Loop Shaping) ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมสำหรับวงจรทอนระดับแรงดัน ไฟฟ้า (Buck Converter)	
แบบโหมคกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode).....	90
5.3 การจำลองชุดควบคุมที่นำเสนอ.....	91
5.4 สรุป.....	98
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยการค้า
 6.1 สรุปผลงานวิจัย..... 99
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 ข้อเสนอแนะในการทำงานวิจัย.....	99
บรรณานุกรม.....	101
ภาคผนวก.....	106
ภาคผนวก ก. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	107
ประวัติผู้เขียน.....	130



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การทำงานของอาร์เอส-ฟลิปฟล็อป (RS Flip-Flop).....	24
3.1 ค่าพารามิเตอร์วงจรถอนระดับแรงดัน.....	48
3.2 ตัวควบคุมทั้งสามวิธี.....	53
3.3 ตารางแสดงสมรรถนะสำหรับวงจรถอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ โดยใช้ตัวควบคุมที่นำเสนอ.....	56
3.4 ตารางแสดงสมรรถนะสำหรับวงจรถอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลง ค่าพารามิเตอร์โดยใช้ตัวควบคุมที่จูนแบบชุดควบคุมใน [35].....	56
3.5 ค่าพารามิเตอร์วงจรถอนแรงดัน.....	58
3.6 ตัวควบคุมทั้งสามวิธี.....	59
3.7 ตารางแสดงสมรรถนะสำหรับวงจรถอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลง ค่าพารามิเตอร์โดยใช้ตัวควบคุมที่นำเสนอ.....	62
3.8 ตารางแสดงสมรรถนะสำหรับวงจรถอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลง ค่าพารามิเตอร์โดยใช้ตัวควบคุมที่จูนแบบชุดควบคุมใน [35].....	62
4.1 ตัวควบคุมและค่าออร์มอเนตต์ทั้งสองวิธี.....	69
4.2 ค่าพารามิเตอร์วงจรถอนระดับแรงดัน.....	74
4.3 ค่าตัวควบคุมแบบที่นำเสนอและแบบวิธีการจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้.....	76
4.4 ตารางแสดงสมรรถนะสำหรับวงจรถอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ โดยใช้ตัวควบคุมที่นำเสนอ.....	81
4.5 ตารางแสดงสมรรถนะสำหรับวงจรถอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ โดยใช้ตัวควบคุมที่จูนแบบ Hinf.....	82
5.1 ค่าพารามิเตอร์วงจรถอนระดับแรงดัน.....	89
5.2 ตัวควบคุมและค่าออร์มอเนตต์ทั้งสองวิธี.....	92

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงพื้นฐาน.....	5
2.2 (ก) รูปวงจรถอนระดับแรงดัน (ข) รูปวงจรถอนระดับแรงดันขณะสวิตช์นำกระแส และ(ค) รูปวงจรถอนระดับแรงดันขณะสวิตช์ไม่นำกระแส.....	7
2.3 รูปกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ก) โหมคกระแสต่อเนื่อง (ข) โหมคกระแสไม่ต่อเนื่อง (ค) อยู่ระหว่างโหมคกระแสต่อเนื่องกับโหมคกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	9
2.3 (ต่อ) รูปกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ก) โหมคกระแสต่อเนื่อง (ข) โหมคกระแส ไม่ต่อเนื่อง (ค) อยู่ระหว่างโหมคกระแสต่อเนื่องกับโหมคกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	10
2.4 รูปกระแสระลอกคลื่นที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ.....	12
2.5 (ก) วงจรถอน-ทบระดับแรงดัน (ข) วงจรถอน-ทบระดับแรงดันขณะสวิตช์ นำกระแส และ (ค) วงจรถอน-ทบระดับแรงดันขณะสวิตช์ไม่นำกระแส.....	13
2.5 (ต่อ) (ก) วงจรถอน-ทบระดับแรงดัน (ข) วงจรถอน-ทบระดับแรงดันขณะสวิตช์ นำกระแส และ (ค) วงจรถอน-ทบระดับแรงดันขณะสวิตช์ไม่นำกระแส.....	14
2.6 (ก) วงจรถบระดับแรงดัน (ข) วงจรถบระดับแรงดันขณะสวิตช์ นำกระแส และ (ค) วงจรถบระดับแรงดันขณะสวิตช์ไม่นำกระแส.....	15
2.7 วงจรถบระดับแรงดันแบบควอดราติก.....	17
2.8 รูปวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบ โหมคแรงดัน.....	20
2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างสองวงรอบควบคุม.....	21
2.10 ระบบวงรอบปิดควบคุมกระแส.....	22
2.11 วงรอบปิดของวงรอบควบคุมแรงดัน.....	22
2.12 รูปวงจรถอนระดับแรงดันและตัวควบคุม.....	23
2.13 อาร์เอส-ฟลิปฟล็อป (RS Flip-Flop).....	24
2.14 วงจรถอน-ทบระดับแรงดันแบบโหมคกระแสสูงสุด.....	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในหน่วยงานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างสองวงรอบควบคุม.....	25
2.16 ระบบวงรอบปิด.....	26
2.17 วงรอบปิดของวงรอบควบคุมแรงดัน.....	26
2.18 รูปวงจรถอบระดับแรงดันไฟฟ้าแบบควอดราติก (Quadratic Buck Converter) แบบโหมดแรงดัน.....	27
2.19 ไคอะแกรมระบบควบคุมแบบป้อนกลับ.....	27
2.20 การต่อระบบควบคุมป้อนกลับเมื่อ $H(s) = 1$	29

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.21 ผลตอบสนองของระบบแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วย.....	29
2.22 รูประบบควบคุมแบบป้อนกลับ.....	31
2.23 แผนภาพ โปดของระบบก่อนและหลังจัดสัญญาณวงรอบ.....	33
2.24 รูปโปกของระบบที่สามารถลดผลของตัวก่อกวนและความไม่แน่นอนของระบบ และสามารถลดผลของสัญญาณก่อกวนได้.....	33
2.25 รูป Uncertainty Coprime factor.....	34
2.26 บล็อกไคอะแกรมของระบบ.....	35
2.27 การจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้.....	39
2.28 (ก) แบบที่ผสมข้ามพันธุ์ (ข) แบบที่ถอดแบบจากต้นแบบและ (ค) แบบที่กลายพันธุ์.....	41
2.28 (ต่อ) (ก) แบบที่ผสมข้ามพันธุ์ (ข) แบบที่ถอดแบบจากต้นแบบและ (ค) แบบที่กลายพันธุ์.....	42
2.29 แผนผังการทำงานของขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม.....	43
2.30 แผนผังการทำงานของกรอกแบบตัวควบคุมแบบจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H infinity Loop Shaping) ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม.....	45
3.1 วงจรถอบระดับแรงดันและตัวควบคุม.....	48
3.2 แสดงขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมวงจรถอบระดับแรงดันด้วยขั้นตอน วิธีเชิงพันธุกรรม.....	51
3.3 แสดงการเปรียบเทียบแผนภาพ โปดของระบบก่อนจัดสัญญาณวงรอบและแผนภาพ โปก ของระบบหลังจัดสัญญาณวงรอบของวงจรถอบระดับแรงดัน.....	52
3.4 ค่าพิคเนสของคำตอบที่ดีที่สุดในแต่ละรุ่นตั้งแต่รุ่นที่ 1 ถึง 100.....	53
3.5 การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	54
3.5 (ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	55
3.6 สมรรถนะสำหรับวงจรถอบระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์.....	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 (ต่อ)สมรรถนะสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์.....	58
3.7 ค่าพิตเนตของคำตอบที่ดีที่สุดในแต่ละรุ่นตั้งแต่รุ่นที่ 1 ถึง 100.....	60
3.8 การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	60
3.8 (ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	61
3.9 สมรรถนะสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์.....	63
3.9 (ต่อ) แสดงสมรรถนะสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์.....	64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 วงจรทอน-ทบระดับแรงดันแบบโหมคกระแสสูงสุด.....	66
4.2 แสดงการเปรียบเทียบแผนภาพโบทของระบบก่อนจัดตั้งฐานวงรอบและแผนภาพโบท ของระบบหลังจัดตั้งฐานวงรอบของวงจรทอนระดับแรงดัน.....	68
4.3 ค่าพิตเนตของคำตอบที่ดีที่สุดในแต่ละรุ่นตั้งแต่รุ่นที่ 1 ถึง 100.....	69
4.4 การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	70
4.4 (ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	71
4.4 (ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	72
4.5 วงจรทบระดับแรงดันแบบควอดราติก.....	73
4.6 แสดงการเปรียบเทียบแผนภาพโบทของระบบก่อนจัดตั้งฐานวงรอบและแผนภาพโบท ของระบบหลังจัดตั้งฐานวงรอบของวงจรทอนระดับแรงดัน.....	75
4.7 ค่าพิตเนตของคำตอบที่ดีที่สุดในแต่ละรุ่นตั้งแต่รุ่นที่ 1 ถึง 100.....	77
4.8 การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	77
4.8 (ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	78
4.8 (ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	79
4.8 (ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	80
4.9 สมรรถนะสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์.....	83
4.9 (ต่อ) สมรรถนะสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์.....	84
4.9 (ต่อ) สมรรถนะสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์.....	85
4.9 (ต่อ) สมรรถนะสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์.....	86
5.1 วงจรทอนระดับแรงดันและตัวควบคุม.....	89
5.2 การเปรียบเทียบแผนภาพโบทของระบบก่อนจัดตั้งฐานวงรอบ และแผนภาพโบทของระบบหลังจัดตั้งฐานวงรอบของวงจรทอนระดับแรงดัน.....	91
5.3 ค่าพิตเนตของคำตอบที่ดีที่สุดในแต่ละรุ่นตั้งแต่รุ่นที่ 1 ถึง 100.....	93
5.4 การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	94

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการรื้อหาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 (ต่อ)แสดงการตอบสนองต่อฟังก์ชันชั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	95
5.5 การตอบสนองต่อฟังก์ชันชั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	96
5.5 (ต่อ)การตอบสนองต่อฟังก์ชันชั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ.....	97



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง (DC to DC Converter) เป็นวงจรที่มีความสำคัญอย่างมากในทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังหลายชนิด อาทิเช่น เครื่องอัดประจุไฟฟ้าให้กับแบตเตอรี่ (Battery Charger) [1-4] วงจรควบคุมจุดที่มีกำลังไฟฟ้าสูงสุด (Maximum Power Point Tracking : MPPT)[4-5] วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรงและแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่ง เป็นต้น วงจรพื้นฐานที่นิยมนำมาใช้คือวงจรทอนแรงดัน(Buck converter) วงจรทบแรงดัน(Boost converter) และวงจรทอนทบระดับแรงดัน (Buck-Boost converter) [6-8] ในการออกแบบวงจรเหล่านี้ให้มีสมรรถนะสูง และมีความคงทนต่อสภาวะภายในระบบที่เปลี่ยนแปลงไปและตัวก่อกวนให้ได้สูงสุด จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องออกแบบระบบควบคุมที่เหมาะสม

การออกแบบตัวควบคุมให้มีสมรรถนะสูง มีความคงทนต่อสภาวะแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลง และตัวก่อกวนที่ผ่านมานั้นมีการใช้ทั้งเทคนิคต่าง ๆ มากมาย[9-20] ในระบบวงจรแปลงผันกระแสตรงเป็นกระแสตรงนี้เป็นระบบควบคุมที่โดยธรรมชาติของระบบมีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง (Non-linear)[10],[15-19]และมีการก่อกวนและการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบเช่น ความต่างศักย์ด้านแหล่งจ่ายไฟอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงบ่อย ด้วยเหตุนี้งานวิจัยต่างๆที่ผ่านมามีทั้งการวิเคราะห์และหาวิธีการต่างๆ ในการควบคุมทั้งการควบคุมแบบอนาล็อก(analog control) [21]และการควบคุมแบบดิจิทัล(digital control) [22-23]ตัวอย่างเช่น ได้มีการออกแบบชุดควบคุมแบบสองลูบโดยมีลูบกระแสและแรงดันโดยให้ผลที่ดีกว่าแบบลูบเดียว ใน[20-23]มีการวิเคราะห์ครอบคลุมการเปลี่ยนแปลงโหลดและการเปลี่ยนแปลงแรงดันแหล่งจ่ายอย่างไรก็ตามในงานวิจัยดังกล่าวไม่ได้วิเคราะห์ทางโดเมนความถี่ ในบทความที่[24]มีการวิเคราะห์โดยรวมผลของค่าตัวต้านทานแฝง(ESR)และตัวเหนี่ยวนำแฝง(ESL)ในการวิเคราะห์ ในบทความที่ [25] ได้นำเสนอชุดควบคุมแบบจัดสถานะวนรอบเอชอินฟินิตี้ (H_∞ loop shaping) สำหรับวงจรทอนระดับแรงดัน (Buck converter) และในบทความที่[26] ได้มีการออกแบบชุดควบคุมคงทนแบบ μ -synthesize สำหรับวงจรทอน-ทบระดับแรงดันแบบโหมดกระแส (Current Mode) ซึ่งจะสามารถรองรับการทำงานของระบบเมื่อพารามิเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงได้ การออกแบบชุดควบคุมแบบคงทนนั้นเหมาะสมต่อการออกแบบชุดควบคุมที่มีสมรรถนะสูงและมีความคงทน อย่างไรก็ตามโดยทั่วไปชุดควบคุมดังกล่าวมักจะมีโครงสร้างที่ซับซ้อนและจำนวนลำดับสูงซึ่งยากต่อการนำไปใช้งานจริง โดยปกติแล้วผู้ออกแบบจะต้องทำการลดรูปตัวควบคุมโดยใช้เทคนิคต่างๆเช่น Hankel Norm ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

model reduction เป็นต้น อย่างไรก็ตามมีผู้นำเสนอเทคนิคในการลดรูปและกำหนดโครงสร้างตัวควบคุมที่ให้ประสิทธิภาพดีกว่าเทคนิคแบบเดิมคือการออกแบบชุดควบคุมแบบคงทนแบบที่สามารถกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมได้ด้วยปัญญาประดิษฐ์[27-28, 30] ในบทความที่[27-28] ได้นำเสนอการควบคุมเหมาะสมที่สุดแบบเอชอินฟินิตี (H_∞ optimal control) และใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (genetic algorithm: GA) มาหาตัวควบคุมที่เหมาะสม จากงานวิจัยที่ผ่านมา งานวิจัยนี้จะออกแบบระบบควบคุมที่มีคุณสมบัติที่ตอบสนองต่อสมรรถนะ ความคงทน และประสิทธิภาพ ไปพร้อมกับโครงสร้างที่ง่ายและมีลำดับที่ต่ำโดยใช้วิธีการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดจากกระบวนการทางพันธุกรรม

ในงานวิจัยนี้ นำเสนอเทคนิคที่พัฒนาขึ้นจากเทคนิคเดิม[27-28] โดยมีการออกแบบฟังก์ชันน้ำหนัก ไปพร้อมกับออกแบบตัวควบคุมกำหนดโครงสร้างรวมทั้งประยุกต์ใช้ในโครงสร้างการควบคุมแบบคาสเคด(cascade)ในวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้าโหมคกระแสและโครงสร้างแบบแรงดันสำหรับวงจรทอนทบแรงดัน

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. ออกแบบและสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง
2. ออกแบบและสร้างระบบควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง
3. ศึกษาการสังเคราะห์ชุดควบคุมด้วยเทคนิคจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี
4. ศึกษาขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมในการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสมที่สุด

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ข้อพิจารณาในการออกแบบระบบควบคุมแบบคงทนสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงนั้นคือความต้องการระบบที่ให้สมรรถนะสูง มีความคงทนต่อสภาวะพารามิเตอร์ภายในที่เปลี่ยนแปลงและตัวก่อกวนภายใน ขณะเดียวกันต้องมีโครงสร้างไม่ซับซ้อนเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานจริงได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งด้วยเหตุผลด้านราคาและความถี่การสวิตช์ที่สูง ทำให้การออกแบบวงจรควบคุมแบบอนาล็อกจึงเป็นที่นิยมในวงจรแปลงผันกระแสตรงเป็นกระแสตรงนี้ซึ่งการออกแบบด้วยวงจรถอนาล็อกจะมีข้อจำกัดในด้านการออกแบบวงจรซึ่งมีความต้องการตัวควบคุมที่ไม่ซับซ้อน

ในการออกแบบตัวควบคุมให้มีสมรรถนะความคงทนสูงพร้อมๆกับมีโครงสร้างง่ายนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้วิธีกำหนดโครงสร้างตัวควบคุมก่อนแล้วใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมมาหาพารามิเตอร์ในตัวควบคุมนั้น อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้มีผู้วิจัยบางท่าน[27-28] นำเสนอผลงานวิจัยไว้แล้วแต่ยังมีปัญหาเรื่องการออกแบบฟังก์ชันน้ำหนักและโครงสร้างตัวควบคุมยังเป็นแบบโหมคกระแสทั่วไป จากประเด็นดังกล่าวข้างต้น งานวิจัยนี้จึงตั้งสมมติฐานว่าหากพัฒนาเทคนิคที่ออกแบบฟังก์ชันน้ำหนักไปพร้อมกับการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทน รวมทั้งสามารถ

ออกแบบในโครงสร้างแบบคาสเคด(cascade)ซึ่งเป็น โครงสร้างที่นิยมใช้จริงจะเป็นประโยชน์ต่อการออกแบบระบบคงทนนี

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

เพื่อแก้ปัญหาและตอบสนองความต้องการทั้งหมดดังแสดงในหัวข้อที่ 1.1, 1.2 และ 1.3 วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการออกแบบชุดควบคุมแบบการจั้ดสั้ณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H_{∞} loop shape)แบบกำหนดโครงสร้างได้ โดยใช้ขั้นตอนเชิงพันธุกรรม(GA)มาแก้ปัญหาโดยเทคนิคที่นำเสนอสามารถออกแบบตัวควบคุมและฟังก์ชันน้ำหนักไปพร้อมกัน จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าชุดควบคุมที่นำเสนอจะมีโครงสร้างที่ง่าย มีความคงทนและสมรรถนะที่ดี

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้แสดงผลในรูปแบบการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ (Simulation) และการทดลอง เพื่อเปรียบเทียบวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบอื่น ได้แก่เทคนิคแบบการจั้ดสั้ณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H_{∞} Loop Shaping) แบบเดิม เทคนิคแบบ ISE (Integral Square Error) เป็นต้น

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบอื่น

การเปรียบเทียบจะทำทั้งในรูปแบบของสมรรถนะเชิงความถี่และสมรรถนะเชิงเวลา สำหรับสมรรถนะเชิงความถี่ที่จะใช้เปรียบเทียบได้แก่

1. อัตราการขยายสูงที่ความถี่ต่ำ เพื่อลดผลที่เกิดจากตัวก่อกวนและความไม่แน่นอนของระบบ

2. อัตราการขยายต่ำที่ความถี่สูง เพื่อลดผลของสัญญาณก่อกวน

3. ค่าแบนวิดท์สูง เพื่อความไวในการตอบสนอง

การเปรียบเทียบในรูปแบบของสมรรถนะเชิงเวลาได้แก่

1. เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว(Settling time)

2. การเกิดโอเวอร์ชูต(Overshoot)

3. ความผิดพลาดบนสภาวะคงตัว(Steady State Error)

การเปรียบเทียบสมรรถนะด้านความคงทนได้แก่

ค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพ(Stability margin)

โดยจะทำการเปรียบเทียบเทคนิคที่ใช้ในวิทยานิพนธ์กับเทคนิคแบบการจั้ดสั้ณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ในบทความที่[31](H_{∞} Loop Shaping) แบบเดิมและเทคนิคการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนนแบบคาสเคด(cascade)ในบทความที่ [35]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 ขอบเขตการวิจัย

1. สร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง
2. สร้างระบบควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง
3. ออกแบบตัวควบคุมโดยใช้วิธีการจัดสัมชานวงรอบเอชอินฟินิตี้ และนำขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมมาใช้ออกแบบตัวควบคุม
4. ทดสอบการทำงานของระบบที่มีสภาวะก่อกวนต่างๆ จากภายนอกต่อระบบรวมถึงกรณีพารามิเตอร์ในระบบมีการเปลี่ยนแปลง

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิธีการศึกษา

1. ศึกษาข้อมูลและการทำงานของระบบวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง
2. ศึกษาการทำงานและวิธีการของขั้นตอนเชิงพันธุกรรม
3. ศึกษาข้อมูลการออกแบบระบบควบคุมที่ใช้ในปัจจุบัน
4. ออกแบบระบบควบคุมที่ให้สมรรถภาพและความคงทนที่เหมาะสมที่สุด
5. ทดสอบระบบควบคุมทั้งการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์และการทดลอง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัยได้แก่ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงวิธีการจัดสัมชานวงรอบเอชอินฟินิตี้และขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมคาสเคด(cascade)แบบคงทนกำหนดโครงสร้างได้แบบใหม่สำหรับวงจรทอนแรงดันโหมคกระแส แส โดยออกแบบตัวควบคุมพีไอแบบคงทนกำหนดโครงสร้างได้แบบใหม่สำหรับวงจรลดทอนแรงดันโหมคกระแส หากพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่เหมาะสมด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม และนำชุดควบคุมที่ได้ไปทดสอบกับวงจรทอนระดับแรงดันในสภาวะต่างๆ เพื่อทดสอบชุดควบคุม

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนสำหรับวงจรทอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter) แบบโหมคกระแสและการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนกำหนดโครงสร้างได้สำหรับวงจรทบแรงดันแบบควอดราติกด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม

บทที่ 5 กล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนโครงสร้างได้สำหรับวงจรทอนระดับแรงดันที่ทำให้การควบคุมโหมคกระแส[47] ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม

บทที่ 6 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย

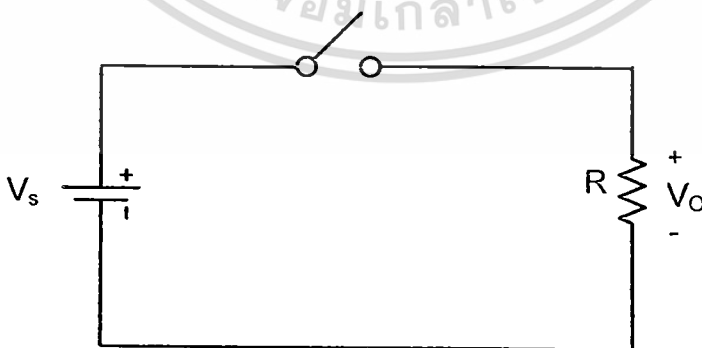
บทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่ใช้ในงานวิจัย แบบจำลองเชิงพลศาสตร์(Dynamic Model) ของวงจรที่ใช้ในงานวิจัย ระบบควบคุมแบบคงทน ตัวควบคุมแบบจัดตั้งฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (Genetic Algorithm) และการออกแบบตัวควบคุมแบบจัดตั้งฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H infinity Loop Shaping) ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม

2.1 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงและการออกแบบ

การเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วของความต้องการอุปกรณ์คอมพิวเตอร์และตลาดโทรคมนาคม ทำให้เกิดความต้องการสวิตซ์โหมดเพาเวอร์ซัพพลายที่มีประสิทธิภาพสูงตามมา[33] รวมถึงความต้องการในด้านแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่มีน้ำหนักเบา ขนาดเล็ก และระบบมีความน่าเชื่อถือสูง ตัวอย่างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงพื้นฐานแสดงในรูปที่ 2.1 มีหลักการทำงานดังต่อไปนี้

เมื่อสวิตซ์นำกระแส แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีแรงดันไฟฟ้าเท่ากับด้านเข้า ($V_o = V_s$) และเมื่อสวิตซ์ไม่นำกระแส แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าเท่ากับศูนย์

ช่วงเวลาในการนำกระแสและหยุดนำกระแสจะได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกสามารถหาค่าเฉลี่ยได้ดังสมการ (2.1)



รูปที่ 2.1 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt \\
 V_o &= \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt \\
 V_o &= V_s D
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

เมื่อ V_s คือ แรงดันอินพุตของวงจรแปลงผันกระแสตรง

D คือ ค่าดิวตี้ไซเคิล

จากสมการ (2.1) พบว่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะถูกควบคุมได้จากค่าดิวตี้ไซเคิลซึ่งหมายถึงอัตราส่วนของช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสต่อช่วงเวลาที่หนึ่งคาบการสวิตช์ดังสมการ (2.2)

$$\begin{aligned}
 D &= \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} \\
 t_{on} &= DT \\
 t_{off} &= (1-D)T
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

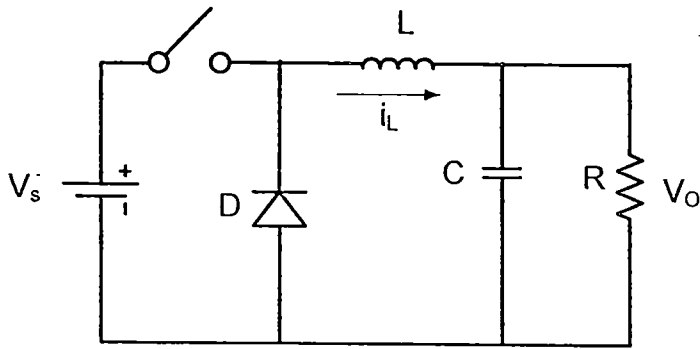
เมื่อ t_{on} คือ ช่วงเวลานำกระแส

t_{off} คือ ช่วงเวลาไม่นำกระแส

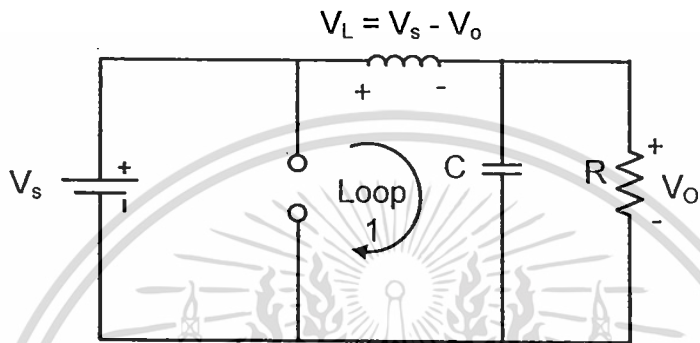
T คือ เวลาหนึ่งคาบ

2.1.1 วงจรทอนระดับแรงดัน (Buck Converter) [34]

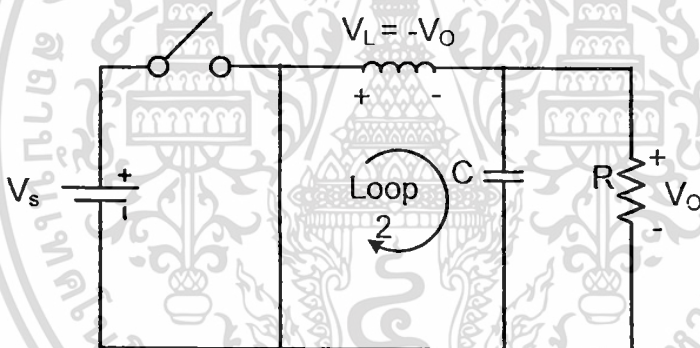
รูปที่ 2.2(ก) รูปวงจรทอนระดับแรงดัน ซึ่งเป็นวงจรที่ให้ระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุต (V_o) มีค่าต่ำกว่าแรงดันทางด้านอินพุต (V_s) [34] วงจรมีลักษณะการทำงานอยู่ 2 สถานะ คือ สถานะสวิตช์นำกระแสและสถานะสวิตช์ไม่นำกระแส การควบคุมการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันจะใช้พัลส์วิธมอดูเลต (PWM) ควบคุมการเปิด-ปิดสวิตช์ โดยสามารถพิจารณาการทำงาน of วงจรนี้ได้ดังนี้



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.2 (ก) รูปวงจรทอนระดับแรงดัน (ข) รูปวงจรทอนระดับแรงดันขณะสวิตช์นำกระแส และ(ค)รูปวงจรทอนระดับแรงดันขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

1. สถานะสวิตช์นำกระแส

เมื่อสวิตช์นำกระแส กระแสจะไหลจากแหล่งจ่ายไฟไปยังตัวเหนี่ยวนำ (L) และไหลไปยังตัวเก็บประจุและโหลด ในการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันในสถานะนี้ไดโอดจะถูกไบอัสย้อนกลับทำให้ไม่นำกระแส จากรูปที่ 2.2 (ข) เมื่อพิจารณาวงรอบที่ 1 และใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย (V_s) ตัวเหนี่ยวนำ (V_L) และโหลดดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง (2.3) นำไปใช้

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.4)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.5)$$

ในช่วงที่สวิตช์นำกระแสจะมีค่าเวลาเป็น DT เมื่อ D คือ ค่าดีวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของช่วงเวลาที่มีสวิตช์นำกระแสต่อช่วงเวลาในหนึ่งคาบ (T) (ผลรวมของช่วงเวลาที่มีสวิตช์นำกระแสและช่วงเวลาที่มีสวิตช์ไม่นำกระแส) และในช่วงที่สวิตช์มีการนำกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำนี้จะถือว่ามีการเปลี่ยนแปลงของกระแสคงที่ $dt = DT$ ทำให้ได้ความสัมพันธ์ดังนี้ [34]

$$\frac{\Delta i_{L,on}}{DT} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.6)$$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.7)$$

เมื่อ $\Delta i_{L,on}$ คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะที่สวิตช์นำกระแส

2. สถานะสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส กระแสจะไหลจากแหล่งจ่ายไฟไปยังตัวเหนี่ยวนำ (L) และไหลผ่านไดโอดใดโอดจะถูกไบอัสไปข้างหน้าทำให้เกิดการนำกระแส หากสมมติให้แรงดันทางด้านเอาต์พุตมีค่าคงที่จากรูปที่ 2.2 (ค) เมื่อพิจารณาในรอบที่ 2 และใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้รับความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันของตัวเหนี่ยวนำและแรงดันทางด้านเอาต์พุตดังนี้

$$v_L + v_o = 0 \quad (2.8)$$

$$v_L = -v_o$$

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.9)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_{L,off}}{\Delta t} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.10)$$

ในช่วงที่สวิตช์ไม่นำกระแส กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำนี้จะถือว่ามีการเปลี่ยนแปลงของกระแสคงที่ $dt = (1-D)T$ ทำให้ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$\Delta i_{L,off} = -\left(\frac{V_o}{L} \right) (1-D)T \quad (2.11)$$
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันในสภาวะคงตัว จะกำหนดให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบมีค่าผลรวมเท่ากับศูนย์ นั่นคือ

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \quad (2.12)$$

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

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

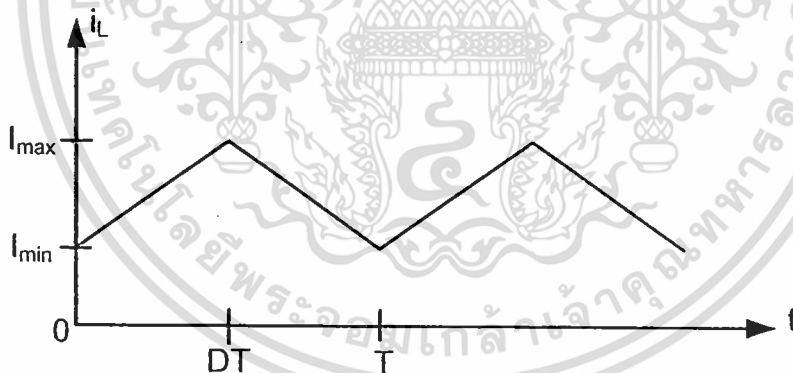
$$(V_s - V_o) DT - V_o (1 - D) T = 0$$

$$V_s D - V_o D - V_o + V_o D = 0$$

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.13)$$

$$V_o = DV_s \quad (2.14)$$

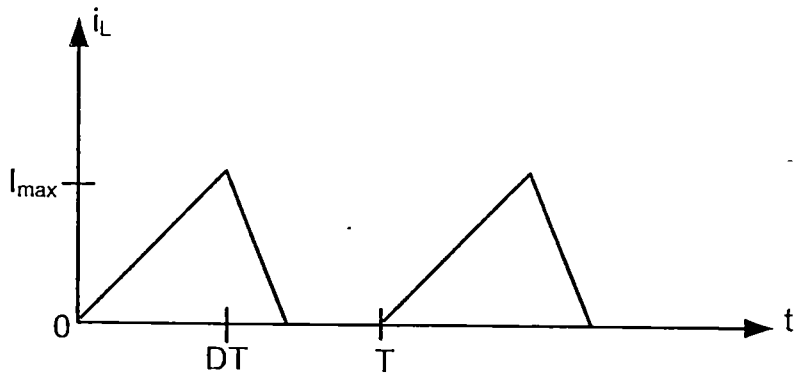
การหาค่าความเหนี่ยวนำที่มีค่าเล็กที่สุดที่ทำให้วงจรทอนระดับแรงดันทำงานได้ในโหมดกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่องสามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้



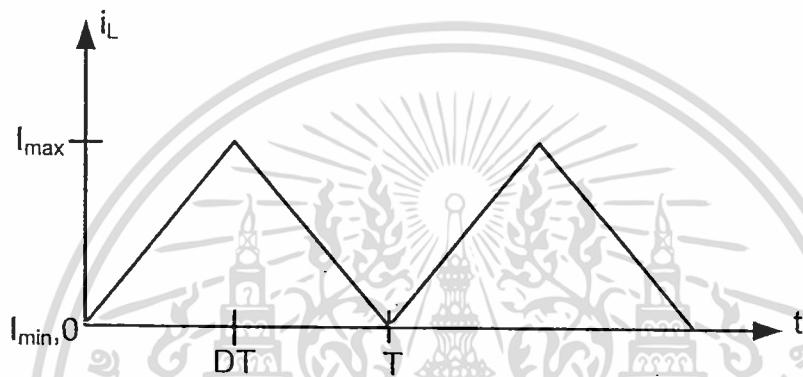
(ก)

รูปที่ 2.3 รูปกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ก) โหมดกระแสต่อเนื่อง (ข) โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (ค) อยู่ระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่องกับโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.3(ต่อ) รูปกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ก) โหมดกระแสต่อเนื่อง (ข) โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (ค) อยู่ระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่องกับโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

จากการพิจารณาการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดัน (Buck Converter) จะพิจารณาให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบมีค่าเป็นบวกเสมอ ดังนั้นการพิจารณาหาค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุดสำหรับโหมดกระแสต่อเนื่อง จะกำหนดให้กระแสไฟฟ้ามีค่าเท่ากับศูนย์ การหาค่าความเหนี่ยวนำของวงจรทอนระดับแรงดันที่มีค่าต่ำที่สุด จะเริ่มพิจารณาได้จากการหากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำซึ่งเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านโหลด โดยที่ขณะการทำงานที่สภาวะคงตัวกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้

$$\begin{aligned} I_L &= I_o \\ I_L &= \frac{V_o}{R} \end{aligned} \quad (2.15)$$

กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเป็นระลอกคลื่นดังรูปที่ 2.3 โดยมีช่วงที่กระแสมีค่าสูงที่สุด (I_{max}) และกระแสมีค่าต่ำที่สุด (I_{min}) โดยที่สามารถหาค่าการเปลี่ยนแปลงของไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากนำไปใช้

กระแสไฟฟ้าในช่วงเวลาที่สวิตช์ไม่นำกระแสได้ดังสมการ (2.11) จากสมการดังกล่าวสามารถวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$I_{L, \max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.16)$$

$$I_{L, \max} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{L}(1-D)T \right) \quad (2.17)$$

$$I_{L, \min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.18)$$

$$I_{L, \min} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{L}(1-D)T \right) \quad (2.19)$$

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าความเหนี่ยวนำต่ำที่สุดที่ทำให้วงจรทอนระดับแรงดันทำงานอยู่ในระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่องและกระแสไม่ต่อเนื่องนั้น จะพิจารณาจากจุดที่กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าต่ำที่สุดคือเท่ากับศูนย์

$$I_{L, \min} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{L}(1-D)T \right) = 0 \quad (2.20)$$

$$V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{(1-D)T}{2L} \right) = 0 \quad (2.21)$$

จากสมการ (2.21) สามารถหาค่า L_{\min} ได้โดย แทนค่า $T = \frac{1}{f}$ ลงในสมการ (2.21) ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right) = 0 \quad (2.22)$$

$$\frac{1}{R} = \frac{(1-D)}{2Lf} \quad (2.23)$$

$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (2.24)$$

การออกแบบตัวเก็บประจุ (Capacitor) เพื่อให้วงจรทอนระดับแรงดันมีค่าระลอกคลื่นอยู่ในระดับที่ยอมรับได้และมีขนาดตัวเก็บประจุไม่ใหญ่เกินไป การใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่แม้จะทำให้ระบบมีระลอกคลื่นแรงดันต่ำแต่ก็ทำให้ระบบมีราคาแพงและวงจรมีขนาดใหญ่ โดยการคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันคำนวณจากแรงดันเอาต์พุตจากยอดถึงยอด การออกแบบสามารถพิจารณาได้จากกระแสไฟฟ้าที่ผ่านตัวเก็บประจุ เมื่อกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเก็บประจุเป็นบวกก็จะทำให้ตัวเก็บประจุเริ่มทำการเก็บสะสมประจุโดยพิจารณาจากความสัมพันธ์นี้ ยখনด้านการคำนวณไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = CV_0 \quad (2.25)$$

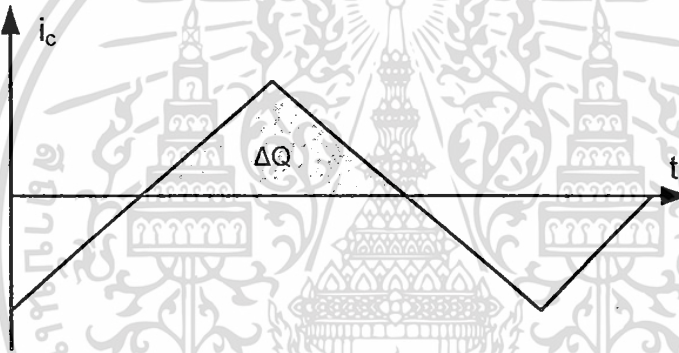
เมื่อพิจารณาในช่วงเวลาสั้นๆ จะได้

$$\Delta Q = C\Delta V_0 \quad (2.26)$$

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.27)$$

เมื่อ ΔQ คือ ค่าของประจุที่เปลี่ยนแปลงน้อยๆ

ΔV_0 คือ ค่าของระลอกคลื่นของแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่มีการเปลี่ยนแปลงน้อยๆ จากยอดถึงยอด



รูปที่ 2.4 รูปกระแสระลอกคลื่นที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

โดยที่ ΔQ คือ ค่าพื้นที่สามเหลี่ยมดังรูปที่ 2.4 ที่เกิดจากกระแสของตัวเก็บประจุ (i_c) คูณกับเวลา (t) จะได้

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T\Delta i_L}{8} \quad (2.28)$$

แทนค่าจากสมการ (2.28) ลงในสมการ (2.27) ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\Delta V_0 = \frac{T\Delta i_L}{8C} \quad (2.29)$$

เอาแทนค่า ΔV_0 จากสมการ (2.11) ลงในสมการ (2.29) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\Delta V_o &= \frac{T}{8C} \frac{V_o}{L} (1-D)T \\ \frac{\Delta V_o}{V_o} &= \frac{T}{8C} \frac{1}{L} (1-D)T \\ \frac{\Delta V_o}{V_o} &= \frac{T^2}{8C} \frac{1}{L} (1-D)\end{aligned}\quad (2.30)$$

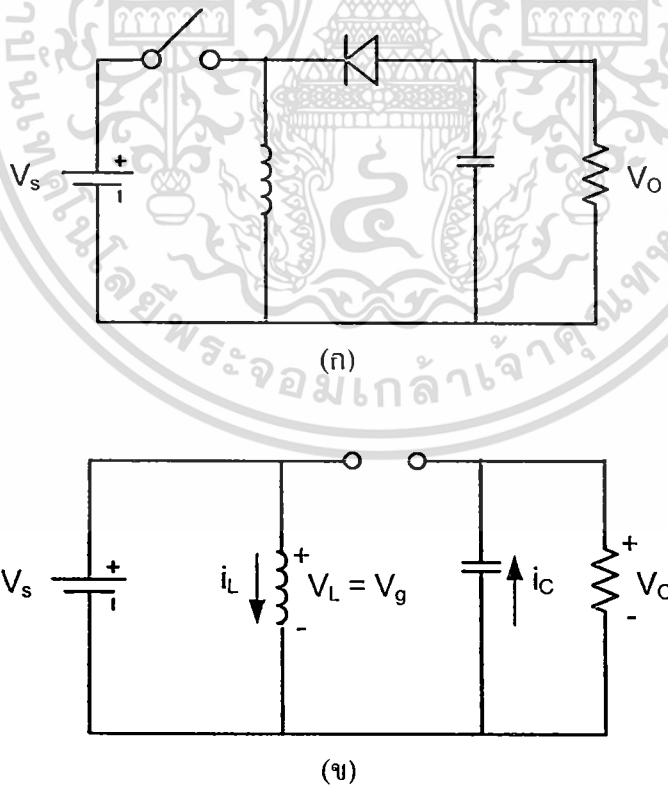
หรือ

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8LCf^2} \quad (2.31)$$

โดยที่ระลอกคลื่นของแรงดันทางด้านเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับค่าตัวดีไอซีเกิล (D) ค่าความเหนี่ยวนำ (L) ค่าความจุของตัวเก็บประจุ (C) และความถี่ในการสวิตช์ (f)

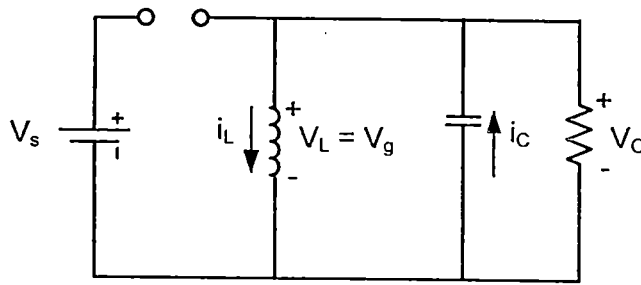
2.1.2 วงจรทอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter)

วงจรทอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter) เป็นวงจรที่สามารถลดหรือเพิ่มระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุต (V_o) ให้มีค่าต่ำหรือสูงกว่าแรงดันทางด้านอินพุต (V_g) วงจรจะมีลักษณะการทำงานอยู่ 2 สถานะคือ สถานะที่สวิตช์นำกระแสและสถานะที่สวิตช์ไม่นำกระแส ดังรูปที่ 2.5 และการควบคุมการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันจะใช้พัลส์วิธมอดูเลต (PWM) ควบคุมการเปิด-ปิดสวิตช์ เช่นเดียวกับวงจรทอนระดับแรงดัน



รูปที่ 2.5 (ก) วงจรทอน-ทบระดับแรงดัน (ข) วงจรทอน-ทบระดับแรงดันขณะสวิตช์ นำกระแส และ (ค) วงจรทอน-ทบระดับแรงดันขณะสวิตช์ ไม่นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

รูปที่ 2.5(ต่อ) (ก) วงจรทอน-ทระดับแรงดัน (ข) วงจรทอน-ทระดับแรงดันขณะสวิตช์นำกระแส และ (ค) วงจรทอน-ทระดับแรงดันขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

การหาความสัมพันธ์ของแรงดันทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจรทอน-ทระดับแรงดันสามารถหาได้จากการพิจารณาจากสถานะที่สวิตช์นำกระแสและสถานะที่สวิตช์ไม่นำกระแสของวงจรเช่นเดียวกับวงจรทอนระดับแรงดัน โดยความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจรทอน-ทระดับแรงดันจะมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{1-D}$$

$$V_o = \frac{D}{1-D} V_s \quad (2.32)$$

เมื่อ

V_s คือ แรงดันทางด้านอินพุต

V_o คือ แรงดันทางด้านเอาต์พุต

D คือ ค่าดีวตีไซเคิล (Duty Cycle)

การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรทอน-ทระดับแรงดัน และการออกแบบตัวเก็บประจุ (Capacitor) เพื่อให้วงจรทอน-ทระดับแรงดันมีค่าระลอกคลื่นอยู่ในระดับที่ยอมรับได้และมีขนาดตัวเก็บประจุไม่ใหญ่เกินไปสามารถออกแบบได้ดังสมการ (2.33) และ (2.34) ตามลำดับ

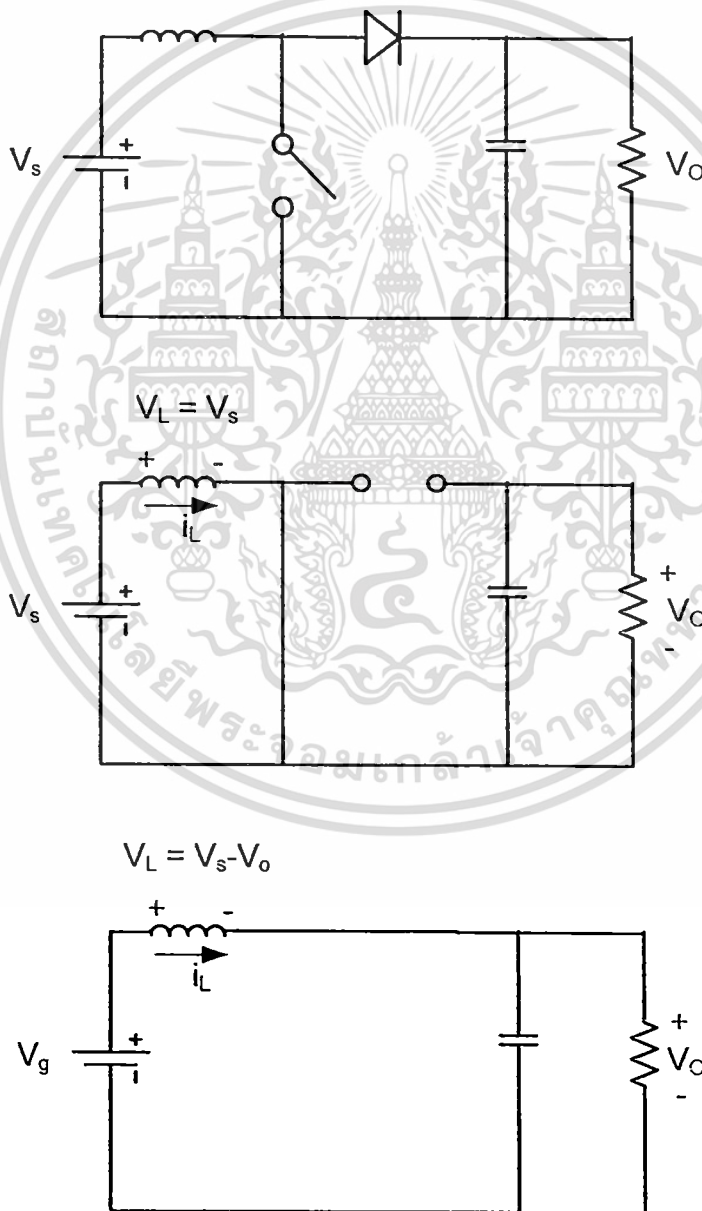
$$L_{\min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.33)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (2.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 วงจรทบทระดับแรงดัน(Boost Converter) และวงจรทบทระดับแรงดันแบบควอดราติก (Quadratic Boost Converter)

วงจรทบทระดับแรงดัน (Boost Converter) เป็นวงจรที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุต (V_o) ให้มีค่าสูงกว่าแรงดันทางด้านอินพุต (V_s) วงจรจะมีลักษณะการทำงานอยู่ 2 สถานะคือ สถานะที่สวิตช์นำกระแสและสถานะที่สวิตช์ไม่นำกระแสดังรูปที่ 2.6 และการควบคุมการทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันจะใช้พัลส์วิธมอดูเลต (PWM) ควบคุมการเปิด-ปิดสวิตช์



รูปที่ 2.6 (ก) วงจรทบทระดับแรงดัน (ข) วงจรทบทระดับแรงดันขณะสวิตช์ นำกระแส และ (ค) วงจรทบทระดับแรงดันขณะสวิตช์ ไม่นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนในชั้นเรียน ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีโทษทางแพ่งและอาญาอีกด้วย ขอสงวนสิทธิ์ในเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาความสัมพันธ์ของแรงดันทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจรทระดับแรงดันสามารถพิจารณาจากสถานะที่สวิตช์นำกระแสและสถานะสวิตช์ไม่นำกระแสของวงจร โดยความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจรทระดับแรงดันจะมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D}$$

$$V_o = \frac{V_i}{1-D} \quad (2.35)$$

เมื่อ V_i คือ แรงดันทางด้านอินพุต
 V_o คือ แรงดันทางด้านเอาต์พุต
 D คือ ค่าดีวตี้ไซเคิล (Duty Cycle)

การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรทระดับแรงดันและการออกแบบตัวเก็บประจุ (Capacitor) เพื่อให้วงจรทระดับแรงดันมีค่าระลอกคลื่นอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ และมีขนาดตัวเก็บประจุไม่ใหญ่เกินไปสามารถออกแบบได้ดังสมการ (2.36) และ (2.37) ตามลำดับ

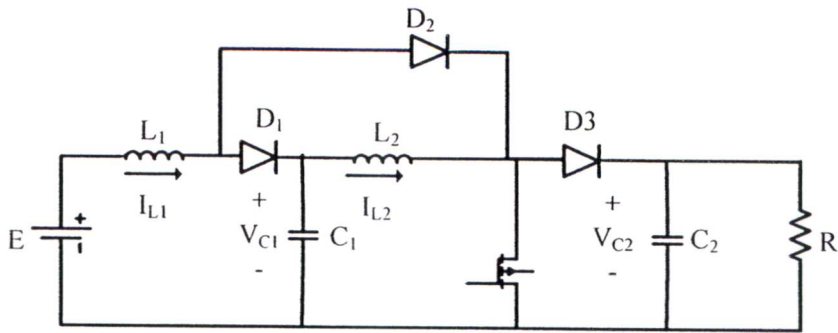
$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.36)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (2.37)$$

วงจรทระดับแรงดันแบบควอดราติก(Quadratic Boost Converter) เป็นวงจรที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุต (V_o) ให้มีค่าสูงกว่าแรงดันทางด้านอินพุต (V_i) วงจรจะมีลักษณะการทำงานอยู่ 2 สถานะคือ สถานะที่สวิตช์นำกระแสและสถานะที่สวิตช์ไม่นำกระแส ดังรูปที่ 2.7 และการควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันจะใช้พัลส์วิธึมมอดูเลต (PWM) ควบคุมการเปิด-ปิดสวิตช์ ข้อดีของวงจรนี้เมื่อเทียบกับวงจรพื้นฐานทั่วไปคือ

1. อัตราส่วนแรงดันกว้างกว่าแบบวงจรพื้นฐานทั่วไป
2. ประสิทธิภาพมากกว่าแบบวงจรพื้นฐานทั่วไป
3. มีวงจรซับซ้อนน้อยกว่าแบบวงจรพื้นฐานทั่วไป
4. อัตราการเปลี่ยนแปลงพลังงานสูงกว่าแบบวงจรพื้นฐานทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 วงจรทบทระดับแรงดันแบบควอดราติก

การหาความสัมพันธ์ของวงจรทบทระดับแรงดันแบบควอดราติกสามารถหาได้จากการพิจารณาจากสถานะที่สวิตช์นำกระแสและสถานะที่สวิตช์ ไม่นำกระแสของวงจร โดยความสัมพันธ์ของวงจรทบทระดับแรงดันแบบควอดราติกมีความสัมพันธ์ดังนี้[36]

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{(1-D)^2}$$

$$V_o = \frac{V_s}{(1-D)^2} \tag{2.38}$$

เมื่อ

V_s คือ แรงดันทางด้านอินพุต

V_o คือ แรงดันทางด้านเอาต์พุต

D คือ ค่าดีวี่ไซเคิล (Duty Cycle)

การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรเพื่อทำให้วงจรทบทระดับแรงดันมีค่าระลอกคลื่นอยู่ในระดับที่ยอมรับได้[36]

$$L_1 > \frac{(1-D)^4 DR}{2f}; L_2 > \frac{(1-D)^3 DR}{2f}$$

2.2 แบบจำลองเชิงพลศาสตร์

2.2.1 แบบจำลองเชิงพลศาสตร์วงจรทอนระดับแรงดัน

แบบจำลองปริภูมิสถานะของพลวัตของแรงดันและกระแสของวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า[35] คือ

$$L \dot{i}_L(t) + v_o(t) = d(t)v_i(t) \tag{2.39}$$

$$C \dot{v}_o(t) = i_L(t) - \frac{v_o(t)}{R} \tag{2.40}$$

เมื่อเขียนเป็นเมทริกซ์คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
117945
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d(t) \quad (241)$$

เมื่อ L คือ ค่าความเหนี่ยวนำ C คือค่าตัวเก็บประจุ R คือ ค่าความต้านทานของโหลด $i_L(t)$ คือ กระแสของอินดักเตอร์ $V_o(t)$ คือแรงดันเอาต์พุต $V_i(t)$ คือแรงดันแหล่งจ่ายและ $d(t)$ คือ อัตราส่วนดิวตี้ จากสมการ (2.39) และ (2.40) เขียนเป็นสมการคือ

$$G_{iL}(s) = \frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{V_i(RCs + 1)}{Ls(RCs + 1) + R} \quad (2.42)$$

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{R}{RCs + 1} \quad (2.43)$$

2.2.2 แบบจำลองเชิงพลศาสตร์วงจรถอน-ทบระดับแรงดัน

วงจรถอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter) ที่เป็นแบบโหมดกระแสสูงสุด (Peak Current Mode) จะมีอินพุตที่ป้อนเข้าไปในระบบ คือ กระแสอ้างอิง (Current Reference) หรือสัญญาณควบคุม (Control Reference) และมีเอาต์พุต คือ แรงดันเอาต์พุต (Output Voltage) เมื่อฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถอนระดับแรงดันแบบโหมดกระแสเฉลี่ยจากกระแสอ้างอิง $V_c(s)$ ไปยังแรงดันเอาต์พุต $V_o(s)$ สามารถแสดงได้ดังนี้ [26]

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = R \frac{V_g}{V_g + 2V_o} \frac{1 - \frac{Ls}{R} \frac{V_o}{V_g} \frac{V_g + V_o}{V_o}}{1 + RCs \frac{V_g + V_o}{V_g + 2V_o}} \quad (2.44)$$

เมื่อ

V_g คือ แรงดันอินพุต

V_o คือ แรงดันเอาต์พุต

R คือ ค่าความต้านทานของโหลด

L คือ ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ

C คือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุ

2.2.3 แบบจำลองเชิงพลศาสตร์วงจรถดับแรงดันแบบควอดราติก

แบบจำลองปริภูมิสถานะของพลวัตของแรงดันและกระแส[36] คือ

$$L_1 \dot{i}_{L1} = (d(t)-1)v_{C1} + e(t)$$

$$L_2 \dot{i}_{L2} = v_{C1} + (d(t)-1)v_{C2}$$

$$C_1 \dot{v}_{C1} = (1-d(t))i_{L1} - i_{L2}$$

$$C_2 \dot{v}_{C2} = (1-d(t))i_{L2} - \frac{v_{C2}}{R}$$

เมื่อกำหนดให้

$$d(t) = D + \tilde{d}(t)$$

$$e(t) = E + \tilde{e}(t)$$

เขียนเป็นเมตริกส์คือ

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-(1-D)}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-(1-D)}{L_2} \\ \frac{(1-D)}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1-D)}{C_2} & 0 & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{(1-D)L_1} & \frac{1}{L_1} \\ \frac{E}{(1-D)^2 L_2} & 0 \\ \frac{-E}{(1-D)^2 RC_1} & 0 \\ \frac{-E}{(1-D)^3 RC_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

เมื่อ L_1, L_2 คือ ค่าความเหนี่ยวนำที่แสดงในวงจร C_1, C_2 คือตัวเก็บประจุที่แสดงในวงจร R คือ ค่าความต้านทานของโหลด $i_L(t)$ คือกระแสของตัวเหนี่ยวนำ E คือแรงดันแหล่งจ่าย D คือ อัตราส่วนคัตตี และ v คือแรงดันจากสมการปริภูมิสถานะข้างต้น จะได้ความสัมพันธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของแรงดันค่านอกกับอัตราส่วนคัตตีดังนี้

$$G_u = \frac{\tilde{i}_2(s)}{\tilde{d}(s)} = K_1 \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (2.46)$$

$$G_v = \frac{\tilde{v}(s)}{\tilde{i}_2(s)} = \frac{m_3 s^3 + m_2 s^2 + m_1 s + m_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (2.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เมื่อ
ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_1 = \frac{E}{(1-D)^3 R}, \quad a_3 = \frac{R(1-D)^2}{L_1} + \frac{R(1-D)}{L_2},$$

$$a_2 = \frac{(1-D)^2}{L_1 C_2} + \frac{2(1-D)}{L_2 C_2} + \frac{1}{L_1 C_1} - \frac{1}{L_2 C_1 (1-D)}$$

$$a_1 = \frac{2(2-D)(1-D)^2 R}{L_1 C_1 L_2} + \frac{R(1-D)^4}{L_2 C_2 L_1} + \frac{1}{L_1 C_1 C_2 R} - \frac{1}{L_2 C_1 C_2 R (1-D)},$$

$$a_0 = \frac{4(1-D)^2 + 3(1-D)^3}{L_1 L_2 C_1 C_2}, \quad b_3 = \frac{1}{RC_2}$$

$$b_2 = \frac{1}{L_2 C_1} + \frac{(1-D)^2}{L_2 C_2} + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1}, \quad b_1 = \frac{1}{L_2 C_2 C_1 R} + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_2 C_1 R},$$

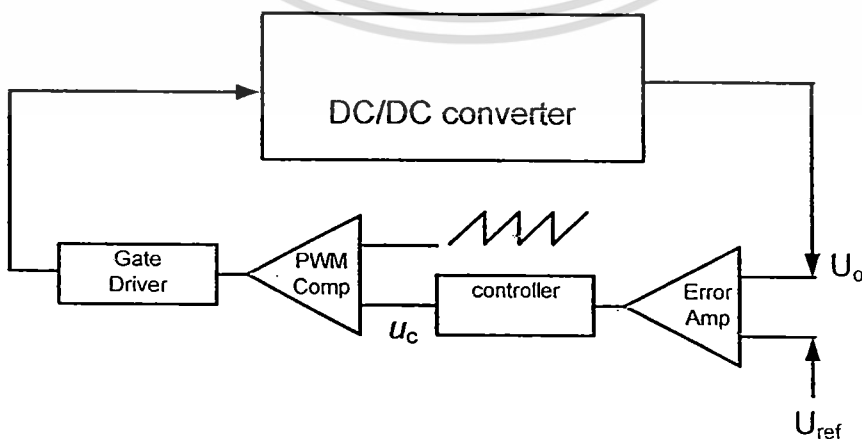
$$b_0 = \frac{(1-D)^4}{L_2 C_2 C_1 L_1}, \quad m_3 = -\frac{E}{RC_2 (1-D)^3}, \quad m_2 = \frac{E}{L_2 C_2 (1-D)},$$

$$m_1 = \frac{-E(2L_1 + L_2(1-D)^2)}{RL_1 C_1 L_2 C_2 (1-D)^3}, \quad m_0 = \frac{2E(1-D)}{L_1 C_1 L_2 C_2}$$

2.3 ตัวควบคุมและระบบควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง

2.3.1 ระบบควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบโหมดแรงดัน (Voltage - Mode)

การทำงานของวงจรควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง (DC to DC) แบบโหมดแรงดัน (Voltage - Mode) ได้รับความนิยมนเพราะมีรูปแบบวงจรง่ายต่อการใช้งาน [37-38] ตัวอย่างวงจรพื้นฐานของการควบคุมในโหมดนี้แสดงดังรูปที่ 2.8 จากรูปการทำงานจะเริ่มจากสัญญาณของแรงดันค่านอกจากวงจรกำลัง (U_o) ถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง (U_{ref}) แล้วเข้าสู่ส่วนที่เป็นวงจรตัวควบคุมซึ่งในที่นี้อาจเป็นวงจรควบคุมทั่วไปเช่น PI, PID, Lead-Lag เป็นต้น จากนั้นจะได้สัญญาณควบคุม (U_c) ซึ่งสัญญาณดังกล่าวนี้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมก่อให้เกิดสัญญาณ PWM เพื่อไปขับมอสเฟสในวงจรกำลังต่อไป



รูปที่ 2.8 รูปวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบ โหมดแรงดัน

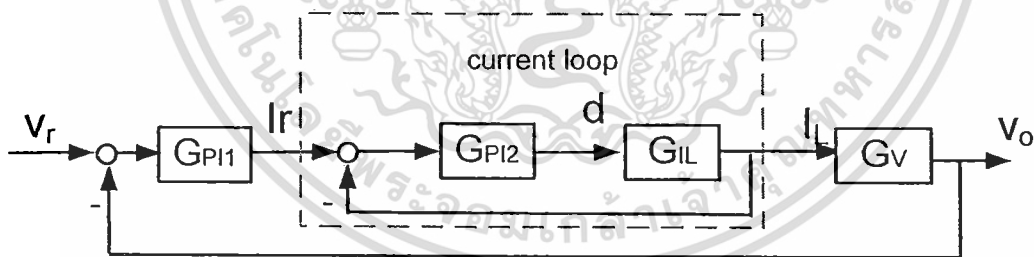
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบโหมดกระแส (Current - Mode)

การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง (DC to DC) แบบโหมดกระแส (Current - Mode) จะมีข้อดีกว่าโหมดแรงดัน[39] คือ สามารถจำกัดกระแสทางด้านอินพุต สามารถป้องกันความผิดพลาดในการสวิตช์และเพิ่มความเร็วในการตอบสนองของระบบได้ โดยที่การควบคุมแบบโหมดกระแสจะมีวงรอบของการทำงาน 2 วงรอบ คือ วงรอบนอก (Outer Voltage-Loop) ที่ควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตและวงรอบใน (Inner Current- Loop) ที่ควบคุมกระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งวงรอบในจะทำให้ระบบมีสมรรถนะสูง เนื่องจากมีวงรอบควบคุมกระแสภายใน (Inner Current-Loop) และสามารถจำกัดกระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ วงรอบในจะทำหน้าที่ควบคุมกระแสให้เท่ากับกระแสอ้างอิง (Current Reference) โดยสัญญาณกระแสอ้างอิงนี้จะมาจากเอาต์พุตของตัวควบคุมวงรอบนอกที่ควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตอยู่ การควบคุมแบบโหมดกระแสอาจแบ่งออกเป็นการควบคุมแบบกระแสสูงสุด (Peak Current-Mode) และการควบคุมกระแสเฉลี่ย (Average Current-Mode)

2.3.3 ระบบควบคุมของวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) แบบโหมดกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode)

การออกแบบจะออกแบบเป็นแบบสองวงรอบควบคุม โดยแบ่งออกเป็นวงรอบควบคุมกระแสและวงรอบแรงดันตามลำดับดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างสองวงรอบควบคุม

1. วงรอบควบคุมกระแส

วงรอบควบคุมกระแสสามารถออกแบบโดยยึดหลักสมการพลวัตของกระแส (2.39) คือ

$$L \dot{I}_L(t) + V_o(t) = d(t)V_i(t) \quad (2.48)$$

แทนค่า $V_o(s) = \frac{RI_L(s)}{RCs + 1}$ จากสมการ (2.40) ซึ่ง จะได้สมการใหม่คือ

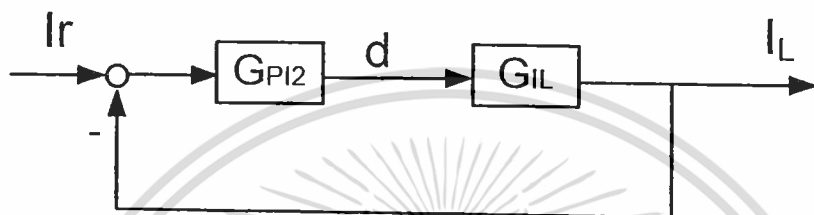
$$\text{ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกที่ } G_{IL}(s) = \frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{V_i(RCs + 1)}{Ls(RCs + 1) + R} \quad (2.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ใส่ตัวควบคุมแบบพีไอ (G_{PI2}) ดังรูปที่ 2.10 จะได้สมการวงรอบปิดคือ

$$G_{inner\ close\ loop} = \frac{I_L}{I_r} = \frac{G_{IL}(s)G_{PI2}(s)}{1 + G_{IL}(s)G_{PI2}(s)} \quad (2.50)$$

เมื่อ I_r คือกระแสอ้างอิง



รูปที่ 2.10 ระบบวงรอบปิดควบคุมกระแส

2. วงรอบควบคุมแรงดัน

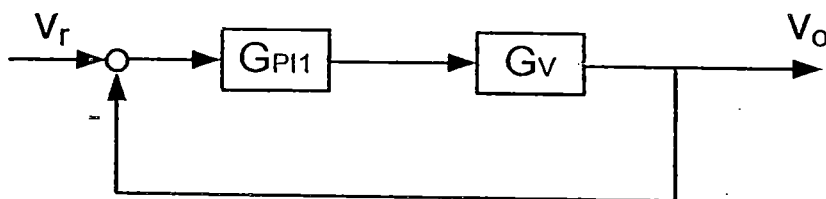
จากสมการพลวัตที่ (2.40) สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาพุและกระแสของตัวเหนี่ยวนำได้

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{R}{RCs + 1} \quad (2.51)$$

หากทำการใส่ตัวควบคุมแบบพีไอ (G_{PI1}) ดังรูปที่ 2.11 จะได้สมการวงรอบปิดคือ

$$\frac{V_o(s)}{V_r(s)} = \frac{G_{PI1}(s)G_v(s)}{1 + G_{PI1}(s)G_v(s)} \quad (2.52)$$

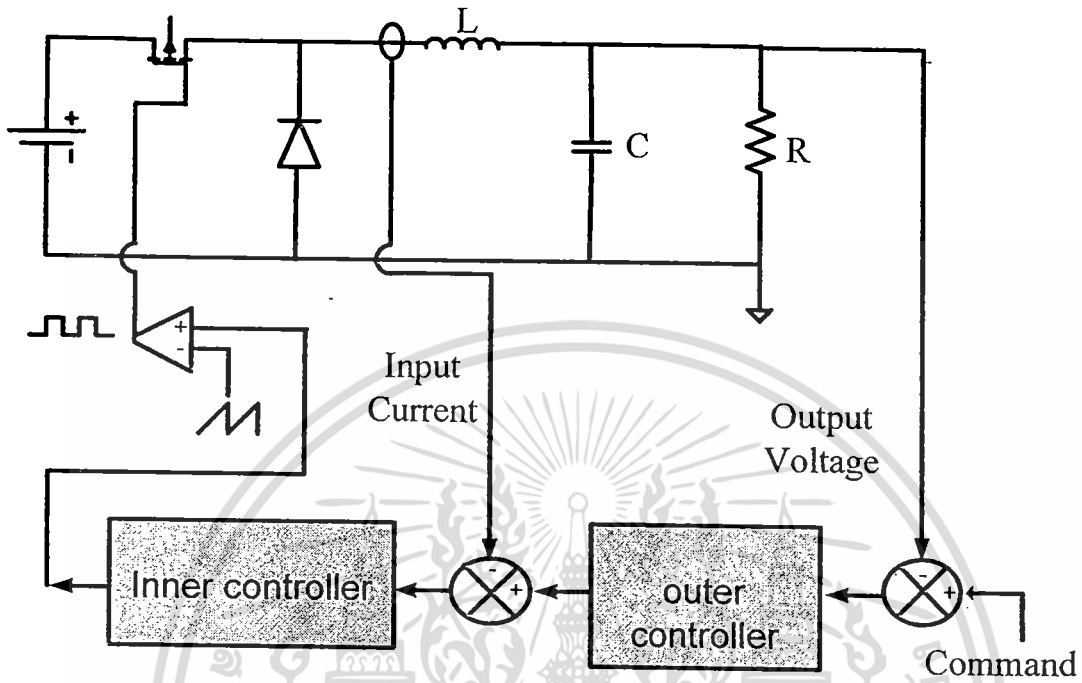
เมื่อ V_r คือแรงดันอ้างอิง



รูปที่ 2.11 วงรอบปิดของวงรอบควบคุมแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในงานวิจัยนี้เอาต์พุตของตัวควบคุมวงรอบแรงดันจะใช้เป็นกระแสตัวเหนี่ยวนำอ้างอิง (I_r) หรือคำสั่งสำหรับวงรอบกระแส (current loop) ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างสองวงรอบแสดงดังรูปที่ 2.9 และสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 รูปวงจรทอนระดับแรงดันและตัวควบคุม

2.3.4 ระบบควบคุมวงจรถอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter) แบบโหมดกระแสสูงสุด (Peak Current Mode)

วงจรถอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter) ที่เป็นแบบโหมดกระแสสูงสุด (Peak Current Mode) มีฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถอนระดับแรงดันแบบโหมดกระแสโหมดกระแสสูงสุดจากกระแสอ้างอิง $V_c(s)$ ไปยังแรงดันเอาต์พุต $V_o(s)$ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = R \frac{V_g}{V_g + 2V_o} \frac{1 - \frac{Ls}{R} \frac{V_o}{V_g} \frac{V_g + V_o}{V_o}}{1 + RCs \frac{V_g + V_o}{V_g + 2V_o}} \tag{2.53}$$

เมื่อ

V_g คือ แรงดันอินพุต

V_o คือ แรงดันเอาต์พุต

V_c คือ กระแสอ้างอิง

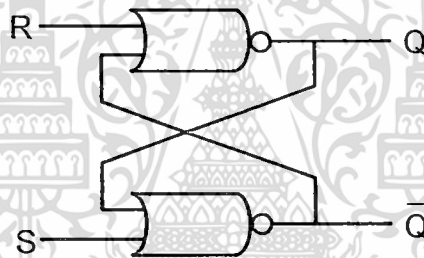
R คือ ค่าความต้านทานของโหลด

L คือ ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ

C คือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุ

การควบคุมการทำงานของวงจรทอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter) แบบโหมดกระแสสูงสุดจะใช้อาร์เอส-ฟลิปฟล็อป (RS Flip-Flop) มาควบคุมการเปิด-ปิดสวิตช์ในแต่ละคาบ และกำหนดความถี่ในการสวิตช์โดยสัญญาณนาฬิกา การเปิด-ปิดของสวิตช์ในแต่ละคาบมีการทำงานดังนี้

1. สวิตช์จะเริ่มนำกระแสเมื่อฟลิปฟล็อปได้รับสัญญาณเซต (Set) จากสัญญาณนาฬิกา
2. สวิตช์จะหยุดนำกระแสเมื่อกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมากกว่ากระแสอ้างอิง (ฟลิปฟล็อปได้รับสัญญาณรีเซ็ต (Reset) จากตัวเปรียบเทียบกระแสอินพุตและกระแสอ้างอิง)

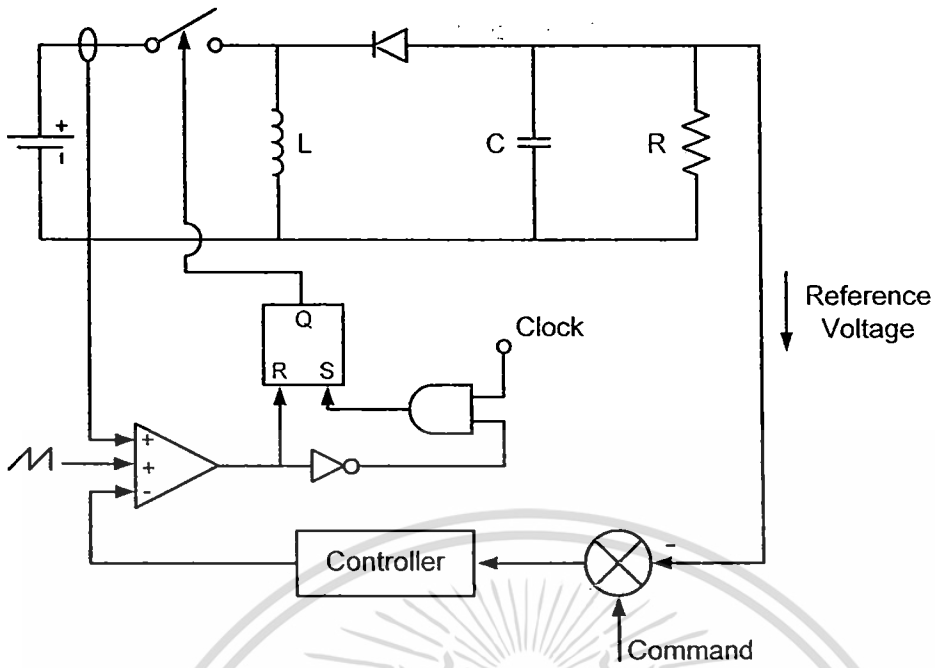


รูปที่ 2.13 อาร์เอส-ฟลิปฟล็อป (RS Flip-Flop)

ตารางที่ 2.1 การทำงานของอาร์เอส-ฟลิปฟล็อป (RS Flip-Flop)

S	R	Q	Q
0	0	no change	
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	undefined	

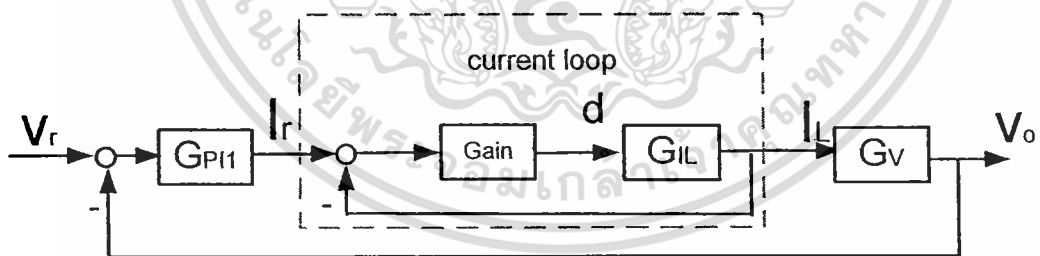
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 วงจรทอน-ทระดับแรงดันแบบโหมตกระแสสูงสุด

2.3.5 แบบจำลองของวงจรทระดับแรงดันไฟฟ้าแบบควอดราติก (Quadratic Boost Converter) โหมตกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode)

การออกแบบจะออกแบบเป็นแบบสองวงรอบควบคุม โดยแบ่งออกเป็นวงรอบควบคุมกระแสและวงรอบแรงดันตามลำดับดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างสองวงรอบควบคุม

1. วงรอบควบคุมกระแส

จากสมการ (2.49) คือ

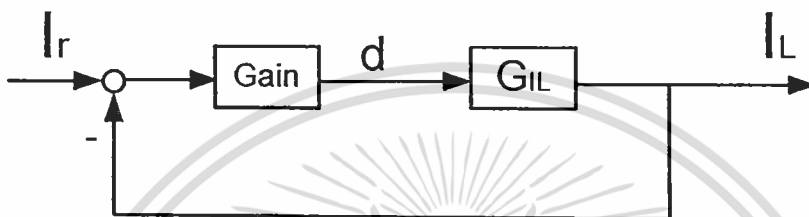
$$G_{IL} = \frac{\tilde{i}_s(s)}{\tilde{d}(s)} = K_1 \frac{a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0}{s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0} \tag{2.54}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใส่ตัวควบคุมแบบพี(Gain) ดังรูปที่ 2.16 จะได้สมการวงรอบปิดคือ

$$G_{inner\ close\ loop} = \frac{I_L}{I_r} = \frac{G_{IL}(s)Gain}{1 + G_{IL}(s)Gain} \tag{2.55}$$

เมื่อ I_r คือกระแสอ้างอิง



รูปที่ 2.16 ระบบวงรอบปิด

2. วงรอบควบคุมแรงดัน

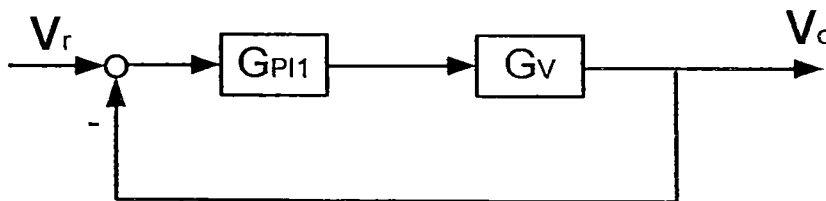
จากสมการพลวัต (2.47) สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาพุและกระแสของตัวเหนี่ยวนำได้

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}(s)}{\tilde{i}_s(s)} = \frac{m_3s^3 + m_2s^2 + m_1s + m_0}{a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \tag{2.56}$$

หากทำการใส่ตัวควบคุมแบบพีไอ(G_{PI1}) ดังรูปที่ 2.17 จะได้สมการวงรอบปิดคือ

$$\frac{V_o(s)}{V_r(s)} = \frac{G_{PI1}(s)G_v(s)}{1 + G_{PI1}(s)G_v(s)} \tag{2.57}$$

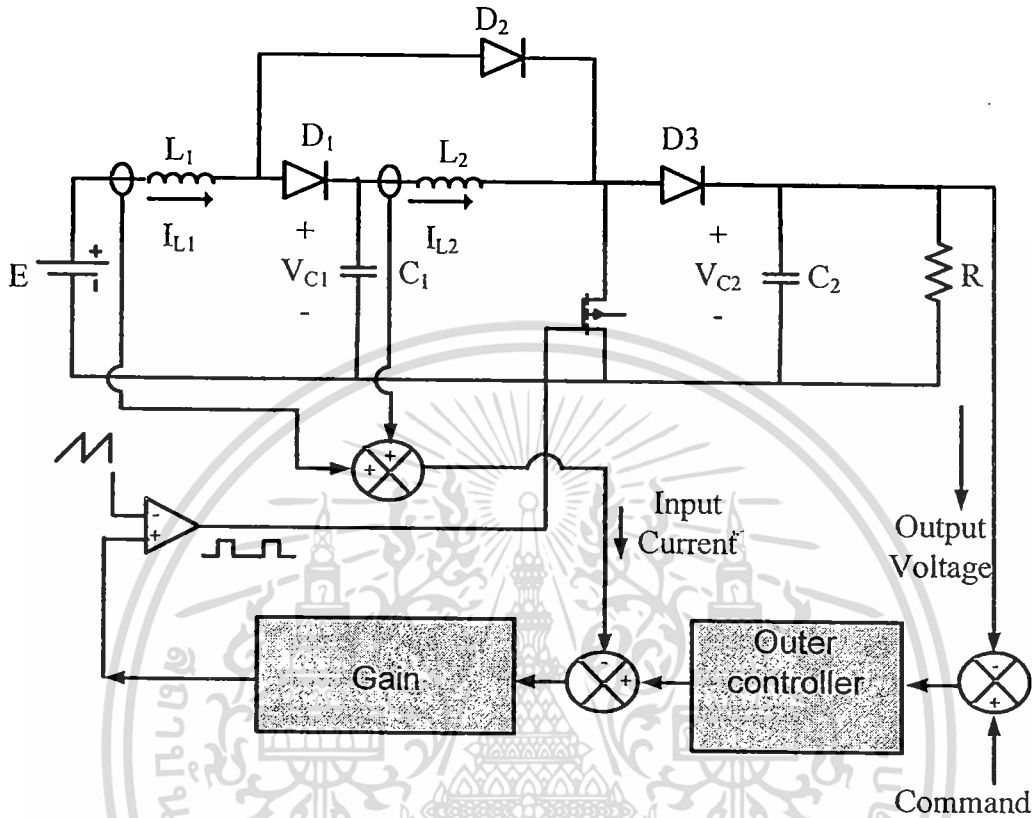
เมื่อ V_r คือแรงดันอ้างอิง



รูปที่ 2.17 วงรอบปิดของวงรอบควบคุมแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในงานวิจัยนี้เอาต์พุตของตัวควบคุมวงรอบแรงดันจะใช้เป็นกระแสตัวเหนี่ยวนำอ้างอิง (I_r) หรือคำสั่งสำหรับวงรอบกระแส (current loop) ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างสองวงรอบ แสดงดังรูปที่ 2.15 และสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.18

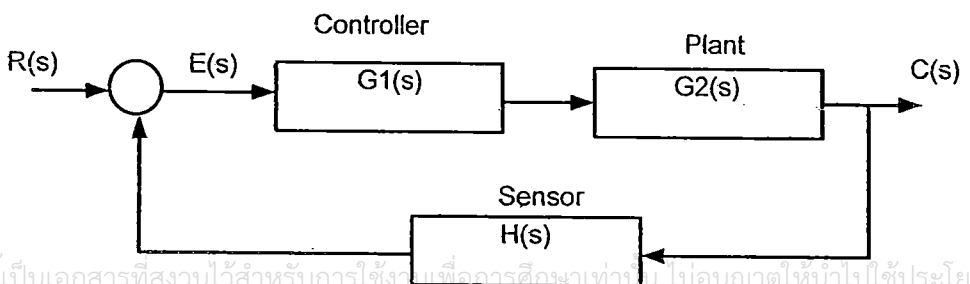


รูปที่ 2.18 รูปวงจรทระดับแรงดันไฟฟ้าแบบควอดราติก (Quadratic Buck Converter) แบบ โหมคแรงดัน

2.4 ระบบควบคุมแบบคงทนแบบจัดสถานะวงรอบเอชอินฟินิตี้

2.4.1 ระบบควบคุมป้อนกลับ (Feedback Control System)

ระบบควบคุมป้อนกลับโดยทั่วไปจะมีลักษณะระบบควบคุมดังแสดงตามผังไดอะแกรม ในรูปที่ 2.19 ซึ่งในผังของระบบจะประกอบด้วย 3 ส่วน คือ ชุดควบคุม (Controller) $G1(s)$, ระบบงาน (Plant) $G2(s)$, ชุดตรวจจับ (Sensor) $H(s)$



รูปที่ 2.19 ไดอะแกรมระบบควบคุมแบบป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.19 เป็นการต่อระบบโดยนำชุดควบคุมมาต่อแบบอนุกรมกับระบบ(plant) โดยมีสัญญาณ $R(s)$ เป็นสัญญาณอ้างอิง มีสัญญาณ $C(s)$ เป็นเอาต์พุตของระบบ สัญญาณอ้างอิงจะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ได้จากชุดตรวจสอบและส่งไปยังชุดควบคุมเพื่อส่งสัญญาณไปทำการควบคุมระบบงานและชุดตรวจจับจะรับสัญญาณเอาต์พุตจากระบบงานมาทำการปรับอัตราการขยายเพื่อนำไปหักล้างกับสัญญาณอินพุตสำหรับควบคุมให้ระบบงานมีการทำงานได้อย่างต่อเนื่องและคงที่ต่อไป

การวิเคราะห์สมการเพื่อหาฟังก์ชันโอนย้าย (Transfer Function) ระหว่างเอาต์พุตและอินพุตของระบบสามารถหาได้ดังนี้

จากผังไคอะแกรม เมื่อนำบล็อก $G_1(s)$ มาต่ออนุกรมกับบล็อก $G_2(s)$ จะเป็นการนำค่าเกนของทั้งสองคูณกันดังนั้นสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$G(s) = G_1(s) \cdot G_2(s) \quad (2.54)$$

เมื่อนำสัญญาณเอาต์พุต $C(s)$ เท่ากับเกนของระบบ คูณด้วยอินพุต ดังนั้นจะได้

$$C(s) = G(s) \cdot E(s) \quad (2.55)$$

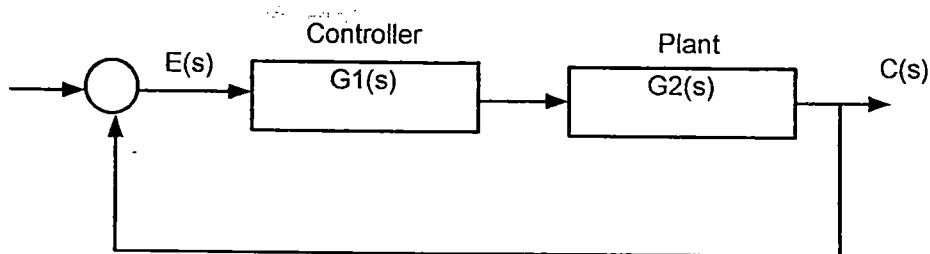
เมื่อ $E(s) = R(s) - H(s) \cdot C(s)$ จะได้

$$\begin{aligned} C(s) &= G(s) \cdot [R(s) - H(s) \cdot C(s)] \\ C(s) &= G(s) \cdot R(s) - G(s) \cdot H(s) \cdot C(s) \\ C(s) + G(s) \cdot H(s) \cdot C(s) &= G(s) \cdot R(s) \\ C(s) [1 + G(s) \cdot H(s)] &= G(s) \cdot R(s) \\ \frac{C(s)}{R(s)} &= \frac{G(s)}{[1 + G(s) \cdot H(s)]} \end{aligned} \quad (2.56)$$

สมการ (2.56) เรียกว่า สมการฟังก์ชันโอนย้าย (Transfer Function) ของระบบ ซึ่งเป็นการส่งผ่านสัญญาณจากอินพุตของระบบไปสู่เอาต์พุตของระบบ เมื่อทำการกำหนดให้ชุดตรวจจับ $H(s)$ มีค่าเกนเป็น 1 (Unity Feedback) จากผังไคอะแกรมในรูปที่ 2.19 สามารถเขียนใหม่ ได้ดังรูปที่ 2.20 และสามารถเขียนสมการฟังก์ชันโอนย้ายได้ใหม่ ดังสมการ (2.57)

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{G_1(s) \cdot G_2(s)}{[1 + G_1(s) \cdot G_2(s)]} \quad (2.57)$$

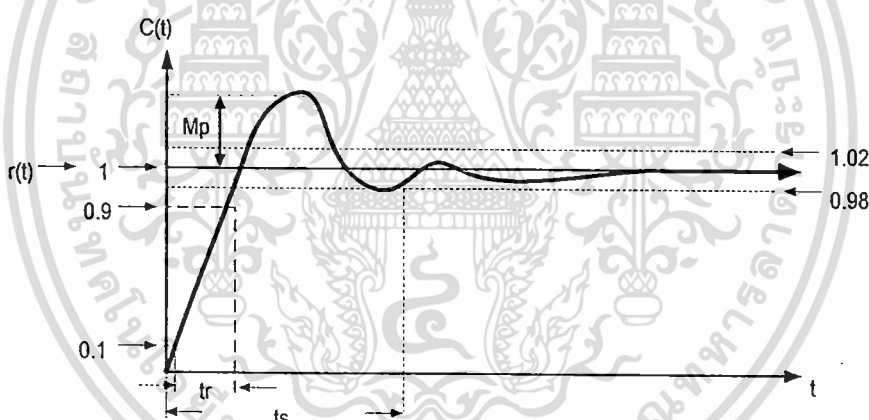
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ส่วนตัวเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่หรือแจกจ่ายโดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 การต่อระบบควบคุมป้อนกลับเมื่อ $H(s) = 1$

2.4.2 การหาผลตอบสนองของระบบ

ในระบบควบคุมทั่วไป สามารถหาผลตอบสนองของระบบได้โดยป้อนสัญญาณอินพุต $r(t)$ ที่เป็นสัญญาณแบบขั้นบันได 1 หน่วย (Unit Step Function) และพิจารณาผลของสัญญาณเอาต์พุต $c(t)$ ที่ได้ ซึ่งลักษณะทั่วไปของผลตอบสนองของระบบ (Unit Step Response) แสดงดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 ผลตอบสนองของระบบแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วย

การพิจารณาถึงคุณสมบัติของผลตอบสนอง สามารถพิจารณาได้จากช่วงเวลาต่างๆ ซึ่งค่าของช่วงเวลาต่างๆ ที่นิยามไปออกแบบหรือนำไปพิจารณาถึงคุณภาพของระบบ มีดังนี้

1. เวลาขาขึ้น (Rise Time (t_r)) คือ ช่วงเวลาที่ระบบทำงานในช่วงเริ่มต้น โดยคิดที่ช่วงเวลาดังแต่ระบบมีค่าตอบสนองเท่ากับ 10 ถึง 90 % ของค่าสุดท้าย ถ้าเวลาขึ้นมีค่าน้อยจะแสดงว่าระบบทำงานได้เร็วในช่วงแรก

2. เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว (Setting Time (t_s)) คือ ช่วงเวลาก่อนที่สัญญาณจะเริ่มเข้าสู่สภาวะคงที่ปกติจะวัดจากระดับ $\pm 2\%$ ถึง $\pm 5\%$ ของสภาวะคงตัว จากรูปที่ 2.21 เมื่อค่าสภาวะคงตัวมีค่าเท่ากับสัญญาณอ้างอิง คือ 1 ดังนั้นเมื่อทำการวัดที่จุดเวลาแรกที่มีค่าผิดพลาดจากค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สุดท้ายอยู่ใน $\pm 2\%$ จะได้ค่าแรงดันเอาต์พุตอยู่ที่ระดับ 0.98 – 1.02 ถ้าค่าเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวมีค่าน้อย แสดงว่าระบบจะเข้าสู่ภาวะทำงานคงที่เร็วขึ้น

3. ความผิดพลาดบนสภาวะคงตัว (Steady State Error (e_{ss})) เป็นค่าความผิดพลาดจากผลต่างระหว่างแรงดันคำสั่งและแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะคงตัว ซึ่งสามารถคำนวณได้โดย

$$e_{ss} = r(\infty) - c(\infty) \quad (2.58)$$

เมื่อ $r(\infty)$ คือ แรงดันอ้างอิงที่เวลานั้น

$c(\infty)$ คือ แรงดันเอาต์พุตที่เวลานั้น

4. ค่าโอเวอร์ชูตสูงสุด (M_p) เป็นค่าของผลตอบสนองที่แกว่งขึ้นสูงที่สุด ถ้าค่า M_p มีค่ามาก จะทำให้ระบบทำงานแกว่งหรือกระเพื่อม

2.4.3 คุณสมบัติของระบบควบคุม

ระบบควบคุมที่นิยมใช้ทั่วไป อาจแบ่งได้เป็น 4 แบบดังนี้

1. ระบบควบคุมแบบ P (P Controller) คือค่าอัตราขยายจะมีคุณสมบัติลดค่าเวลาขึ้นทำให้ระบบทำงานเร็วขึ้นแต่จะมีผลไปเพิ่มค่าโอเวอร์ชูตสูงสุดทำให้ระบบแกว่งในช่วง

2. ระบบควบคุมแบบ PD (PD Controller) คือค่าอัตราขยายแบบ (P) และเพิ่มตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ (D) ลดการแกว่งของระบบ

3. ระบบควบคุมแบบ PI (PI Controller) คือค่าอัตราขยายแบบ (P) และเพิ่มตัวควบคุมแบบอินทิกรัล (I) เข้าไปจะพบว่าไม่มีค่าความผิดพลาดบนสภาวะคงตัวในระบบ

4. ระบบควบคุมแบบ PID (PID Controller) เป็นการนำคุณสมบัติของระบบควบคุมทั้ง 3 แบบ คือ P, PD และ PI มารวมกัน โดยสามารถกำหนดค่าเกณฑ์ทั้ง 3 แบบ คือ P, I และ D ได้อย่างอิสระ ทำให้สามารถออกแบบระบบควบคุมให้เป็นที่ต้องการได้ โดยทำการปรับค่าเกณฑ์ทั้ง 3 แบบ และนำมาพิจารณาผลตอบสนองที่ได้ เมื่อปรับค่าเกณฑ์ได้ผลตอบสนองตามต้องการแล้วจึงนำค่าที่ได้ไปติดตั้งหรือออกแบบเป็นวงจรให้งานต่อไป

สามารถเขียนฟังก์ชันโอนย้าย (Transfer Function) ของระบบควบคุมแบบ PID ได้ดังนี้

$$PID(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (2.59)$$

เมื่อ K_p ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบ P

K_i ค่าอัตราขยายส่วนอินทิเกรตสัญญาณของตัวควบคุมแบบ I

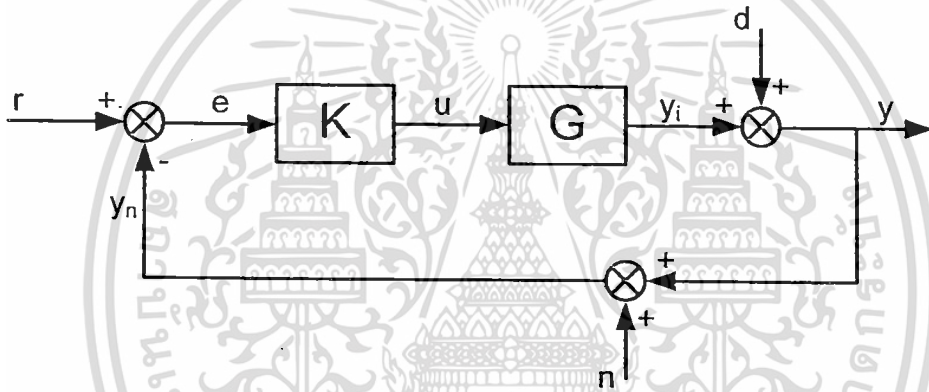
K_d ค่าอัตราขยายส่วนดิฟเฟอเรนเชียลของตัวควบคุมแบบ D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.4 การจัดสรรฐานวงรอบ (Loop shaping) และระบบควบคุมแบบคงทน (Robust control system)

การจัดสรรฐานวงรอบ (Loop shaping)

ในเทคนิคนี้ระบบที่มีสมรรถนะที่ดีจะต้องถูกจัดสรรฐานวงรอบระบบด้วยฟังก์ชันนำหน้าชดเชยก่อน (Pre-compensation) คือ W_1 เพื่อความต้องการเชิงสมรรถนะและลดผลจากตัวก่อกวน (disturbance) และฟังก์ชันนำหน้าชดเชยหลัง (post-compensation) คือ W_2 เพื่อตัดสัญญาณก่อกวนของตัวตรวจจับสัญญาณ (sensor) เมื่อมีการจัดสรรฐานแล้วสิ่งที่ต้องการให้ได้จากระบบหลังการจัดสรรฐาน (G_S) คือมีอัตราขยายในช่วงความถี่ต่ำสูง ซึ่งหมายถึงสมรรถนะและความคงทนที่ดีขึ้น มีค่าอัตราขยายสูงที่ความถี่ต่ำและมีค่าแบนวิดท์กว้างและมีความชันของกราฟผลตอบสนองเชิงความถี่ที่บริเวณ ความถี่ตัดเท่ากับ -20 dB/decade



รูปที่ 2.22 รูประบบควบคุมแบบป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.22 แสดงระบบควบคุมแบบป้อนกลับ ซึ่งประกอบไปด้วย

G คือ ระบบ (Plant) ที่พิจารณา

K คือ ตัวควบคุม (Controller)

r คือ สัญญาณอ้างอิงหรือคำสั่ง (Command)

y_i คือ เอาต์พุตของระบบ (output)

d คือ ตัวก่อกวน (Disturbance)

y คือ เอาต์พุตของระบบที่รวมตัวก่อกวน (Disturbance) เข้าไปด้วย

n คือ สัญญาณก่อกวน (noise) จากตัวตรวจจับสัญญาณ (sensor)

e คือ ค่าความคลาดเคลื่อน (Error) ระหว่างสิ่งที่เราต้องการให้ระบบตอบสนองกับเอาต์พุต

ของระบบ (y) ซึ่งมีสัญญาณก่อกวน (noise) จากตัวตรวจจับสัญญาณ (sensor) รวมอยู่ด้วย

y_n คือ เอาต์พุตของระบบที่รวมตัวก่อกวน (Disturbance) และสัญญาณก่อกวน (noise) จาก

ตัวตรวจจับสัญญาณ (sensor) เข้าไปด้วย งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ กรุณาแจ้งผู้จัดทำแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาระบบควบคุมแบบป้อนกลับในรูปที่ 2.22 จะได้

$$e = r - y - n \quad (2.60)$$

$$y_i = eKG \quad (2.61)$$

เมื่อแทนค่าความคลาดเคลื่อน (e) จากสมการ (2.60) ลงในสมการ (2.61) จะได้

$$y_i = KG(r - y - n) \quad (2.62)$$

เมื่อพิจารณาเอาต์พุต (y) ของระบบจะได้

$$y = y_i + d \quad (2.63)$$

$$y = KG(r - y - n) + d$$

$$y = KGr - KGy - KGn + d$$

$$y + KGy = KGr - KGn + d$$

$$y(1 + KG) = KGr - KGn + d$$

$$y = \frac{KGr}{1 + KG} - \frac{KGn}{1 + KG} + \frac{d}{1 + KG} \quad (2.64)$$

เมื่อพิจารณาอัตราส่วนระหว่างเอาต์พุตของระบบ (y) และสิ่งที่ต้องการให้ระบบตอบสนอง (r) จะได้

$$\frac{y}{r} = \frac{KG}{1 + KG} - \frac{KGn}{r(1 + KG)} + \frac{d}{r(1 + KG)} \quad (2.65)$$

การกำหนดฟังก์ชันนำหนัkdังกล่าว จะพยายามให้ระบบที่มีการจัดสัญญาณแล้วมีค่า

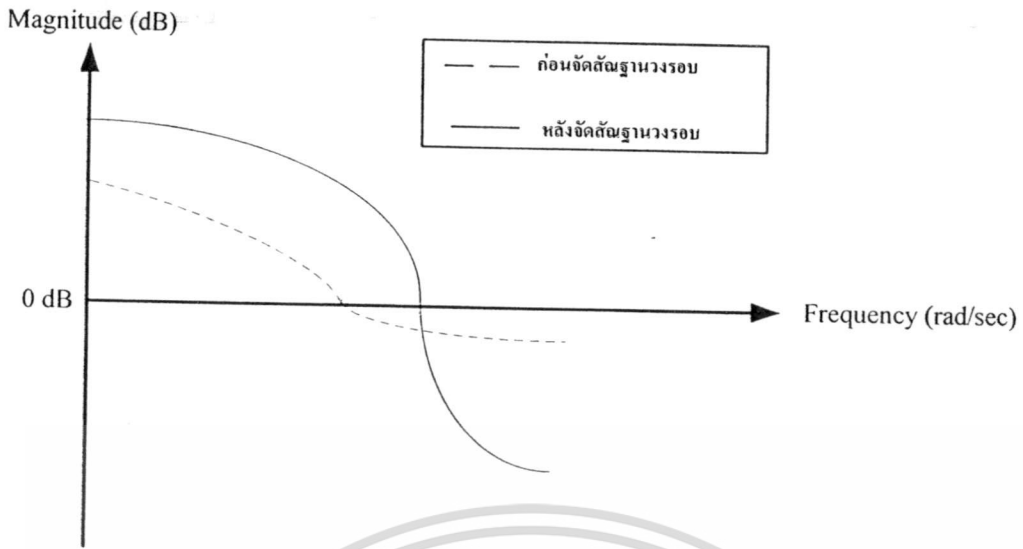
1.1 อัตราการขยายสูงที่ความถี่ต่ำ เพื่อลดผลที่เกิดจากตัวก่อนและความไม่แน่นอนของระบบ

1.2 อัตราการขยายต่ำที่ความถี่สูง เพื่อลดผลของสัญญาณก่อน

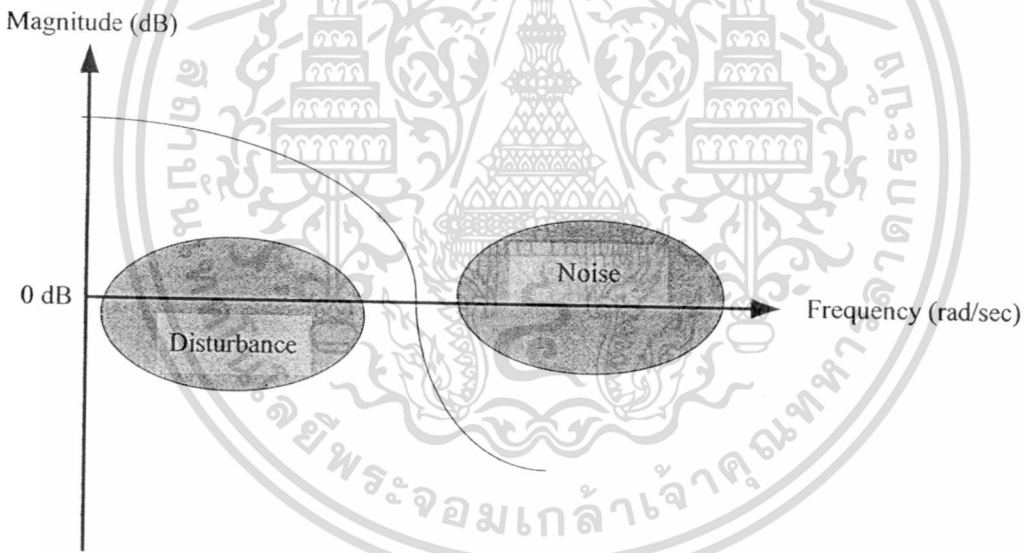
1.3 ค่าแบนวิดท์สูง เพื่อความไวในการตอบสนอง

เมื่อทำการจัดสัญญาณวงรอบด้วยฟังก์ชันนำหนักที่เหมาะสมแล้วควรจะได้แผนภาพ โปดของระบบหลังการจัดสัญญาณวงรอบดังรูปที่ 2.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 ตัวอย่างแผนภาพ โบคของระบบก่อนและหลังจัดตั้งฐานวงรอบ



รูป 2.24 รูป โบคของระบบที่สามารถลดผลของตัวก่อกวนและความไม่แน่นอนของระบบ และสามารถลดผลของสัญญาณก่อกวนได้

ระบบควบคุมแบบคงทน(Robust control system)

การวิเคราะห์ระบบที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์(Mathematical) จะแตกต่างจากระบบจริง (Real Process) เนื่องจากระบบจริงจะมีความไม่แน่นอน (Uncertainty Models) รวมอยู่ด้วย [40] ซึ่งความไม่แน่นอนของระบบอาจเกิดขึ้นจากตัวก่อกวนจากภายนอก หรือความไม่แน่นอนในพารามิเตอร์ของระบบเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบในอุดมคติคือ (G_o)

$$\text{Mathematical Model} \longleftrightarrow G_o$$

ระบบจริง (G_Δ)

$$\text{Real Process} \longleftrightarrow G_\Delta = G_o + \Delta G$$

เมื่อ Δ คือ ความไม่แน่นอน

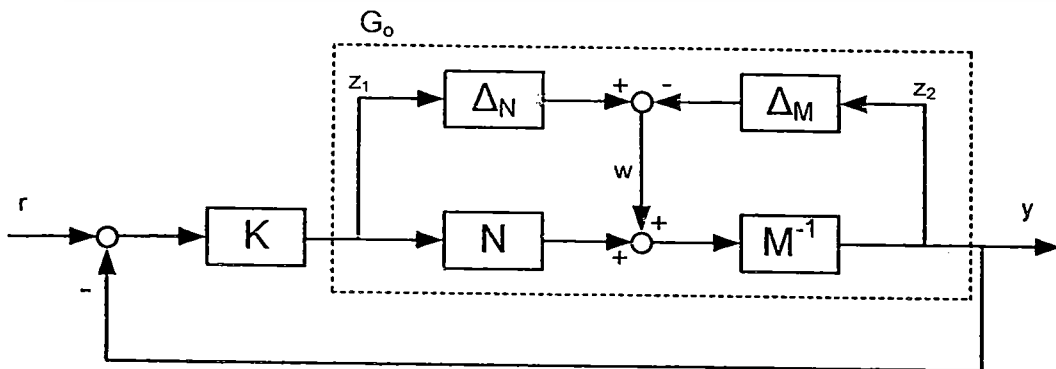
การออกแบบระบบควบคุมที่สามารถทำงานได้ดี จะต้องออกแบบให้ระบบสามารถมีเสถียรภาพ และมีสมรรถนะตามต้องการแม้ว่าจะเกิดตัวก่อกวน (Disturbance) ความไม่แน่นอนของระบบ (Plant) สัญญาณก่อกวน ฯลฯ อย่างไรก็ตาม การหาแบบจำลองในสิ่งที่กล่าวมาข้างต้น มีหลายวิธี และในบางระบบทำได้ยาก เนื่องจากไม่สามารถที่จะคาดเดาหรือหาขอบเขตความไม่แน่นอนได้ในวิทยานิพนธ์นี้ จะศึกษาและออกแบบโดยอาศัยแบบจำลองความไม่แน่นอนแบบ Coprime factor เนื่องจากสามารถครอบคลุมความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นกับ โพลและซีโรของระบบได้ รูปที่ 2.25 แสดงลักษณะของความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นในแบบจำลองความไม่แน่นอนแบบ Coprime factor ซึ่งจะสมมติให้ตัวแปร m และ n คือ Coprime factor และตัวแปร m และ n จะเป็น Coprime factor ได้ก็ต่อเมื่อสามารถหาตัวแปร x และ y ที่ทำให้ [32]

$$xm + yn = I \tag{2.68}$$

โดยที่ Coprime factor จะแบ่งออกเป็น Right coprime และ Left coprime ดังสมการ (2.69) และสมการ (2.70) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} X_r & Y_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M \\ N \end{bmatrix} = X_r M + Y_r N = I \tag{2.69}$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{M} & \tilde{N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_l \\ Y_l \end{bmatrix} = \tilde{M} X_l + \tilde{N} Y_l = I \tag{2.70}$$



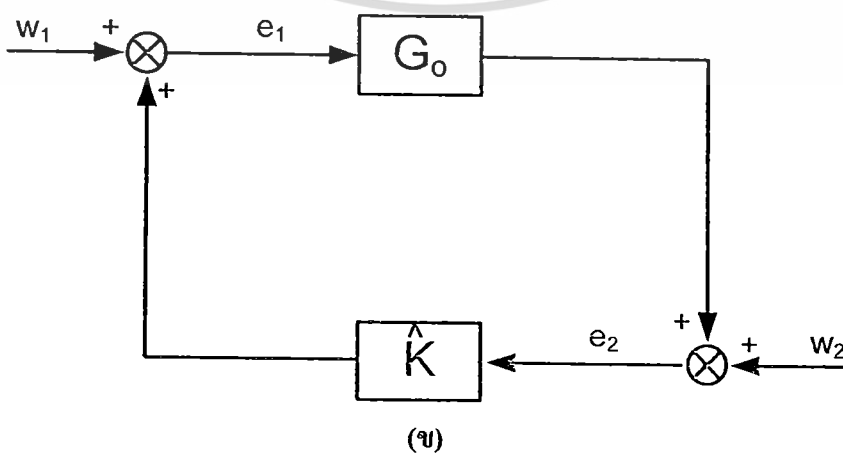
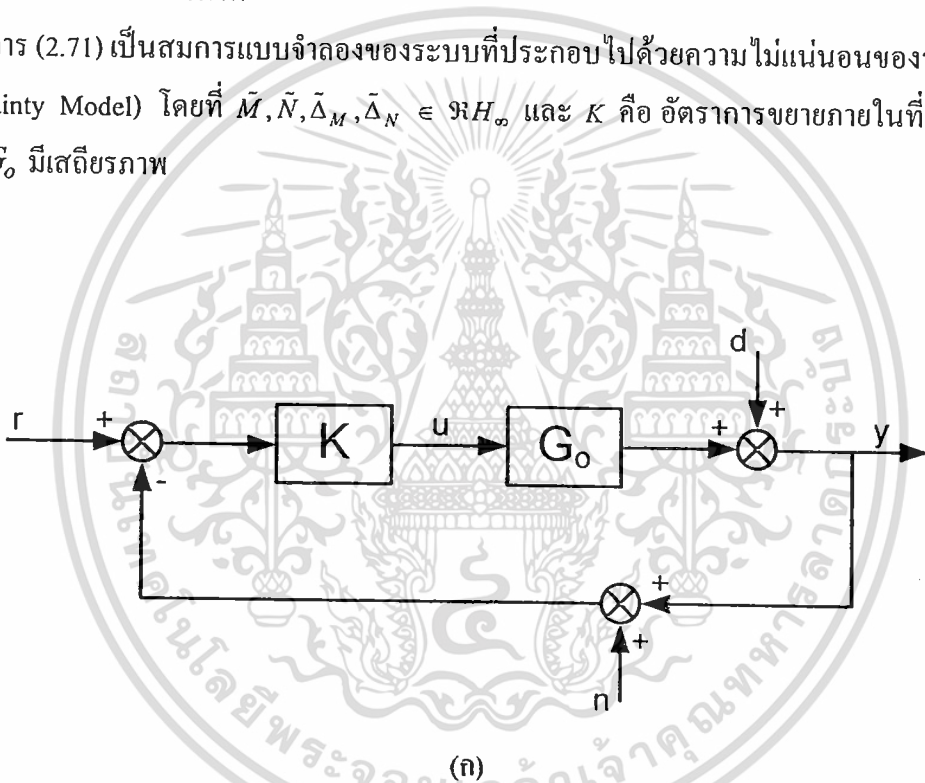
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 2.25 รูป Uncertainty Coprime factor
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.25 จะเห็นได้ว่าระบบ (Plant) ในที่นี้คือ $G_o = M^{-1}N$ โดยที่ G คือ Nominal Plant โดยเป็นแบบจำลองแบบกระจายออกเป็นเศษส่วนโดยที่ M คือ ตัวหาร และ N คือ ตัวที่ถูกหาร Δ_N และ Δ_M คือ แบบจำลองความไม่แน่นอนในส่วนตัวที่ถูกหารและตัวหารตามลำดับ เมื่อพิจารณาแบบจำลองระบบ G_o เป็นแบบ Coprime factor และระบบประกอบไปด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีความไม่แน่นอนคือ Δ_N และ Δ_M แล้วสามารถเขียนแบบจำลองระบบใหม่ได้ดังนี้

$$G_o = \{(M + \Delta_M)^{-1}(N + \Delta_N) : \|[\Delta_N \ \Delta_M]\|_\infty < \varepsilon\} \tag{2.71}$$

เมื่อ ε คือ ส่วนเพื่อเสถียรภาพ

จากสมการ (2.71) เป็นสมการแบบจำลองของระบบที่ประกอบไปด้วยความไม่แน่นอนของระบบ (Uncertainty Model) โดยที่ $\tilde{M}, \tilde{N}, \tilde{\Delta}_M, \tilde{\Delta}_N \in \mathfrak{RH}_\infty$ และ K คือ อัตราการขยายภายในที่ทำให้ระบบ G_o มีเสถียรภาพ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามรูปที่ 2.26 บล็อกไดอะแกรมของระบบข้างของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.26 (ก) แสดงบล็อกไคอะแกรมของระบบซึ่งประกอบไปด้วยระบบ (G) ตัวควบคุม (K) สัญญาณอ้างอิง (r) สัญญาณก่อนวนจากตัวตรวจจับสัญญาณ (n) และเอาต์พุตของระบบ (y) จากรูปจะพบว่าจะมีสัญญาณจากภายนอกคือ r, n และ d จากนั้นก็ทำการจัดบล็อกไคอะแกรมของระบบใหม่ โดยกำหนดให้สัญญาณอินพุตจากภายนอกคือ w_1 และ w_2 และอินพุตของระบบและตัวควบคุมคือ e_1 และ e_2 จากรูปที่ 2.26 (ข) จะแสดงบล็อกไคอะแกรมของระบบที่ถูกจัดขึ้นมาใหม่ ซึ่งสามารถหาความสัมพันธ์ของระบบได้ดังนี้

$$e_1 = w_1 + \hat{K}e_2 \quad (2.72)$$

$$e_2 = w_2 + G_o e_1 \quad (2.73)$$

เมื่อแทนสมการ (2.72) ลงในสมการ (2.73) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$e_1 = w_1 + \hat{K}(w_2 + G_o e_1) \quad (2.74)$$

$$e_1 = w_1 + \hat{K}w_2 + \hat{K}G_o e_1$$

$$(1 - \hat{K}G_o)e_1 = w_1 + \hat{K}w_2 \quad (2.75)$$

ระบบจะมีเสถียรภาพภายใน (Internal Stability) ก็ต่อเมื่อสามารถหาค่า $(I - \hat{K}G_o)^{-1}$ ได้ หรือพิจารณาหาเสถียรภาพภายในจากสมการ (2.72) และ (2.73) จะได้

$$e_1 - e_2 \hat{K} = w_1 \quad (2.76)$$

$$-e_1 G_o + e_2 = w_2 \quad (2.77)$$

เมื่อหาความสัมพันธ์ของสมการ (2.76) และ (2.77) ในรูปเมตริกส์จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\begin{aligned} e_1 - e_2 \hat{K} = w_1 \\ -e_1 G_o + e_2 = w_2 \end{aligned} \Rightarrow \begin{bmatrix} I & -\hat{K} \\ -G_o & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

จากสมการ (2.78) พบว่าระบบจะมีเสถียรภาพภายในก็ต่อเมื่อสามารถหาค่าอินเวอร์สของเมตริกส์ $\begin{bmatrix} M & U \\ N & V \end{bmatrix}$ ได้ จาก $G_o = NM^{-1} = \tilde{M}^{-1}\tilde{N}$ และ $\hat{K} = UV^{-1} = \tilde{V}^{-1}\tilde{U}$ ทำให้สามารถหาเสถียรภาพ

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

สามารถหาค่าได้

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ตัวควบคุม $K = UV^{-1}$ เป็นแบบ right coprime เมื่อพิจารณาแบบวงปิดจะพบว่าระบบจะมีเสถียรภาพภายในก็ต่อเมื่อ

$$[\tilde{N}U + \tilde{M}V]^{-1} \in \mathfrak{RH}_\infty \quad (2.79)$$

$$[(\tilde{N} + \tilde{\Delta}_N)U + (\tilde{M} + \tilde{\Delta}_M)V]^{-1} \in \mathfrak{RH}_\infty \quad (2.80)$$

$$\left[I + \frac{(\tilde{\Delta}_N U + \tilde{\Delta}_M V)}{(\tilde{N}U + \tilde{M}V)} \right]^{-1} \in \mathfrak{RH}_\infty \quad (2.81)$$

$$\left[I + \begin{bmatrix} \tilde{\Delta}_N & \tilde{\Delta}_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ V \end{bmatrix} (\tilde{N}U + \tilde{M}V)^{-1} \right]^{-1} \in \mathfrak{RH}_\infty \quad (2.80)$$

จาก [40] จะได้ว่า $(I - M\Delta)^{-1} \in \mathfrak{RH}_\infty$ แล้วจะได้ $\|\Delta\|_\infty \leq 1$, $\|M\|_\infty \leq 1$ ซึ่งการพิจารณา [40] จะเป็นการหาเสถียรภาพของระบบภายใต้เงื่อนไขความไม่แน่นอนของระบบ เมื่อเปรียบเทียบกับสมการ (2.80) [40] จะได้ว่า

$$\left\| \begin{bmatrix} U \\ V \end{bmatrix} (\tilde{N}U + \tilde{M}V)^{-1} \right\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} UV^{-1} \\ I \end{bmatrix} V \frac{1}{(\tilde{N}U + \tilde{M}V)} \right\|_\infty \quad (2.81)$$

$$= \left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} V \frac{1}{[(\tilde{M}^{-1}\tilde{N})(UV^{-1}) + 1]\tilde{M}V} \right\|_\infty \quad (2.82)$$

จาก $G = \tilde{M}^{-1}\tilde{N}$ และ $K = UV^{-1}$ จะได้ว่า

$$\left\| \begin{bmatrix} U \\ V \end{bmatrix} (\tilde{N}U + \tilde{M}V)^{-1} \right\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} (I + G_o K)^{-1} \tilde{M}^{-1} \right\|_\infty \quad (2.83)$$

$$\left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} (I + PK)^{-1} \tilde{M}^{-1} \right\|_\infty = \left\| M^{-1} (I + KG_o)^{-1} \begin{bmatrix} I & K \end{bmatrix} \right\|_\infty \quad (2.84)$$

เมื่อพิจารณาระบบควบคุมแบบป้อนกลับที่มีตัวก่อกวน ระบบจะมีความคงทนถ้าระบบควบคุมแบบป้อนกลับ G มีเสถียรภาพและ

$$\|T_{Zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} (I + G_o K)^{-1} M^{-1} \right\|_\infty \leq \frac{1}{\varepsilon} = \gamma \quad (2.85)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ค่า $\|T_{ZW}\|_{\infty}$ คือ ค่านอร์มอนันต์ (Infinity norm) ของฟังก์ชันถ่ายโอนจากตัวก่อนไปยังสเตท โดยหากค่าดังกล่าวนี้มีค่าสูงจะทำให้ระบบมีส่วนเพื่อเสถียรภาพต่ำ ดังนั้นการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนในระบบแบบนี้ จึงพยายามออกแบบให้ตัวควบคุม K ที่ทำให้สมการ (2.85) มีค่าอยู่ในค่าที่กำหนด จากทฤษฎีการออกแบบระบบควบคุมแบบเหมาะสมที่สุด (Optimal Control) ตัวควบคุมที่สามารถออกแบบได้ส่วนเพื่อเสถียรภาพสูงสุด (ε_{\max}) จะได้ไม่เกินค่าที่หาได้จากการแก้สมการรีคาติ (Riccati Equation) ต่อไปนี้

$$\gamma_{\min} = \frac{1}{\varepsilon_{\max}} = (1 + \lambda_{\max}(XZ))^{-\frac{1}{2}} \quad (2.86)$$

เมื่อ $\lambda_{\max}(XZ)$ คือ ค่า Eigen values ตัวที่มีค่าสูงที่สุดของเมตริกซ์ X คูณกับเมตริกซ์ Z
 Z คือ ค่าที่ได้จากการแก้สมการรีคาติ จากสมการ (2.87)

$$(A - BS^{-1}D^T C)Z + Z(A - BS^{-1}D^T C)^T - ZC^T R^{-1} CZ + BS^{-1} B^T = 0 \quad (2.87)$$

โดยที่ $R = I + DD^T, S = I + D^T D$

X คือ ค่าที่ได้จากการแก้สมการรีคาติ จากสมการ (2.88)

$$(A - BS^{-1}D^T C)^T X + X(A - BS^{-1}D^T C) - XBS^{-1} B^T X + C^T R^{-1} C = 0 \quad (2.88)$$

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

เมื่อเลือกค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพ ให้มีค่าต่ำกว่าค่าเพื่อเสถียรภาพสูงสุดเล็กน้อยแล้ว ($\varepsilon < \varepsilon_{\max}$) จะสามารถสังเคราะห์หาตัวควบคุม K จากสมการต่อไปนี้ได้

$$K = \left[\begin{array}{c|c} \frac{A + BF + \gamma^2(L)^{-1}ZC^T(C + DF)}{B^T X} & \gamma^2(L)^{-1}ZC^T \\ \hline & -D^T \end{array} \right] \quad (2.89)$$

เมื่อ $F = -S^{-1}(D^T C + B^T X)$

$$L = (1 - \gamma^2)I + XZ$$

การหาตัวควบคุมโดยการออกแบบดังกล่าวข้างต้นสามารถดูรายละเอียดเพิ่มเติมจาก [40]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.5 ตัวควบคุมแบบจัดสถานะวงรอบเอชอินฟินิตี้

ตัวควบคุมในแบบจัดสถานะวงรอบคำนึงถึงสมรรถนะของระบบ อาทิเช่น การตอบสนองของระบบ แบบควิตต์ เป็นต้น McFalane และคณะ [41] ได้ออกแบบขั้นตอนเพิ่มเติมขึ้นเพื่อให้ตัวควบคุมมีความคงทนพร้อมทั้งมีเสถียรภาพโดยรวมเอาเทคนิคการจัดสถานะวงรอบเข้าไปในการออกแบบแบบคงทนที่สามารถสรุปได้ดังนี้ [41]

ตัวควบคุมแบบจัดสถานะวงรอบเอชอินฟินิตี้ที่ McFalane และคณะนำเสนอเป็นดังนี้

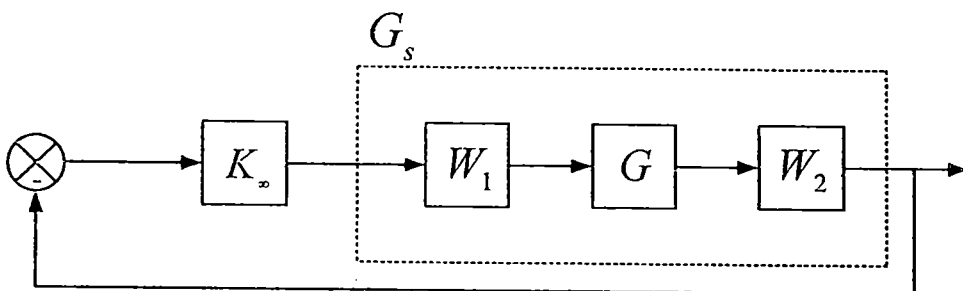
1. สำหรับการออกแบบตัวควบคุมในระบบ G จะออกแบบฟังก์ชันนำหน้าหน้าหน้าก่อน (pre-compensation) คือ W_1 เพื่อหาความต้องการเชิงสมรรถนะและลดตัวก่อนและออกแบบฟังก์ชันนำหน้าหน้าหลัง (post-compensation) คือ W_2 เพื่อลดผลของสัญญาณก่อนของตัวตรวจจับสัญญาณ (sensor) ซึ่งหากกำหนดให้สัญญาณก่อนจากตัวตรวจจับมีน้อยเนื่องจากการใช้ตัวตรวจจับที่ดีแล้วสามารถกำหนดให้ค่า W_2 เป็นค่าคงที่ อาทิเช่น อาจกำหนดค่าฟังก์ชันนำหน้าหน้าเหล่านี้เป็น

$$W_1 = K_w \frac{s + \alpha}{s + \delta}, \quad W_2 = \frac{b}{s + b} \quad (2.90)$$

โดยกำหนดให้ K_w, α, δ และ b ที่มีค่าบวก และค่า δ จะเป็นค่าบวกที่มีค่าน้อยมาก จะได้ผลของอินทิกรัล ซึ่งทำให้ค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัวเป็นศูนย์ เป็นต้น ระบบที่มีการจัดสถานะวงรอบเพื่อให้ได้ข้อกำหนดตามต้องการจากการใช้ฟังก์ชันนำหน้าหน้าจะเป็น

$$G_s = W_1 G W_2 \quad (2.91)$$

เมื่อดำเนินการจัดสถานะที่เหมาะสมแล้ว ขั้นตอนต่อไปคือพยายามหาตัวควบคุมแบบคงทนสำหรับระบบที่มีการจัดสถานะแล้วระบบใหม่ที่มีการคูณค่าฟังก์ชันนำหน้าหน้าจะเรียกว่า ระบบที่มีการจัดสถานะ (Shaped Plant) ดังรูปที่ 2.27



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเนื้อหาบางส่วนที่แตกต่างจากเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.27 การจัดสถานะวงรอบเอชอินฟินิตี้

หาค่านอร์มอนันต์ที่มีค่าต่ำที่สุดที่เป็นไปได้ในการออกแบบตัวควบคุม K_∞ โดยค่านี้เรียกว่า γ_{\min}

$$\gamma_{\min} = \frac{1}{\varepsilon_{\max}} = (1 + \lambda_{\max}(XZ))^{1/2} \quad (2.92)$$

สำหรับคำแนะนำใน[32] พบว่าในถ้า $\varepsilon_{\max} < 0.25$ หรือ $\gamma_{\min} > 4$ แสดงว่า \mathcal{H}_1 และ \mathcal{H}_2 ที่ออกแบบไว้ไม่เหมาะสมต้องทำการออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักใหม่เมื่อได้ค่าฟังก์ชันน้ำหนักที่เหมาะสมแล้วให้เลือกค่า $\varepsilon < \varepsilon_{\max}$ และสังเคราะห์หาค่าชดเชยควบคุม K_∞ จากวิธีการในหัวข้อที่ 2.4.4

$$\|T_{ZW}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I + G_s K_\infty)^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I + G_s K_\infty)^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_\infty \leq \varepsilon^{-1} \quad (2.93)$$

จากสมการ (2.93) สามารถจัดรูปสมการได้อีกแบบดังนี้

$$\|T_{ZW}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} K S_o & T_i \\ S_o & P S_i \end{bmatrix} \right\|_\infty \quad (2.94)$$

เมื่อ

$$S_o = S_i = \frac{1}{1 + KG}$$

$$T_i = 1 - S_i$$

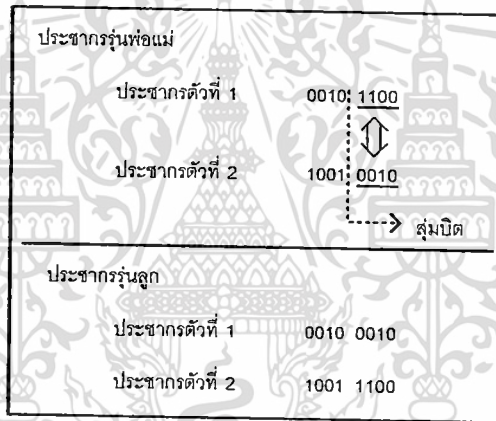
เมื่อได้ตัวควบคุม K_∞ แล้วจะสามารถหาตัวควบคุม K ได้จากการพิจารณาในรูปที่ 25 เนื่องจากระบบที่จะควบคุมคือ G ไม่ใช่ G_s ดังนั้นตัวควบคุมจึงเป็น

$$K = W_1 K_\infty W_2 \quad (2.95)$$

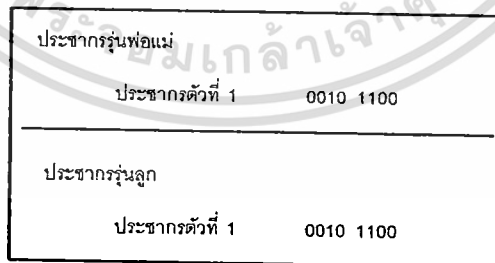
2.5 ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (Genetic Algorithm)

ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม[42-43] เป็นวิธีการหนึ่งของการหาค่าที่เหมาะสม (Optimization) ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการแก้ปัญหาที่ไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) ที่มีพื้นฐานการเลียนแบบกระบวนการคัดเลือกทางพันธุกรรมตามธรรมชาติของสิ่งมีชีวิต โดยที่พันธุกรรมและเหมาะสมกว่าจะถูกคัดเลือกให้คงอยู่ หลักวิธี GA จึงมักถูกนำไปใช้ในการแก้ปัญหาออปติไมเซชัน (optimization problem) เพื่อหาค่าตอบที่ดีที่สุด ภายใต้เงื่อนไข (constraint) และฟังก์ชันของจุดประสงค์ (objective function) ที่กำหนด โดยเริ่มต้นจากการสุ่มค่าคำตอบขึ้นมาจำนวนหนึ่ง เรียกว่าเป็นประชากร (population) โดยที่สมาชิกแต่ละตัวเรียกว่าโครโมโซม (chromosome) ในไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ละโครโมโซมประกอบด้วยยีน (gene) หลายๆ ยีนเรียงต่อกัน โดยมักจะแทนแต่ละยีนด้วยเลขฐานสอง (binary) จากนั้นจึงพิจารณาคุณลักษณะทั้งหมดว่ามีความเหมาะสมเพียงใด โดยการนำไปแทนในฟังก์ชันจุดประสงค์ ซึ่งให้ผลลัพธ์เป็นค่าความเหมาะสม (fitness value) ของสมาชิกตัวนั้น เมื่อทราบค่าความเหมาะสมแล้วจึงทำการคัดเลือกพ่อพันธุ์และแม่พันธุ์ (parent selection) โดยอาจจะใช้วิธีการที่เรียกว่า วงล้อรูเล็ตต์ (roulette-wheel method) ซึ่งจะเป็นการเลือกสมาชิกมาเป็นโครโมโซมรุ่นพ่อและรุ่นแม่เพื่อถ่ายทอดไปยังรุ่นลูกโดยใช้หลักการว่าโครโมโซมที่มีค่าความเหมาะสมสูงจะมีโอกาสถูกเลือกได้มากกว่าหรืออาจใช้วิธีการอื่นๆก็ได้ หลังจากที่ได้อ่อนพันธุ์และแม่พันธุ์แล้วจะนำพ่อพันธุ์และแม่พันธุ์ มาผลิตรุ่นลูกซึ่งจะเป็นประชากรรุ่นใหม่ ซึ่งการกระทำทางพันธุกรรมเพื่อผลิตรุ่นลูกมีด้วยกันสามวิธีหลักๆ คือ แบบผสมข้ามพันธุ์ (Crossover) แบบถอดแบบจากต้นแบบ (Reproduction) และแบบกลายพันธุ์ (Mutation) ลักษณะของขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมจะแสดง ดังรูปที่ 2.28 และสามารถแสดงแผนผังการทำงาน ได้ดังรูปที่ 2.29



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.28 (ก) แบบที่ผสมข้ามพันธุ์ (ข) แบบที่ถอดแบบจากต้นแบบ และ (ค) แบบที่กลายพันธุ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

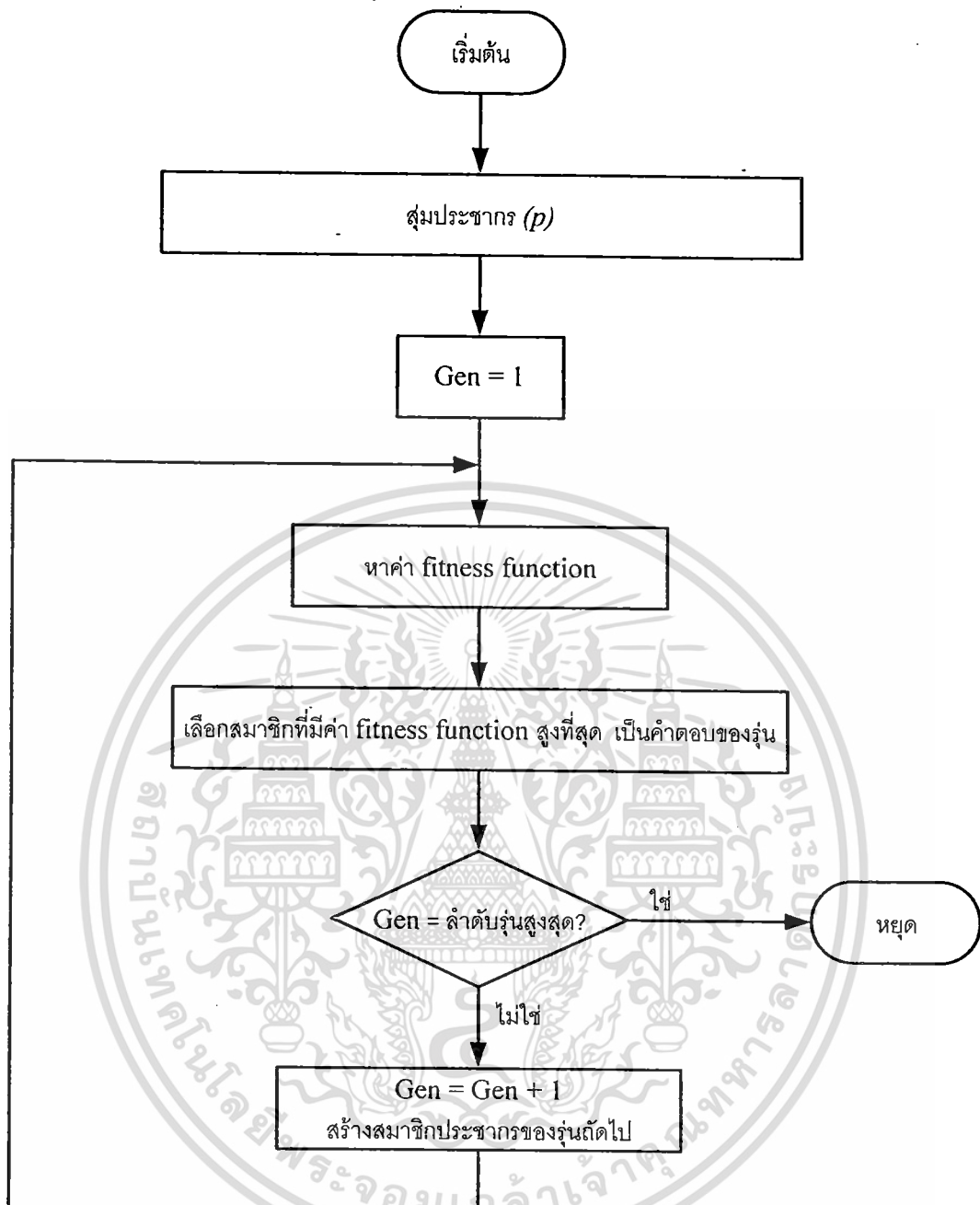
ประชากรรุ่นพ่อแม่	
ประชากรตัวที่ 1	0010 1100 ↓ -----> สุ่มบิด
ประชากรรุ่นลูก	
ประชากรตัวที่ 1	0011 1100

(ค)

รูปที่ 2.28(ต่อ) (ก) แบบที่ผสมข้ามพันธุ์ (ข) แบบที่ถอดแบบจากต้นแบบ และ (ค) แบบที่กลายพันธุ์

การกระทำทางพันธุกรรมแบบผสมข้ามพันธุ์จะทำการสุ่มจุดตัดของประชากรรุ่นพ่อแม่ตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ขึ้นมาแล้วใช้จุดดังกล่าวมาเป็นจุดไขว้เพื่อสร้างประชากรรุ่นลูกดังรูปที่ 2.28(ก) ส่วนการกระทำทางพันธุกรรมแบบถอดแบบจากต้นแบบจะสร้างประชากรรุ่นลูกจากประชากรรุ่นพ่อแม่ โดยไม่มีการเปลี่ยนแปลงใดๆดังรูปที่ 2.28(ข) สุดท้ายคือการกระทำทางพันธุกรรมแบบกลายพันธุ์ จะทำการสุ่มตำแหน่งในประชากรรุ่นพ่อแม่แล้วเปลี่ยนค่าจาก 0 เป็น 1 และ 1 เป็น 0 เพื่อสร้างเป็นประชากรรุ่นลูกดังรูปที่ 2.28(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 แผนผังการทำงานของขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม

2.6 การออกแบบตัวควบคุมแบบจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H infinity Loop Shaping) ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม

ตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นในหัวข้อที่ 2.4.5 นั้นต้องอาศัยการหาตัวควบคุมโดยการแก้สมการรีคาติในขั้นตอนที่ 3 ซึ่งทำให้มีโครงสร้างตัวควบคุมที่ซับซ้อน ลำดับสูงและยากต่อการนำไปใช้งาน ผู้วิจัยจึงนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม

เอกสารนี้วิธีการที่ผู้วิจัยนำเสนอจะพัฒนามาจากวิธีการของ McFalane และคณะ โดยในขั้นตอนแรกจะกำหนดโครงสร้างของตัวควบคุมและฟังก์ชันน้ำหนักที่จะออกแบบขึ้นเป็น $K(p), W_1(x)$

เมื่อ p, x คือ เวกเตอร์พารามิเตอร์ของตัวควบคุมและฟังก์ชันน้ำหนักที่ต้องการออกแบบเพื่อให้ระบบได้ตามต้องการ โครงสร้างนี้อาจออกแบบเป็นตัวควบคุมแบบเชิงเส้นแบบใดก็ได้ อาทิเช่น PI, PID ฯลฯ จากนั้น หากพิจารณาสมการ (2.95) ได้ว่า

$$K(p) = W_1(x)K_\infty W_2 \quad (2.96)$$

$$K_\infty W_2 = \frac{K(p)}{W_1(x)} \quad (2.97)$$

โดยกำหนดให้ $W_1(x)^{-1} \in \mathcal{RH}_\infty$ และให้ $W_2 = I$ คือค่าคงที่เนื่องจากไม่คิดผลของสัญญาณก่อนวน

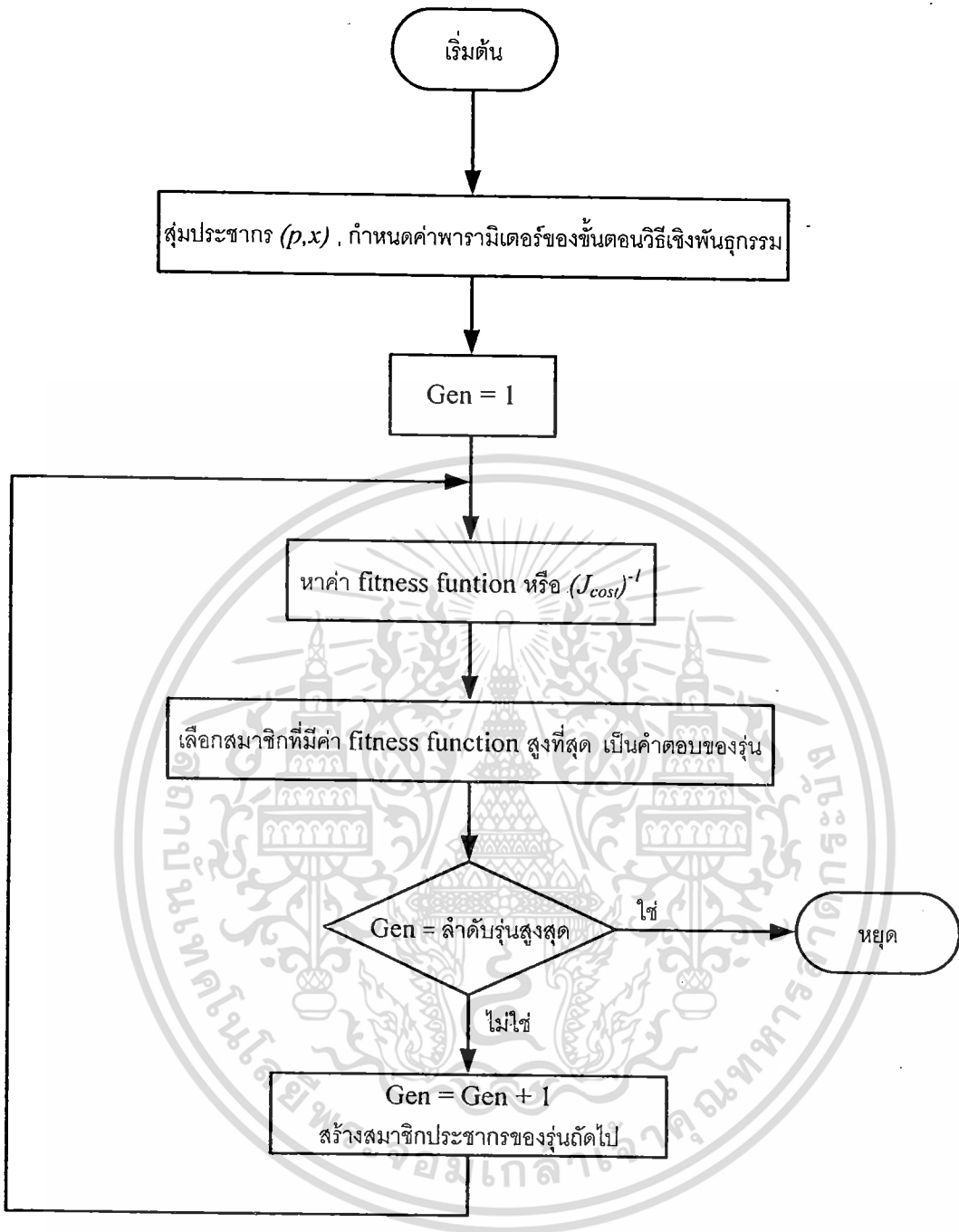
$$K_\infty = \frac{K(p)}{W_1(x)} \quad (2.98)$$

นำค่า K_∞ ในสมการ (2.98) แทนค่าลงในสมการ (2.93) ซึ่งหากต้องการหาตัวควบคุมและฟังก์ชันน้ำหนัก $K(p), W_1(x)$ ที่เหมาะสมที่สุด ตัวควบคุมนั้นจะต้องทำให้ค่าของสมการ (2.99) มีค่าน้อยที่สุด ดังนั้น ปัญหาในการออกแบบชุดควบคุมจะต้องกำหนดให้ $\|T_{zw}\|_\infty$ เป็นฟังก์ชัน J_{cost} ที่ต้องการให้มีค่าต่ำที่สุด การออกแบบจะต้องหาค่าพารามิเตอร์ p และ x ที่ทำให้ได้ค่า J_{cost} มีค่าต่ำที่สุดโดยที่

$$J_{\text{cost}} = \|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ W(x)^{-1}K(p) \end{bmatrix} (I + G_s W(x)^{-1}K(p))^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \quad (2.99)$$

วิธีที่นำเสนอใช้ส่วนกลับของสมการ (2.99) เป็นฟังก์ชันความเหมาะสม(Fitness) ซึ่งจะทำให้ระบบควบคุมมีค่านอร์มอนันต์ (Infinity norm) ของฟังก์ชันถ่ายโอนจากตัวก่อนวนไปยังสเตท ($\|T_{zw}\|_\infty$) ต่ำที่สุด

สำหรับการประยุกต์ใช้กับปัญหาการออกแบบตัวควบคุม โดยวิทยานิพนธ์นี้จะมีขั้นตอนดังแสดงในรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 แผนผังการทำงานของ การออกแบบตัวควบคุมแบบจัดสถานะวนรอบเอชอินฟินิตี้ (H infinity Loop Shaping) ที่กำหนด โครงสร้าง ได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม

ภายในบทนี้จะเป็นทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งประกอบไปด้วยลักษณะการทำงานของวงจรถอบระดับแรงดัน การออกแบบชุดควบคุมแบบคงทน ตัวควบคุมแบบจัดสถานะวนรอบเอชอินฟินิตี้ ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมและการออกแบบตัวควบคุมแบบจัดสถานะวนรอบเอชอินฟินิตี้ (H infinity Loop Shaping) ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม ส่วนบทที่ 3, 4 และ 5 จะเป็นขั้นตอนการศึกษาและการนำทฤษฎีไปประยุกต์ใช้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากนำไปใช้

เพื่อสังเคราะห์หาชุดควบคุมแบบคงทน การออกแบบตัวควบคุมแบบจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม และเปรียบเทียบผลการทดลองที่จำลองด้วยคอมพิวเตอร์และผลการทดลองจริง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบตัวควบคุมคาสเคด(Cascade) แบบคงทนกำหนด โครงสร้างได้สำหรับวงจรลดทอนแรงดันโหมดกระแส

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมพีไอแบบคงทนกำหนดโครงสร้างได้แบบใหม่สำหรับวงจรลดทอนแรงดันโหมดกระแส ซึ่งจะเป็นการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่เหมาะสมให้กับวงจรทอนระดับแรงดัน โดยเริ่มพิจารณาจากแบบจำลองพลวัตของวงจรทอนระดับแรงดัน [35] เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร เมื่อได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแล้วก็ทำการออกแบบชุดควบคุมโดยการใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม และนำชุดควบคุมที่ได้ไปทดสอบกับวงจรทอนระดับแรงดันในสถานะต่างๆ เพื่อทดสอบชุดควบคุมที่มีโครงสร้างง่ายแต่ยังคงมีสมรรถนะความคงทนที่ดีได้ รายละเอียดของการดำเนินงานวิจัยมีดังต่อไปนี้

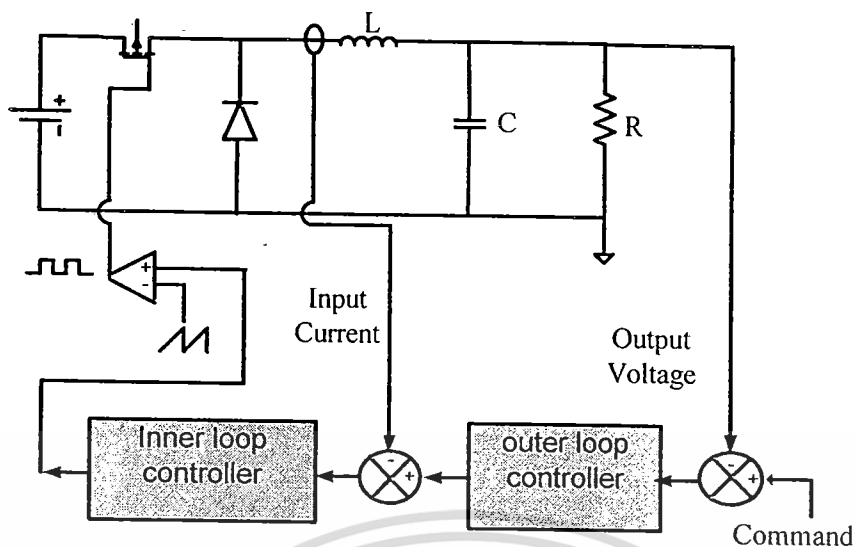
3.1 แบบจำลองของวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า(Buck Converter) แบบโหมดกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode)

จากสมการ (2.43) สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตไปยังกระแสตัวเหนี่ยวนำได้คือ

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{R}{RCs + 1}$$

และจากสมการ (2.42) สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปยังอัตราส่วนดิวตี้ได้คือ

$$G_{iL}(s) = \frac{I_L}{d} = \frac{V_i(RCs + 1)}{Ls(RCs + 1) + R}$$



รูปที่ 3.1 วงจรทอนระดับแรงดันและตัวควบคุม

โดยที่วงจรทอนระดับแรงดันแสดงดังรูปที่ 3.1 และค่าพารามิเตอร์แสดงในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์วงจรทอนระดับแรงดันที่ใช้ในงานวิจัย

พารามิเตอร์	ความหมาย	ค่าที่ใช้ในการออกแบบ
R	ความต้านทานโหลด	2.5Ω
L	ตัวเหนี่ยวนำ	1 mH
C	ตัวเก็บประจุ	$120 \mu\text{F}$
V_i	แรงดันอินพุต	50 V
V_o	แรงดันเอาท์พุต	8 V

แทนค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 3.1 ของวงจรทอนระดับแรงดัน จะฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตไปยังกระแสตัวเหนี่ยวนำ ดังสมการ (3.1)

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{2.5}{3 \times 10^{-4} s + 1} \quad (3.1)$$

แทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรทอนระดับแรงดัน ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปยังอัตราส่วนคิวตี้ ดังสมการ (3.2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน $15 \times 10^{-3} s + 50$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $G_{LL}(s) = \frac{I_L(s)}{d} = \frac{3 \times 10^{-7} s^2 + 1 \times 10^{-3} s + 2.5}{d}$ (3.2)
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ดัดแปลงเนื้อหาเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบชุดควบคุมที่นำเสนอ

ในบทความที่นำเสนอนี้จะกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมและฟังก์ชันค่านำหนักขึ้นมา ก่อนโดยที่ชุดควบคุมจะมีค่าพารามิเตอร์ที่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ แทนระบบ G ด้วย $G = G_{inner\ close\ loop} G_v$ ดังนั้นระบบที่จัดสรรฐานในการออกแบบนี้ เขียนได้ดังนี้

$$G_s = W_1 G_{inner\ close\ loop} G_v W_2 \quad (3.3)$$

จากนั้นใช้ GA หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมในปัญหาการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดนี้ซึ่งมีส่วนเพื่อ เสถียรภาพ (\mathcal{E}) จะเป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ซึ่งค่านี้จะแสดงถึงความคงทนและสมรรถนะของชุด ควบคุมจากตัวควบคุมใน (2.98) สามารถหาค่า K_∞ ดังนี้

$$K_\infty = W_1^{-1} G_{PI1} W_2^{-1} \quad (3.4)$$

โดยสมมติว่า W_1 และ W_2 สามารถอินเวอร์สได้ และโดยทั่วไปค่า W_2 มักจะถูกเลือกให้มีค่าเท่ากับ เมตริกเอกลักษณ์ ดังนั้น K_∞ สามารถเขียนได้เป็น

$$K_\infty = W_1^{-1} G_{PI1} \quad (3.5)$$

เมื่อแทนสมการ (3.5) ลงในสมการ (2.93) จะได้สมการของฟังก์ชันถ่ายโอนจากตัวก่อกวนไปยังส เตจ $\|T_{zw}\|_\infty$ ดังนี้

$$J_{cost} = \frac{1}{\varepsilon} = \gamma = \|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} G_{PI1} \end{bmatrix} (I - G_s W_1^{-1} G_{PI1})^{-1} [I \ G_s] \right\|_\infty \quad (3.6)$$

สำหรับการออกแบบชุดควบคุมแบบที่นำเสนอ จะออกแบบชุดควบคุม $K(p)$ ซึ่งได้แก่ G_{PI1} กับ G_{PI2} และฟังก์ชันน้ำหนัก W_1 เพื่อทำการลดนอร์มอินฟินิตี้ (infinity norm) จากตัวก่อกวนไปยังส เตจให้มีค่าต่ำที่สุด (minimize J_{cost}) หรืออีกนัยหนึ่งคือเพื่อให้ส่วนเพื่อเสถียรภาพ (\mathcal{E}) สูงที่สุด ใน GA กำหนดค่าฟังก์ชันความเหมาะสมได้ดังนี้

$$\text{Fitness}(J) = \left(\left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1}(x)K(p) \end{bmatrix} (I - W_2 G_s K(p))^{-1} [I \ G_s] \right\|_\infty \right)^{-1} \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

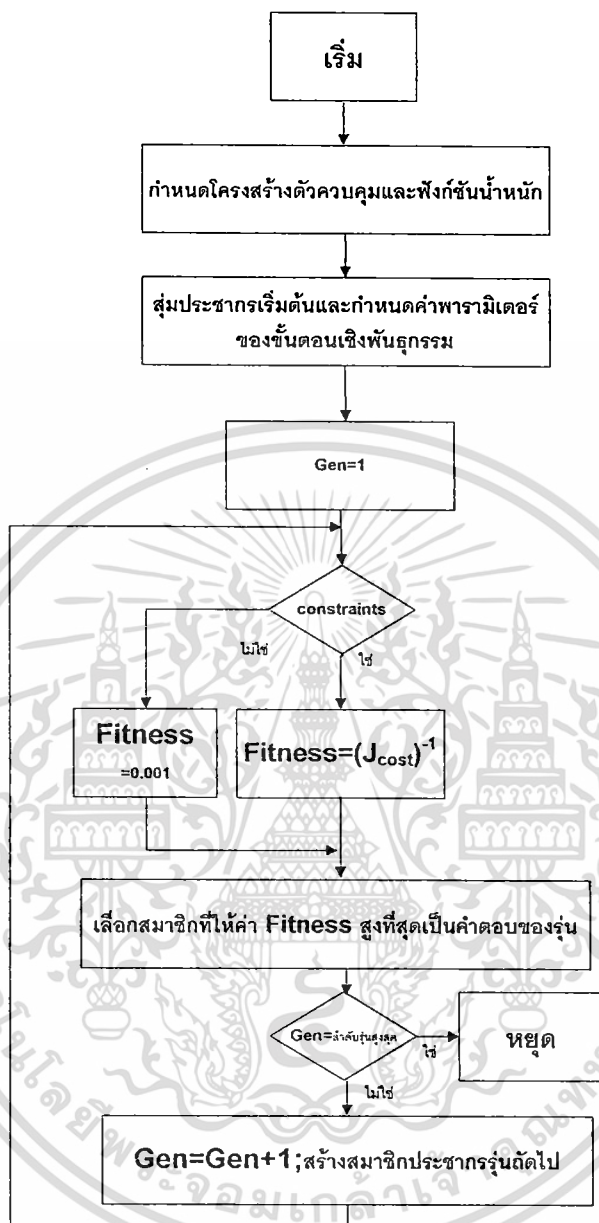
ค่าฟังก์ชันความเหมาะสมจะถูกกำหนดให้เท่ากับค่าคงที่ใดๆ ที่มีค่าน้อยมากๆ หากค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพหรือไม่เป็นไปตามเงื่อนไขสมรรถนะซึ่งได้แก่

1. แบนวิดท์ของวงรอบกระแสในเร็วกว่าวงรอบแรงดันด้านนอกมาก(มากกว่า 4 เท่า)
2. OV คือ ค่า%โอเวอร์ชูตมีค่าน้อยกว่าที่กำหนด
3. ST คือ ค่า settling time มีค่าน้อยกว่าที่กำหนด
4. BW คือ ค่า bandwidth มีค่าน้อยกว่าที่กำหนด
5. LG คือ ค่าอัตราการขยายในช่วงความถี่ต่ำมีค่าสูงกว่าที่กำหนด

จากการออกแบบชุดควบคุมที่นำเสนอ สามารถสรุปเป็นขั้นตอนการออกแบบและแสดงในรูปแบบที่ 3.2 ได้ดังนี้และอธิบายได้โดยสังเขปดังนี้

- ขั้นตอนที่ 1 กำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมและ ฟังก์ชันน้ำหนักกำหนดให้โคโมโซมใน GA เป็นพารามิเตอร์ของตัวควบคุมและฟังก์ชันน้ำหนักเพื่อใช้ขั้นตอน GA หากค่าความเหมาะสมของพารามิเตอร์
- ขั้นตอนที่ 2 กำหนดขอบเขตของพารามิเตอร์ที่จะทำการหาค่าความเหมาะสม
- ขั้นตอนที่ 3 กำหนดค่าพารามิเตอร์รุ่นที่ 1 ของขั้นตอน GA โดยวิธีสุ่ม
- ขั้นตอนที่ 4 หาค่าฟังก์ชันความเหมาะสมของโคโมโซมทุกตัวโดยโคโมโซมที่มีค่าฟังก์ชันความเหมาะสมสูงสุดจะเป็นคำตอบของรุ่น
- ขั้นตอนที่ 5 ใช้ค่าฟังก์ชันความเหมาะสมและตัวกระทำเชิงพันธุกรรมเพื่อสุ่มหาประชากรแต่ละตัวในรุ่นต่อไป
- ขั้นตอนที่ 6 หากจำนวนรุ่นน้อยกว่าจำนวนรุ่นสูงสุดที่กำหนดให้กลับไปทำขั้นตอนที่ 4 หากจำนวนรุ่นเท่ากับรุ่นที่กำหนดให้หยุดและโคโมโซมที่ให้ค่าฟังก์ชันความเหมาะสมสูงสุดจะเป็นคำตอบของการวิเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมวงจรถนระดับแรงดันด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 การจำลองชุดควบคุมที่นำเสนอ

กำหนดโครงสร้างของตัวควบคุมและฟังก์ชันนำหน้า ดังต่อไปนี้

$$G_{PI1} = \frac{K_{P1} * s + K_{I1}}{s}; G_{PI2} = \frac{K_{P2} * s + K_{I2}}{s}; W = \frac{w_1 * s + w_2}{s}$$

กำหนดค่าพารามิเตอร์ของขั้นตอน GA และขอบเขตของการทำการหาค่าความเหมาะสมดังนี้

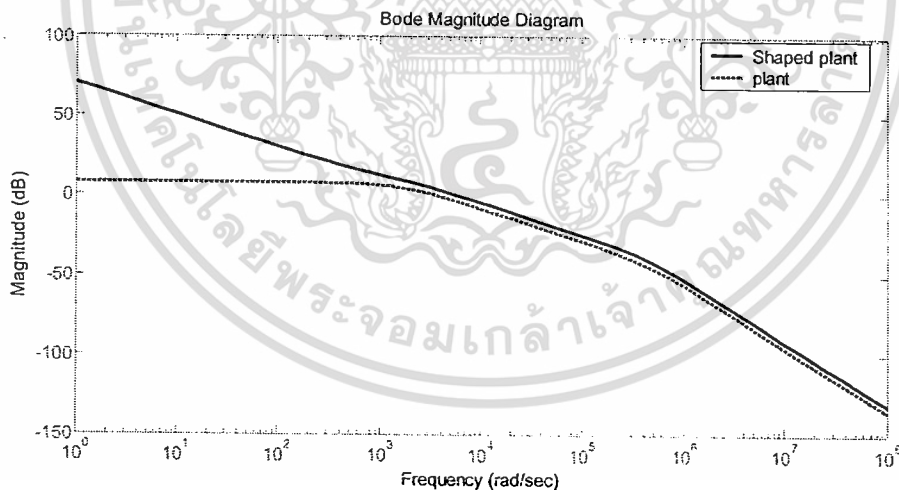
$$K_{P1} \in [0 \ 2], K_{I1} \in [0 \ 15000], K_{P2} \in [0 \ 10], K_{I2} \in [0 \ 90000], w_1 \in [0 \ 100]$$

$$w_2 \in [0 \ 12000], \text{maximum overshoot} < 0.1\%, \text{settling time} < 2\text{ms}, \text{bandwidth}$$

$$3500 \text{ rad/sec}, \text{Gain}(\omega < 100 \text{ rad/sec}) > 7.5\text{dB}, \text{max generation} = 100$$

$$\text{population size} = 100, \omega_{\text{inner loop}} > 4\omega_{\text{outer loop}}$$

ผลจากขั้นตอน GA ได้ค่าฟังก์ชันนำหน้าเท่ากับ $\frac{1.558s + 1390}{s + 0.001}$ ส่วนค่าตัวควบคุมแสดงในตารางที่ 3.2



รูปที่ 3.3 การเปรียบเทียบแผนภาพโบดของระบบก่อนจัดสถานะวงรอบ

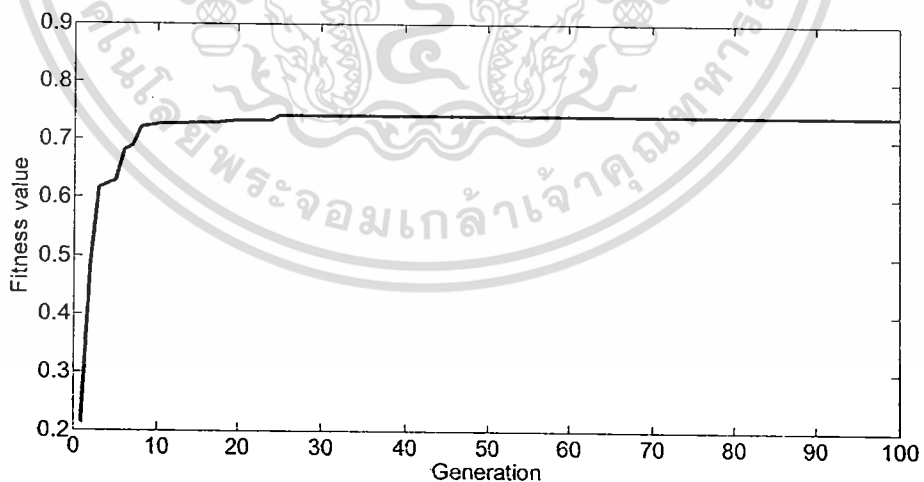
และแผนภาพโบดของระบบหลังจัดสถานะวงรอบของวงจรถอนระดับแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 ตัวควบคุมทั้งสามวิธี

	เทคนิคที่นำเสนอ	เทคนิคแบบ [35]	เทคนิคแบบ ISE method [44]
ตัวควบคุมวงรอบกระแส (current loop)	$\frac{9.052s + 73810}{s}$	$\frac{2.667s + 88890}{s}$	-
ตัวควบคุมวงรอบกระแสแรงดัน (outer loop)	$\frac{1.307s + 2177}{s}$	$\frac{0.4s + 1333}{s}$	$\frac{0.0042s + 14}{s}$
ค่านอร์มอ์	1.338	-	-

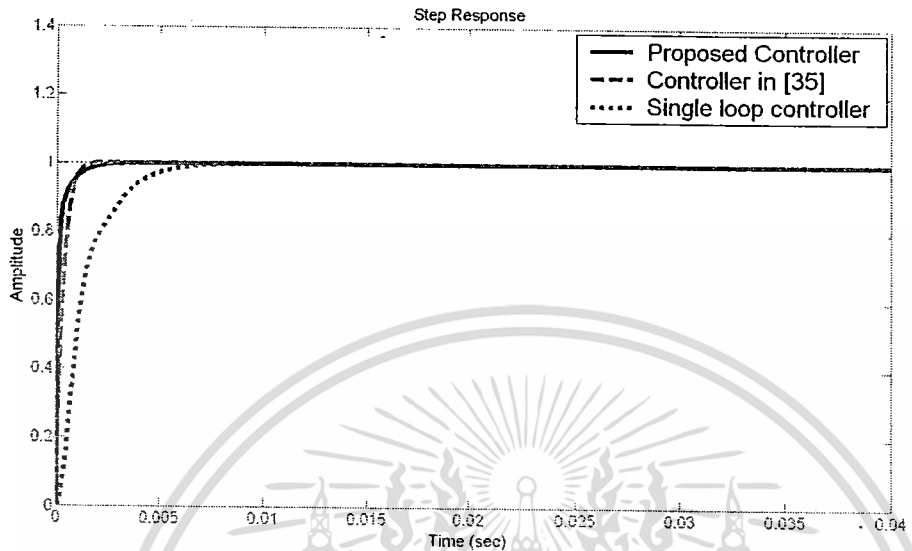
ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB ได้ค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพที่ดีที่สุดคือ 0.7471 หรือได้ค่านอร์ม คือ $1/0.7471=1.338$ ดังรูปที่ 3.4 ซึ่งจะเห็นได้ว่าจะลู่เข้าค่าตอบที่ดีที่สุดที่รุ่นที่ 22 ตารางที่ 3.2 แสดงผลการออกแบบระบบควบคุมที่นำเสนอ ระบบควบคุมในวารสารวิชาการ[35] และชุดควบคุมแบบรูปเดียว[44] ส่วนผลตอบสนองฟังก์ชันขั้นบันไดแสดงในรูปที่ 3.5(ก) พบว่าชุดควบคุมที่นำเสนอให้ผลตอบสนองดีเทียบเท่ากับชุดควบคุมในบทความที่[35]



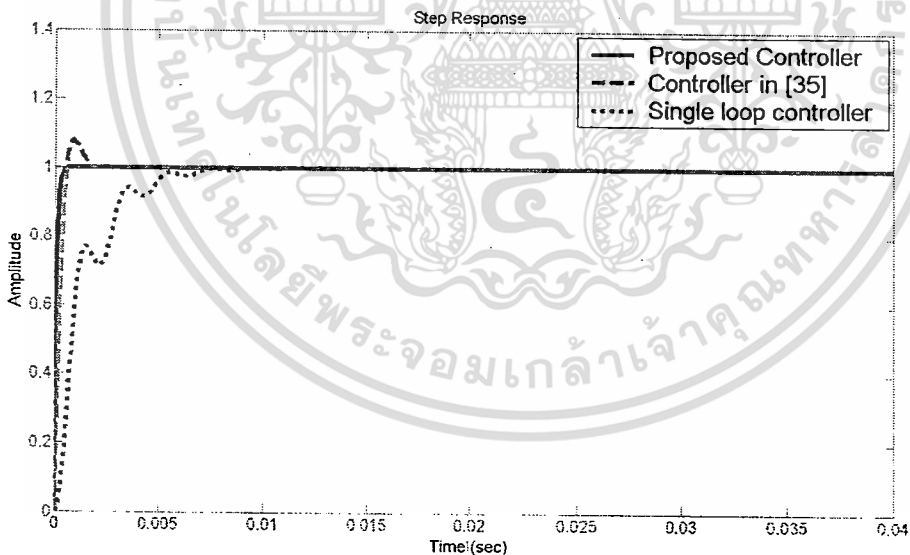
รูปที่ 3.4 ค่าฟิตเนสของคำตอบที่ดีที่สุดในแต่ละรุ่นตั้งแต่รุ่นที่ 1 ถึง 100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดควบคุมที่ออกแบบขึ้นมาทั้งสามวิธีจะถูกนำมาทดสอบความคงทนกับระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ (R) และค่าพารามิเตอร์ (C) จากรูปที่ 3.5 (ข)-(ง) จะเป็นการตอบสนองของระบบต่อฟังก์ชันขั้นบันไดในระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.5 การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ

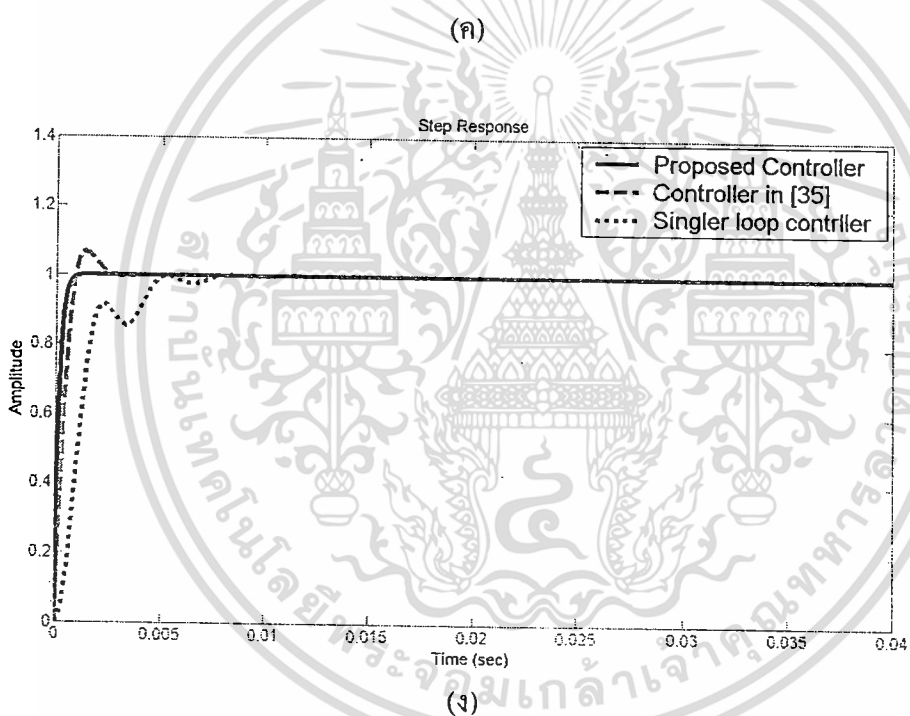
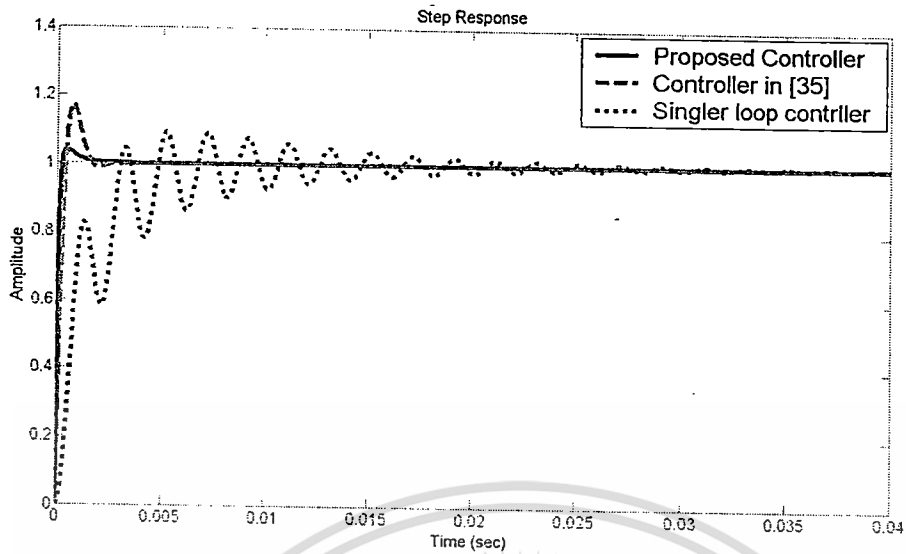
(ก) $R=2.5$ โอห์ม, $C=120\mu\text{F}$ (พารามิเตอร์ที่ออกแบบ)

(ข) $R=5$ โอห์ม, $C=120\mu\text{F}$

(ค) $R=10$ โอห์ม, $C=120\mu\text{F}$

(ง) $R=2.5$ โอห์ม, $C=240\mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ที่ 3.5 (ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ

(ก) $R=2.5$ โอห์ม, $C=120\mu\text{F}$ (พารามิเตอร์ที่ออกแบบ)

(ข) $R=5$ โอห์ม, $C=120\mu\text{F}$

(ค) $R=10$ โอห์ม, $C=120\mu\text{F}$

(ง) $R=2.5$ โอห์ม, $C=240\mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการตอบสนองในระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์(R) และค่าพารามิเตอร์(C) ทั้งหมดพบว่าในรูปที่ 3.5 (ก) ชุดควบคุมแบบที่นำเสนอและชุดควบคุมใน [35] แสดงให้เห็นว่ามีสมรรถนะที่ดีเหมือนกันและดีกว่าชุดควบคุมที่ออกแบบโดยเทคนิค ISE method [44] แบบดูปลูแรงดันดูปลูเดียวและในรูปที่ 3.5 (ข)-(ง) เป็นการเปลี่ยนพารามิเตอร์ระบบพบว่า ระบบที่นำเสนอมีผลตอบสนองในแง่ความคงทนและสมรรถนะที่ดีกว่าชุดควบคุมใน [35] และชุดควบคุมจากเทคนิค ISE method [44] รายละเอียดสำหรับค่าของสมรรถนะของการเปลี่ยนพารามิเตอร์ค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุแสดงดังตารางที่ 3.3 และ 3.4 ตามลำดับ ส่วนค่าสมรรถนะที่ได้จากตารางที่ 3.3 และ 3.4 นำมาวาดกราฟแบบแท่งดังรูปที่ 3.6

ตารางที่ 3.3 ตารางแสดงสมรรถนะสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์โดยใช้ตัวควบคุมที่นำเสนอ

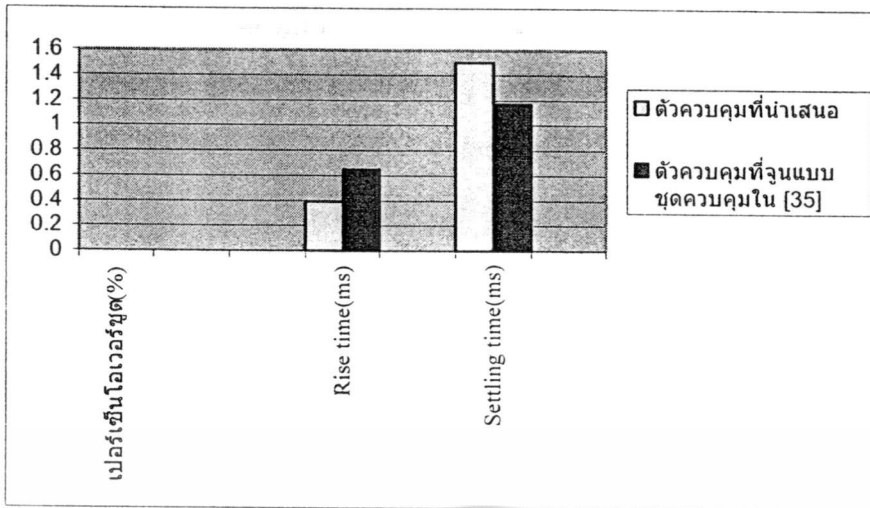
	เปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต(%)	เวลาขาขึ้น(ms)	เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว(ms)
$R=2.5, C=120 \mu F$ (ค่าที่ออกแบบ)	0	0.392	1.5
$R=10, C=120 \mu F$	4.1	0.166	0.997
$R=2.5, C=240 \mu F$	0	0.401	0.721

ตารางที่ 3.4 ตารางแสดงสมรรถนะสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์โดยใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบชุดควบคุมใน [35]

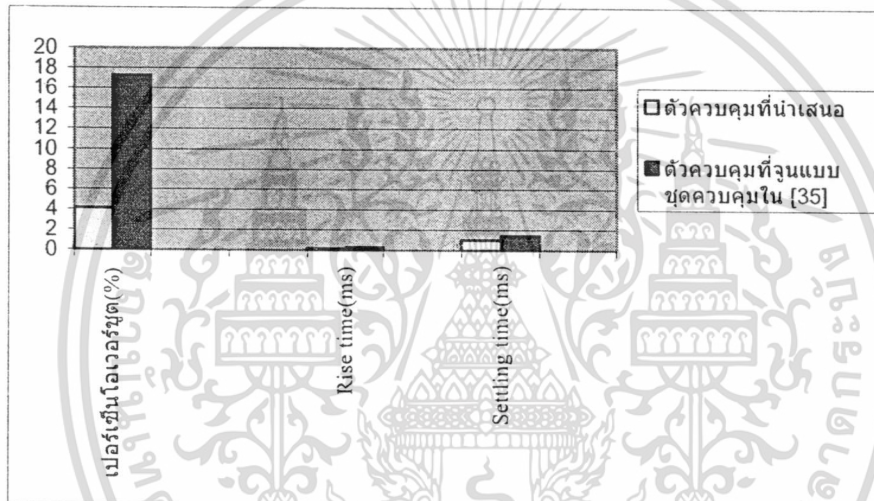
	เปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต(%)	เวลาขาขึ้น(ms)	เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว(ms)
$R=2.5, C=120 \mu F$ (ค่าที่ออกแบบ)	0	0.649	1.17
$R=10, C=120 \mu F$	17.3	0.318	1.49
$R=2.5, C=240 \mu F$	6.73	0.665	2.24

จากตารางที่ 3.3 และ 3.4 พบว่าการตอบสนองของชุดควบคุมแบบที่นำเสนอให้ค่าของเปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต(%) , เวลาขาขึ้นและเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวดีกว่าชุดควบคุมใน [35]ไม่ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์หรือไม่ก็ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.6 สมรรถนะสำหรับวงจรถอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์

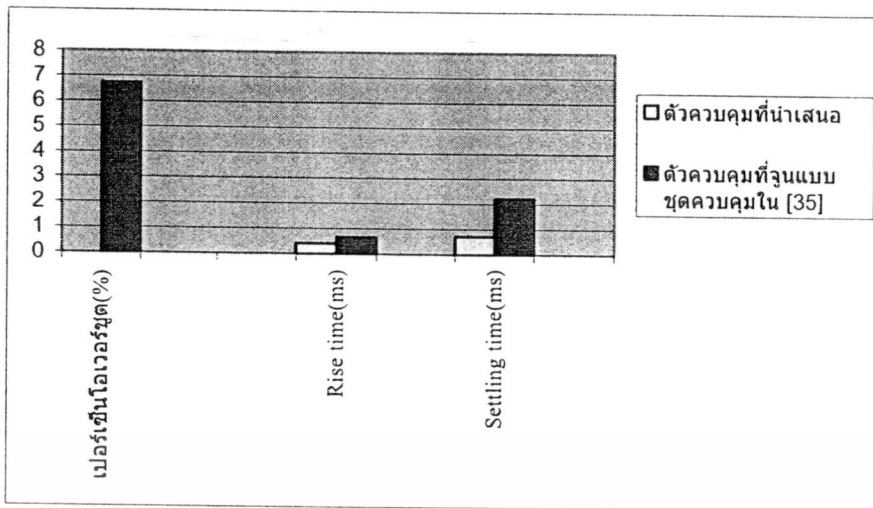
(ก) $R=2.5$ โอห์ม, $C=120 \mu F$ (ค่าที่ออกแบบ)

(ข) $R=10$ โอห์ม, $C=120 \mu F$

(ค) $R=2.5$ โอห์ม, $C=240 \mu F$

จากรูปที่ 3.6 (ก) - (ค) พบว่าการตอบสนองของชุดควบคุมแบบที่นำเสนอก็คือกราฟสีน้ำเงินให้ค่าของเปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต (%), เวลาขาขึ้นและเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวดีกว่าชุดควบคุมใน [35] ที่ไม่จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์หรือไม่ก็ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 3.6 (ต่อ) สมรรถนะสำหรับวงจรถอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์

(ก) $R=2.5$ โอห์ม, $C=120 \mu F$ (ค่าที่ออกแบบ)

(ข) $R=10$ โอห์ม, $C=120 \mu F$

(ค) $R=10$ โอห์ม, $C=240 \mu F$

3.3 การจำลองชุดควบคุมการทำงานที่แรงดันออก 10 โวลต์

กำหนดโครงสร้างของตัวควบคุมและฟังก์ชันนำหน้า ดังต่อไปนี้

$$G_{PI1} = \frac{K_{P1}s + K_{I1}}{s}; G_{PI2} = \frac{K_{P2}s + K_{I2}}{s}; W = \frac{w_1s + w_2}{s}$$

ค่าพารามิเตอร์วงจรถอนแรงดันแสดงดังตารางที่ 3.5

เมื่อ K_{P1} , K_{P2} , K_{I1} , K_{I2} , w_1 , w_2 คือ ตัวแปรที่ใช้ในการหาตัวควบคุมและฟังก์ชันนำหน้า

ตารางที่ 3.5 ค่าพารามิเตอร์วงจรถอนแรงดัน

พารามิเตอร์	ความหมาย	ค่าที่ออกแบบ
R	ความต้านทาน โหลด	10Ω
L	ตัวเหนี่ยวนำ	1 mH
C	ตัวเก็บประจุ	$120 \mu F$
V_i	แรงดันอินพุต	$50 V$
V_o	แรงดันเอาท์พุต	$10 V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดค่าพารามิเตอร์ของขั้นตอน GA และขอบเขตของการทำการหาค่าความเหมาะสมดังนี้

$$K_{p1} \in [0 \ 1], K_{r1} \in [0 \ 15000], K_{p2} \in [0 \ 10], K_{r2} \in [0 \ 90000], w_1 \in [0 \ 100]$$

$$w_2 \in [0 \ 12000], \text{maximum overshoot} < 0.1\%, \text{settling time} < 5\text{ms}, \text{bandwidth}$$

$$3500 \text{ rad/sec}, \text{Gain}(\omega < 100 \text{ rad/sec}) > 7.5\text{dB}, \text{max generation} = 1000$$

$$\text{population size} = 100$$

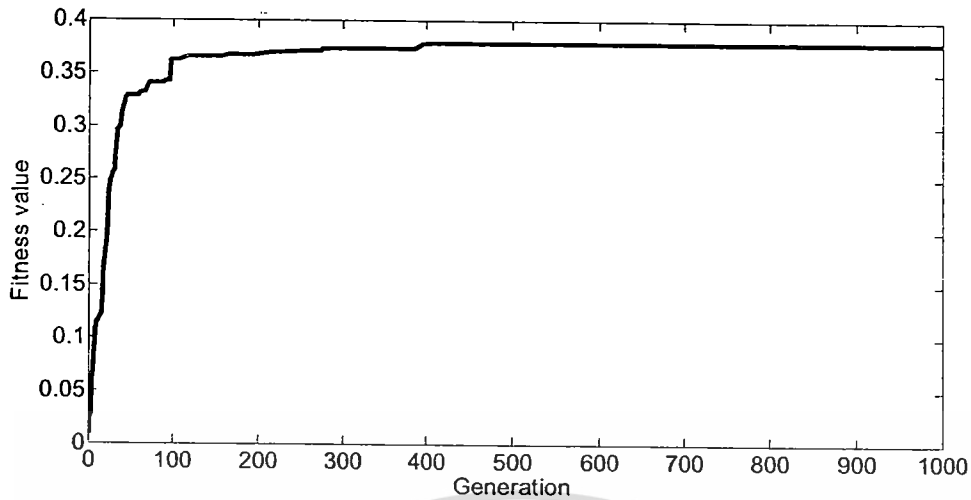
ผลจากการทำงานของขั้นตอน GA ได้คือฟังก์ชันน้ำหนักเท่ากับ $\frac{0.8301s + 239.1}{s + 0.001}$ ส่วนค่าตัว

ควบคุมที่เหมาะสมที่สุดที่ได้แสดงในตารางที่ 3.6

ตารางที่ 3.6 ตัวควบคุมทั้งสามวิธีการ

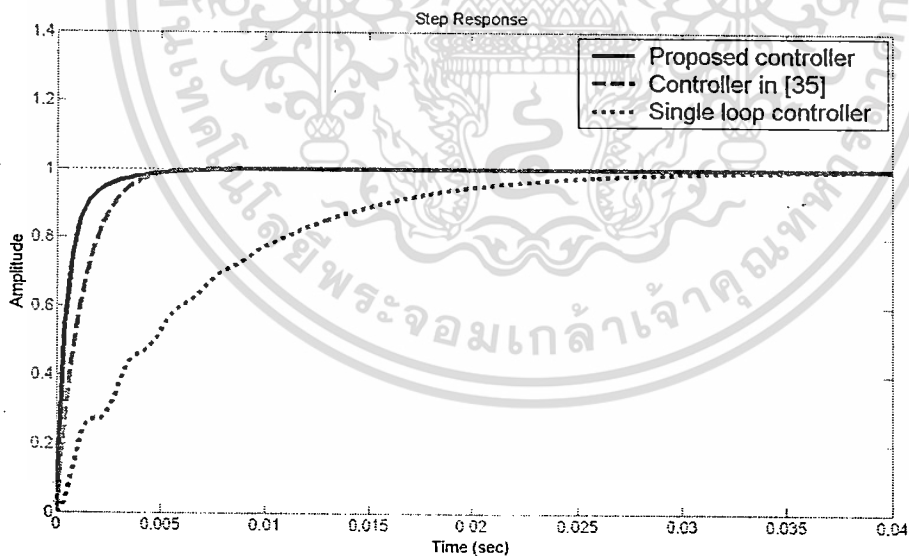
	เทคนิคที่นำเสนอ	เทคนิคแบบ [35]	เทคนิคแบบ ISE method [44]
ตัวควบคุมวงรอบกระแส (current loop)	$\frac{0.5035s + 8820}{s}$	$\frac{0.6666s + 5555}{s}$	-
ตัวควบคุมวงรอบกระแสแรงดัน (outer loop)	$\frac{0.25s + 150}{s}$	$\frac{0.1s + 83.33}{s}$	$\frac{0.00102s + 2.999}{s}$
ค่าอินทิเกรต	2.6408	-	-

ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB ได้ค่าฟังก์ชันความเหมาะสมที่ดีที่สุดคือ 0.37889 ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งจะเห็นได้ว่าได้คำตอบที่ดีที่สุดจะลู่ออกในรุ่นที่ 400 ตารางที่ 3.6 แสดงผลการออกแบบระบบควบคุมที่นำเสนอ ระบบควบคุมในวารสารวิชาการ [35] และชุดควบคุมแบบรูปเดี่ยว [44] ส่วนผลตอบสนองฟังก์ชันขั้นบันไดแสดงในรูปที่ 3.8 พบว่าชุดควบคุมที่นำเสนอให้ผลตอบสนองดีที่สุด



รูปที่ 3.7 ค่าฟิตเนสของคำตอบที่ดีที่สุดในแต่ละรุ่นตั้งแต่รุ่นที่ 1 ถึง 1000

ในงานวิจัยนี้ชุดควบคุมที่ออกแบบขึ้นมาทั้งสามวิธีถูกนำมาทดสอบความคงทนกับระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ (R) และค่าพารามิเตอร์ (C) จากรูปที่ 3.12(ข)-(ค) จะเป็นการตอบสนองของระบบต่อฟังก์ชันขั้นบันได



(ก)

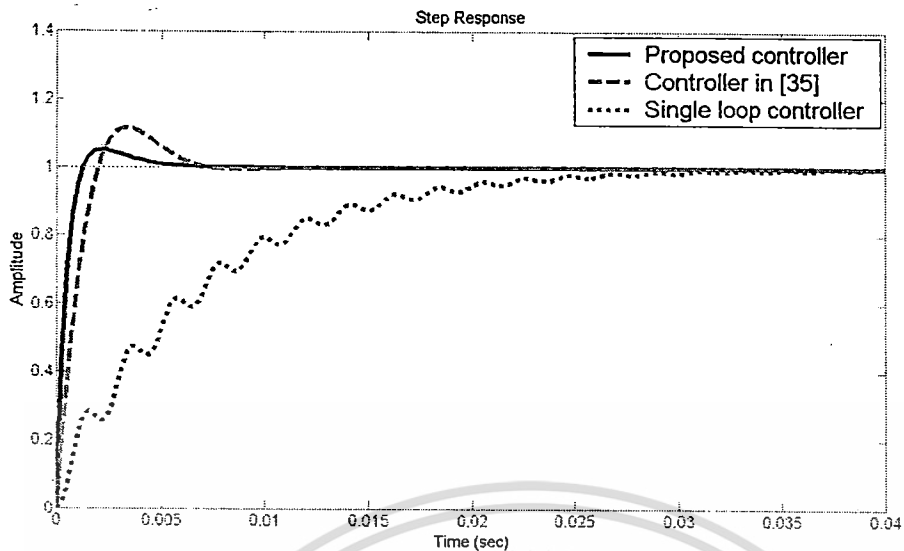
รูปที่ 3.8 แสดงการตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ

(ก) $R=10$ โอห์ม, $C=120\mu\text{F}$ (พารามิเตอร์ที่ออกแบบ)

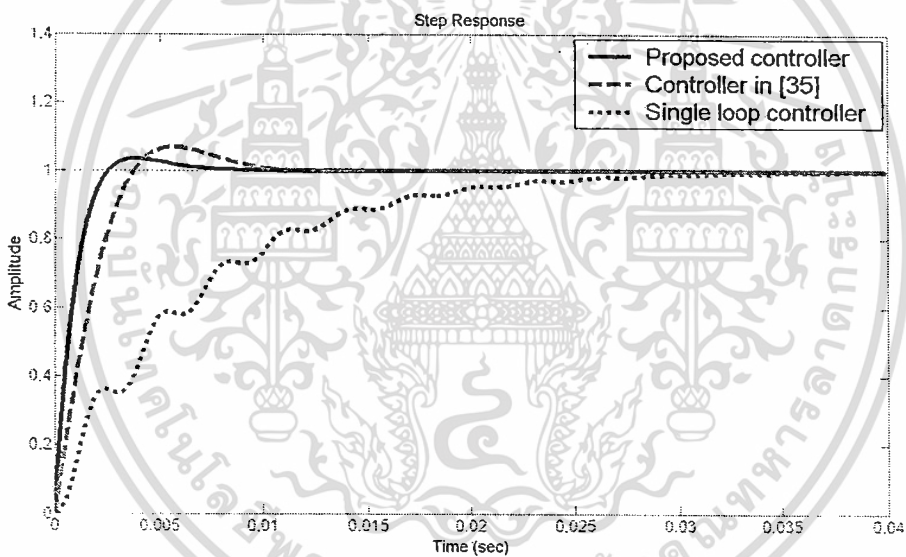
(ข) $R=25$ โอห์ม, $C=120\mu\text{F}$

(ค) $R=10$ โอห์ม, $C=240\mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)

รูปที่ 3.8 (ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ

(ก) $R=10$ โอห์ม, $C=120\mu\text{F}$ (พารามิเตอร์ที่ออกแบบ)

(ข) $R=25$ โอห์ม, $C=120\mu\text{F}$

(ค) $R=10$ โอห์ม, $C=240\mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการตอบสนองในระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์(R) และค่าพารามิเตอร์(C) ทั้งหมดพบว่า ในรูปที่ 3.8 (ก) ชุดควบคุมแบบที่นำเสนอมีสมรรถนะที่ดีกว่าชุดควบคุมที่ออกแบบโดยเทคนิค ISE method [44] และชุดควบคุมใน [35] และในรูปที่ 3.8 (ข)-(ค) เป็นการเปลี่ยนพารามิเตอร์ระบบพบว่า ระบบที่ออกแบบด้วยเทคนิคที่นำเสนอมีผลตอบสนองในแง่ความคงทนและสมรรถนะที่ดีกว่าชุดควบคุมใน [35] และชุดควบคุมจากเทคนิค ISE method เช่นกัน รายละเอียดสำหรับค่าสมรรถนะของการเปลี่ยนพารามิเตอร์ค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุแสดงดังตารางที่ 3.7 และ 3.8 ตามลำดับ ส่วนค่าที่ได้จากตารางที่ 3.7 และ 3.8 นำมาวาดกราฟแบบแท่งได้ดังรูปที่ 3.9

ตารางที่ 3.7 ตารางแสดงสมรรถนะสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์โดยใช้ตัวควบคุมที่นำเสนอ

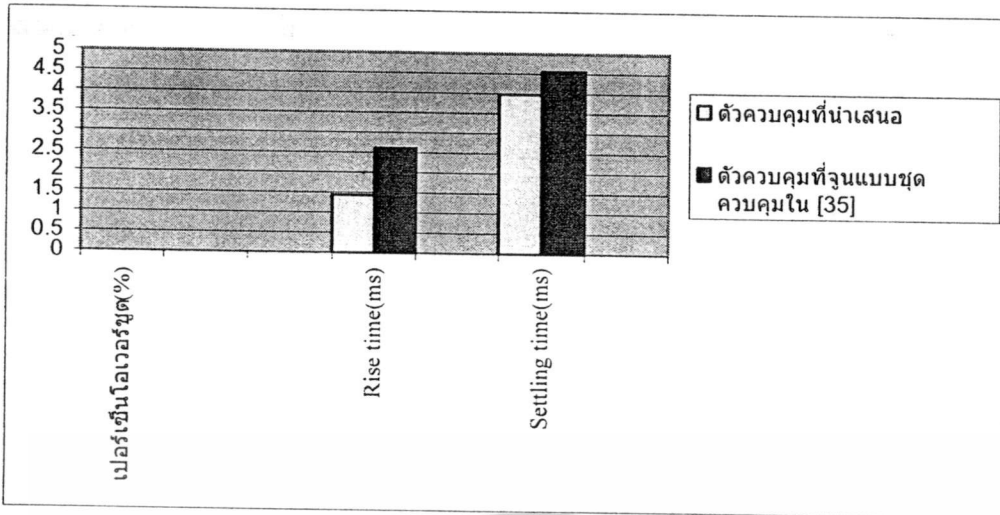
	เปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต(%)	เวลาขาขึ้น(ms)	เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว(ms)
$R=10, C=120 \mu F$ (ค่าที่ออกแบบ)	0	1.43	3.99
$R=25, C=120 \mu F$	5.16	0.831	4.14
$R=10, C=240 \mu F$	3.48	1.6	5.62

ตารางที่ 3.8 ตารางแสดงสมรรถนะสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์โดยใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบชุดควบคุมใน [35]

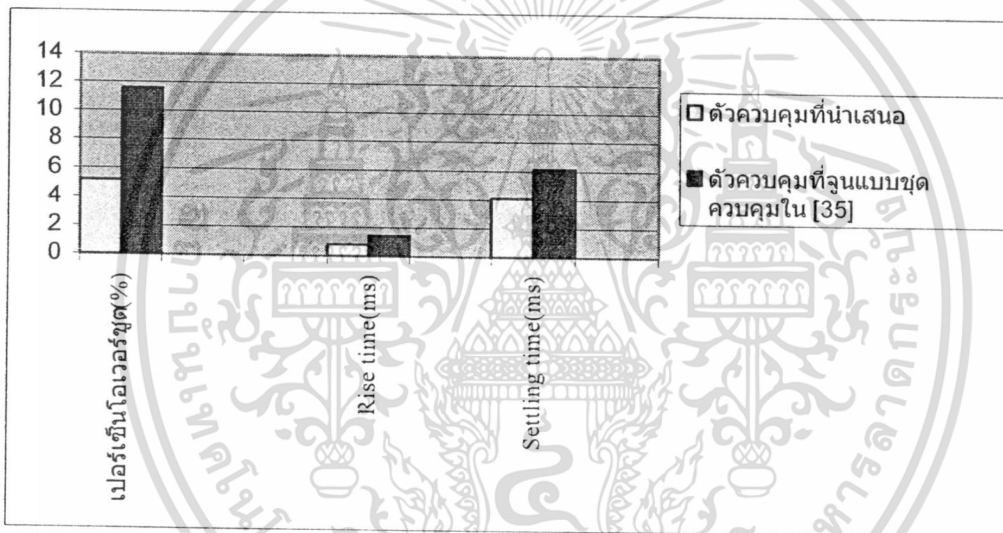
	เปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต(%)	เวลาขาขึ้น(ms)	เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว(ms)
$R=10\Omega, C=120 \mu F$ (ค่าที่ออกแบบ)	0	2.62	4.57
$R=25\Omega, C=120 \mu F$	11.6	1.46	6.18
$R=10\Omega, C=240 \mu F$	6.92	2.7	9.03

จากตารางที่ 3.7 และ 3.8 ซึ่งพบว่าการตอบสนองของชุดควบคุมแบบที่นำเสนอให้ค่าของเปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต(%), เวลาขาขึ้นและเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวดีกว่าชุดควบคุมใน [35] ไม่ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์หรือไม่ก็ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.9 สมรรถนะสำหรับวงจรถอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์

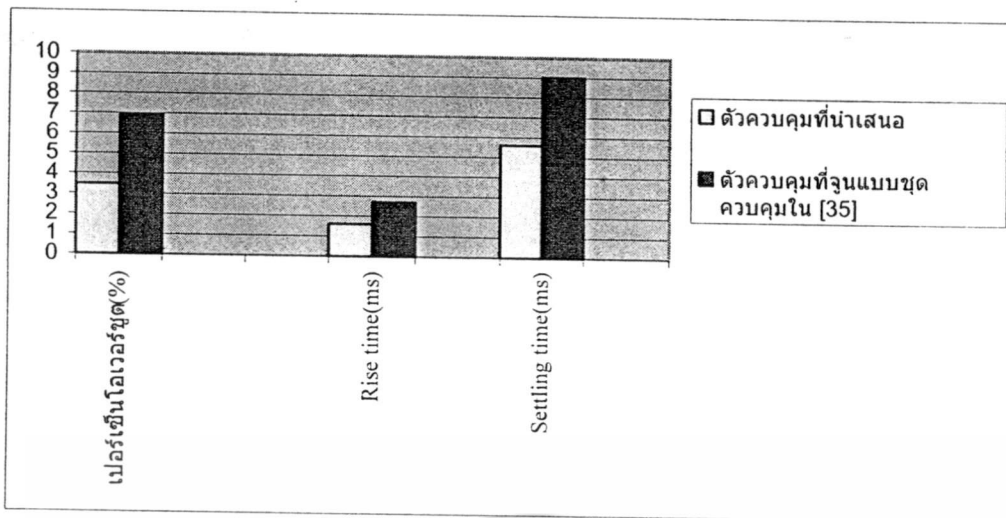
(ก) $R=10 \Omega$, $C=120 \mu F$ (ค่าที่ออกแบบ)

(ข) $R=25 \Omega$, $C=120 \mu F$

(ค) $R=10 \Omega$, $C=240 \mu F$

รูปที่ 3.16 (ก) - (ค) ซึ่งพบว่า การตอบสนองของชุดควบคุมแบบที่นำเสนอก็คือกราฟสีน้ำเงินให้ค่าของเปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต (%), เวลาขาขึ้นและเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวดีกว่าชุดควบคุมใน [35] ไม่จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์หรือไม่ก็ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 3.9 (ต่อ) สมรรถนะสำหรับวงจรถอนระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์

(ก) $R=10 \Omega, C=120 \mu F$ (ค่าที่ออกแบบ)

(ข) $R=25 \Omega, C=120 \mu F$

(ค) $R=10 \Omega, C=240 \mu F$

3.4 สรุป

ในวิทยานิพนธ์นี้เทคนิคที่นำเสนอนี้จะรวมขั้นตอน GA และชุดควบคุมแบบจัดตั้งฐานวงรอบมาทำการออกแบบชุดควบคุมแบบคงทนที่กำหนดโครงสร้างได้มาออกแบบทั้งชุดควบคุมและฟังก์ชันนำหน้าของระบบควบคุมเพื่อให้มีโครงสร้างง่ายขึ้น จากผลการทดสอบการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ของชุดควบคุมที่นำเสนอสําหรับวงจรถอนระดับแรงดันพบว่าชุดควบคุมที่นำเสนอนี้จะมีความคงทนสูงและมีสมรรถนะที่ดีโดยวัดจากส่วนเพื่อเสถียรภาพซึ่งเป็นตัวชี้วัดความคงทนสมรรถนะ ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงส่วนใหญ่มักจะใช้ชุดควบคุมที่เป็นวงจรถอนลอกจึงจำเป็นต้องมีกรอกแบบ โครงสร้างของชุดควบคุมให้ไม่ซับซ้อน และจากผลการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์พบว่าชุดควบคุมแบบที่นำเสนอนี้มีความคงทนที่ดีเมื่อเปรียบเทียบกับชุดควบคุมแบบพีไอที่จูนแบบ [35] และชุดควบคุมจากเทคนิค ISE method [44] ในวิทยานิพนธ์นี้เทคนิคที่นำเสนอนี้จะรวมขั้นตอน GA และชุดควบคุมแบบจัดตั้งฐานวงรอบมาทำการออกแบบชุดควบคุมแบบคงทนที่กำหนดโครงสร้างได้มาออกแบบทั้งชุดควบคุมและฟังก์ชันนำหน้าของระบบควบคุมเพื่อให้มีโครงสร้างง่ายขึ้นทดสอบจริงกับวงจรถอนระดับแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบตัวควบคุมด้วยเทคนิคที่นำเสนอสำหรับวงจรแปลง ผันกระแสตรงเป็นกระแสตรง

4.1 การออกแบบตัวควบคุมพีไอแบบคงทนสำหรับวงจรทอน-ทบระดับแรงดันแบบ โหมดกระแสสูงสุดด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม

การออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนสำหรับวงจรทอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter) แบบโหมดกระแสด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม จะเป็นการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสมให้กับวงจรทอน-ทบระดับแรงดัน เริ่มพิจารณาจากแบบจำลองพลวัตของวงจรทอน-ทบระดับแรงดันที่เป็นแบบโหมดกระแสสูงสุด (Peak Current-Mode) [26] เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร เมื่อได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแล้วจะทำการออกแบบชุดควบคุมโดยการใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่แสดงไว้ในหัวข้อ 2.6 ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้

4.1.1 แบบจำลองพลวัตของวงจรทอน-ทบระดับแรงดันแบบโหมดกระแสสูงสุด

วงจรทอน-ทบระดับแรงดัน (Buck-Boost Converter) แบบโหมดกระแสสูงสุด (Peak Current-Mode) [26] แสดงดังรูป 4.1 มีฟังก์ชันถ่ายโอนจากกระแสอ้างอิง ไปยังแรงดันทางด้านเอาต์พุต ดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = R \frac{V_g}{V_g + 2V_o} \frac{1 - \frac{Ls}{R} \frac{V_o}{V_g} \frac{V_g + V_o}{V_o}}{1 + RCs \frac{V_g + V_o}{V_g + 2V_o}} \quad (4.1)$$

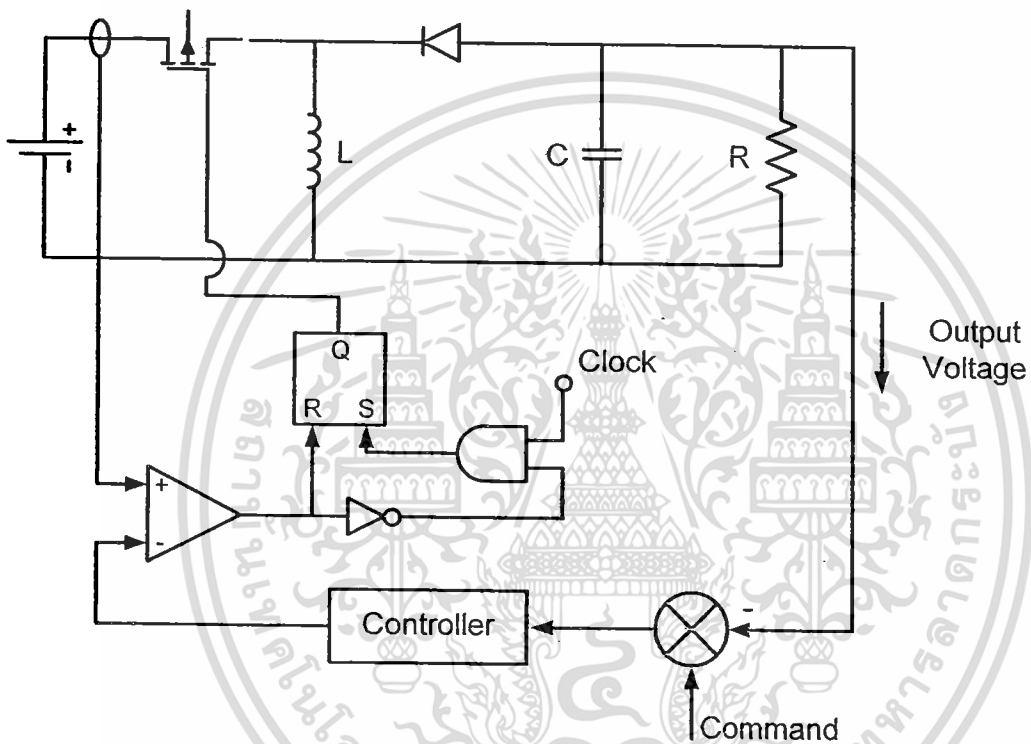
โดยวงจรทอน-ทบระดับแรงดันมีค่าพารามิเตอร์ ดังนี้

พารามิเตอร์	ความหมาย	ค่าที่ใช้ในการออกแบบ
V_g	แรงดันอินพุต	12 V
V_o	แรงดันเอาต์พุต	15 V
R	ค่าความต้านทานของโหลด	40 Ω
L	ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ	100 μH
C	ค่าความจุของตัวเก็บประจุ	470 μF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าพารามิเตอร์ ของวงจรถอน-ทระดับแรงดันในสมการที่ (4.1) ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถอน-ทระดับแรงดันแบบโหมดกระแสสูงสุด จากกระแสอ้างอิงไปยังแรงดันทางด้านเอาต์พุต ดังสมการที่ (4.2)

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = G = \frac{-0.0027s + 480}{0.5076s + 42} \quad (4.2)$$



รูปที่ 4.1 วงจรถอน-ทระดับแรงดันแบบโหมดกระแสสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 การออกแบบตัวควบคุมแบบจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H infinity Loop Shaping) ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม สำหรับวงจรถอน-ทระดับแรงดันแบบโหมดกระแสสูงสุด

การออกแบบในหัวข้อนี้จะใช้เทคนิคที่แสดงในหัวข้อ 2.6 กำหนดให้โครงสร้างของชุดควบคุมและฟังก์ชันน้ำหนักขึ้นมาก่อน โดยที่ชุดควบคุมจะมีค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดแทนระบบ G ด้วยสมการที่ (4.2) ดังนั้นระบบที่จัดสัญญาณจะเขียนได้ดังนี้

$$G_s = W_1 G W_2 \quad (4.3)$$

จากนั้นใช้ GA หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดที่ทำให้ค่าต่อไปนี้มีค่าต่ำสุดเมื่อระบบเป็นป้อนกลับแบบลบ

$$J_{cost} = \frac{1}{\varepsilon} = \gamma = \|T_{sc}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} G_{PII} \end{bmatrix} (I - G_s W_1^{-1} G_{PII})^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \quad (4.4)$$

สำหรับการออกแบบชุดควบคุมแบบที่นำเสนอ จะออกแบบชุดควบคุม $K(p)$ ฟังก์ชันน้ำหนัก W_1 เพื่อทำการลดอินฟินิตี้นอร์ม (infinity norm) จากตัวก่อนไปยังสเตรงให้หาค่าต่ำที่สุด (minimize J_{cost}) หรืออีกนัยหนึ่งคือส่วนเพื่อเสถียรภาพ (\mathcal{E}) สูงที่สุด ใน GA กำหนดค่าฟังก์ชันความเหมาะสมได้ดังนี้

$$\text{Fitness (J)} = \left(\left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1}(x)K(p) \end{bmatrix} (I - W_2 G_s K(p))^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \right)^{-1} \quad (4.5)$$

ค่าฟังก์ชันความเหมาะสมจะถูกกำหนดให้เท่ากับค่าคงที่ใดๆ ที่มีค่าน้อยมากๆ เมื่อค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพหรือไม่เป็นไปตามเงื่อนไขสมรรถนะการออกแบบซึ่งจะเหมือนขั้นตอนการออกแบบในหัวข้อที่ 3.2

4.1.3 การจำลองชุดควบคุมที่นำเสนอ

กำหนดโครงสร้างของตัวควบคุมและฟังก์ชันน้ำหนัก ดังต่อไปนี้

$$G_{PII} = \frac{K_{PI}s + K_{II}}{s} ; W = \frac{w_1 s + w_2}{(s + 0.001)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดค่าพารามิเตอร์ของขั้นตอน GA และขอบเขตของการทำการหาค่าความเหมาะสมดังนี้

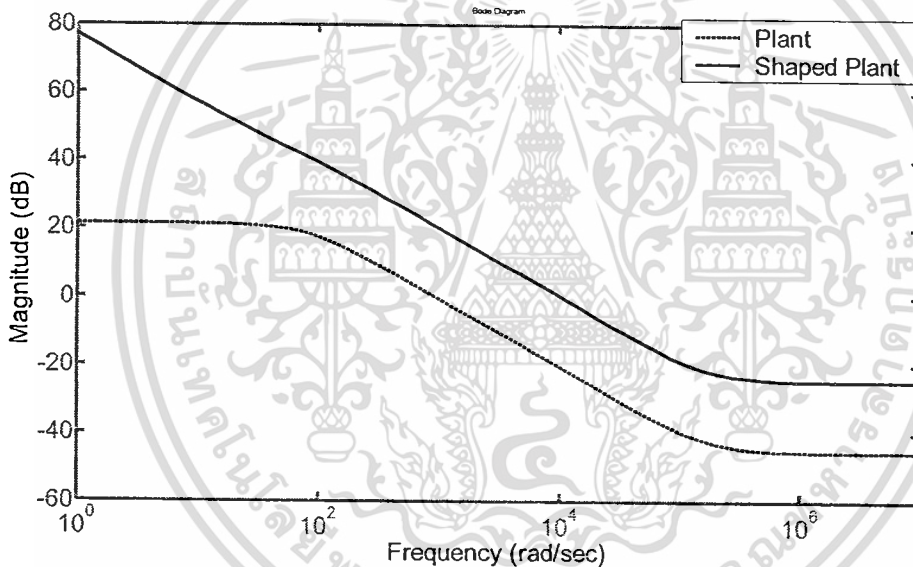
$$K_{p1} \in [0 \ 100], K_{r1} \in [0 \ 5000], w_1 \in [0 \ 100], w_2 \in [0 \ 1000]$$

maximum overshoot < 0.1% , settling time < 2ms, bandwidth > 10000 rad/sec ,

Gain(0 < 100 rad/sec) > 10dB, max generation = 100 population size = 100

ผลจากขั้นตอน GA ที่ได้คือ ฟังก์ชันน้ำหนัก $\frac{10.96s + 612.6}{s + 0.001}$ ส่วนค่าตัวควบคุมแสดงในตารางที่

4.1



รูปที่ 4.2 การเปรียบเทียบแผนภาพโบดของระบบก่อนจัดสัมฐานวงรอบและแผนภาพโบดของระบบหลังจัดสัมฐานวงรอบของวงจรถอน-ทระดับแรงดัน

เพื่อเปรียบเทียบตัวควบคุมกับเทคนิคจัดสัมฐานวงรอบแบบเดิม งานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบตัวควบคุมจากวิธีการจัดสัมฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ซึ่งจะได้ตัวควบคุม K คือ

$$K = W_1 K_c W_2 \quad (4.6)$$

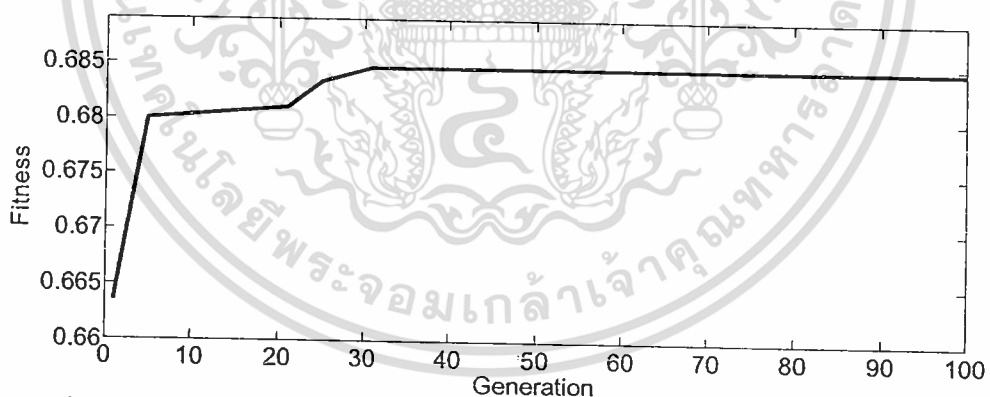
$$K(s) = W_1 K_c W_2 = \frac{0.6249s^3 + 1.91 \times 10^6 s^2 + 2.14 \times 10^8 s + 5.995 \times 10^9}{s^3 + 1.746 \times 10^5 s^2 + 9.758 \times 10^6 s + 9758} \quad (4.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลที่ได้จะพบว่าตัวควบคุมดังกล่าวจะมีลำดับ 3 และค่อนข้างซับซ้อนในการออกแบบ
ตารางที่ 4.1 ตัวควบคุมและค่านอร์มอ์นันต์ทั้งสองวิธี

	เทคนิคที่นำเสนอ	เทคนิคแบบจัดตั้งฐาน วงรอบเอชอินฟินิตี้
ตัวควบคุม	$\frac{10.38s + 989}{s}$	ตัวควบคุมลำดับ 3
ค่านอร์มอ์นันต์	1.460	<1.5095

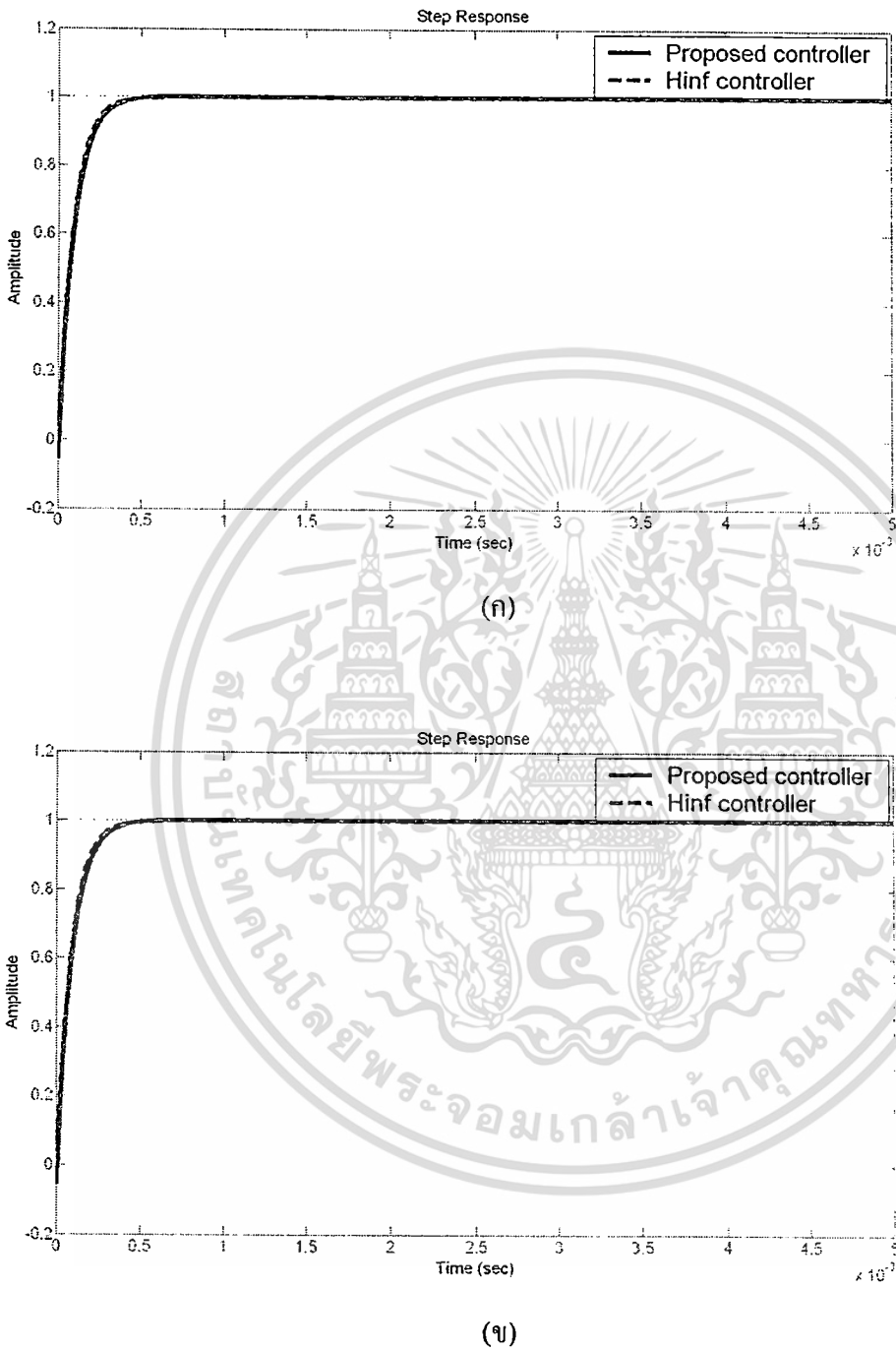
ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB ได้ค่าฟังก์ชันความเหมาะสมที่ดีที่สุดคือ 0.6847 หรือได้ค่านอร์มอ์นันต์เท่ากับ $1/0.6847=1.460$ ดังรูปที่ 4.3 ซึ่งจะเห็นได้ว่าได้คำตอบที่ดีที่สุดจะอยู่
เข้าในรุ่นที่ 32 ตารางที่ 4.1 แสดงผลการออกแบบระบบควบคุมที่นำเสนอและชุดควบคุมแบบ
วิธีการจัดตั้งฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ ซึ่งตารางดังกล่าวนี้ได้เสนอค่านอร์มอ์นันต์โดยค่านี้เป็นค่าที่
บ่งบอกความคงทนของระบบจะเห็นได้ว่าตัวควบคุมที่ได้จากเทคนิคที่นำเสนอให้ค่านอร์มอ์นันต์ที่
ใกล้เคียงเทคนิคแบบวิธีการจัดตั้งฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ สรุปได้ว่าเทคนิคที่นำเสนอให้ความ
ทนทานสมรรถนะของระบบได้ใกล้เคียงกับเทคนิคแบบวิธีการจัดตั้งฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้แต่มี
โครงสร้างตัวควบคุมที่มีลำดับต่ำกว่า



รูปที่ 4.3 ค่าฟิตเนสของคำตอบที่ดีที่สุดในแต่ละรุ่นตั้งแต่รุ่นที่ 1 ถึง 100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในงานวิจัยนี้ได้ทดสอบชุดควบคุมแบบคงทนทั้งสองวิธี โดยได้ทดสอบเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง ดังแสดงในรูป 4.5



รูปที่ 4.4 การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

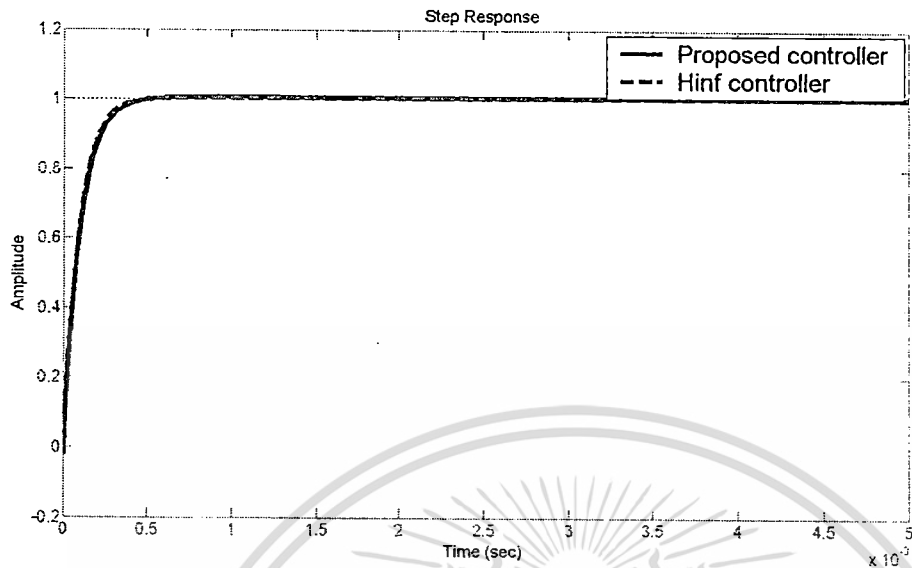
(ข) เปลี่ยนค่า $R=50$ โอห์ม

(ค) เปลี่ยนค่า $R=100$ โอห์ม

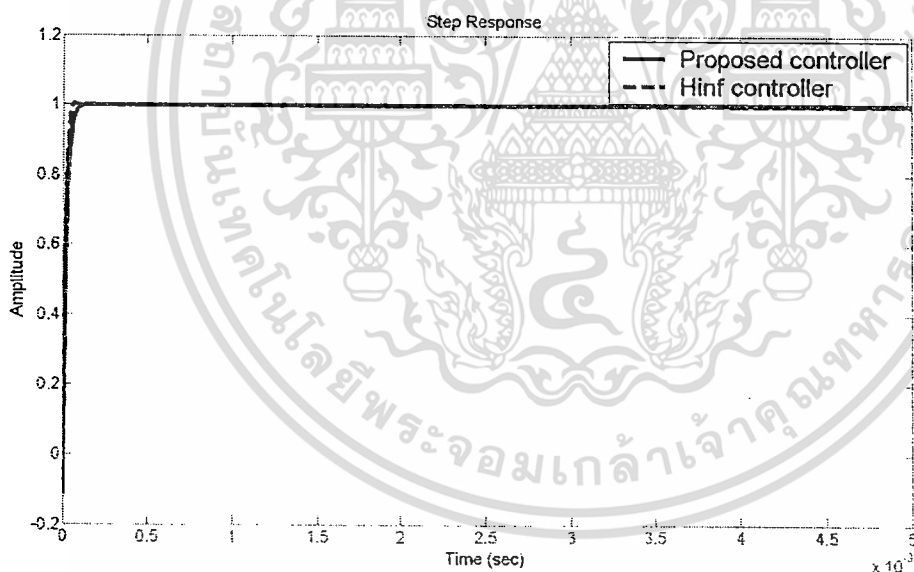
(ง) เปลี่ยนค่า $R=10$ โอห์ม, $C=120$ μF , $L=120$ μH

(จ) เปลี่ยนค่า $V_g=10$ v

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ง)

รูปที่ 4.4 (ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

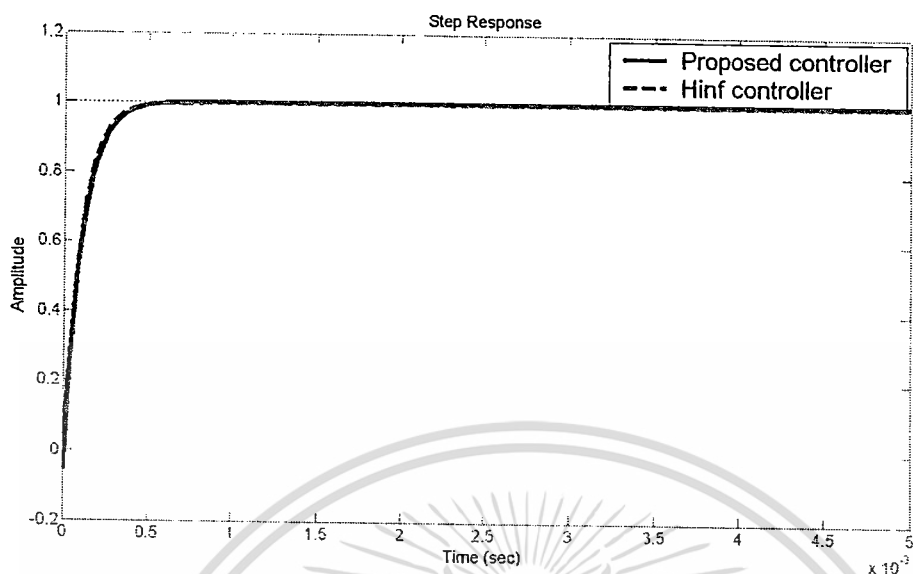
(ข) เปลี่ยนค่า $R=50$ โอห์ม

(ค) เปลี่ยนค่า $R=100$ โอห์ม

(ง) เปลี่ยนค่า $R=10$ โอห์ม, $C=120$ μF , $L=120$ μH

(จ) เปลี่ยนค่า $V_s=10$ v

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(จ)

รูปที่ 4.4 (ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

(ข) เปลี่ยนค่า $R=50$ โอห์ม

(ค) เปลี่ยนค่า $R=100$ โอห์ม

(ง) เปลี่ยนค่า $R=10$ โอห์ม, $C=120$ μF , $L=120$ μH

(จ) เปลี่ยนค่า $V_s=10$ v

จากผลการตอบสนองในระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ทั้งหมดพบว่าชุดควบคุมแบบที่นำเสนอและแบบวิธีการจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้มีสมรรถนะที่ดีเหมือนกันและมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ในกรณีต่างๆกันดังแสดงในรูป 4.4 (ข) - (จ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

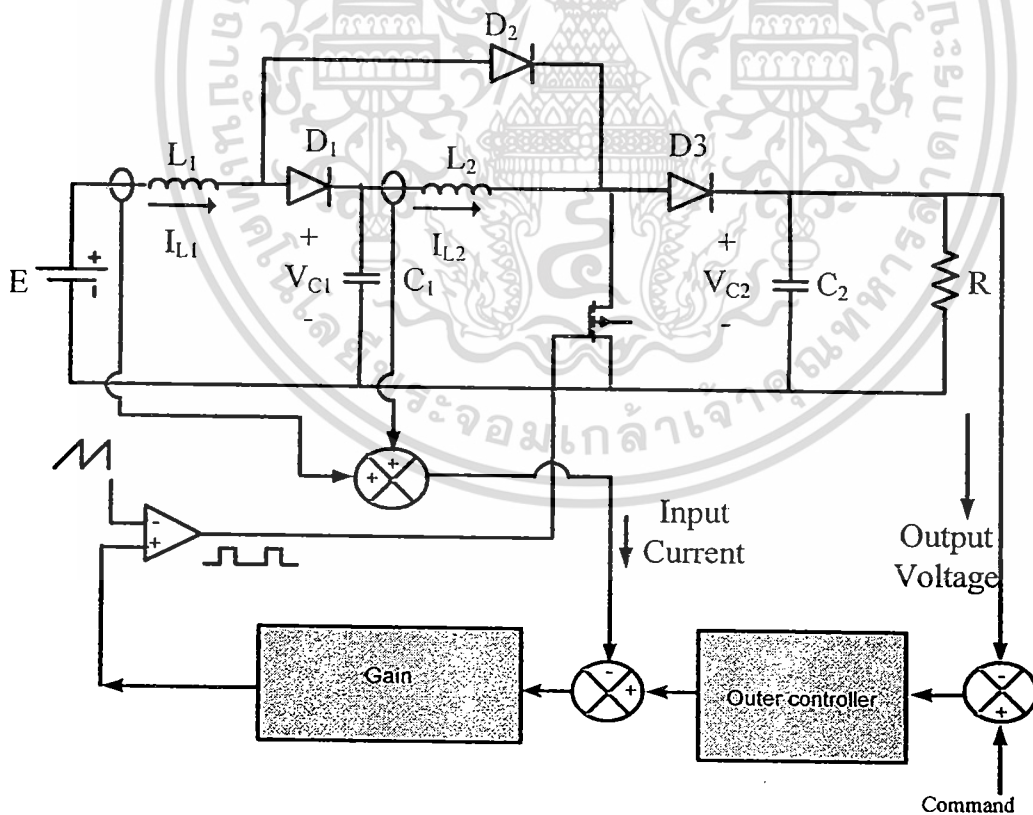
4.2 การออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนกำหนดโครงสร้างได้สำหรับวงจรถบแรงดันแบบควอดราติก

จากสมการที่ (2.47) สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตไปยังกระแสตัวเหนี่ยวนำได้คือ [36]

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}(s)}{\tilde{i}_s(s)} = \frac{m_3 s^3 + m_2 s^2 + m_1 s + m_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

และจากสมการที่ (2.49) สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปยังอัตราส่วนควิตี้ได้คือ [36]

$$G_{iL} = \frac{\tilde{i}_s(s)}{\tilde{d}(s)} = K_1 \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$$



รูปที่ 4.5 วงจรถบแรงดันแบบควอดราติก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่วงจรทบทแรงดันแบบควอดราติกมีค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.2 ดังนี้

ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์วงจรทบทระดับแรงดัน

พารามิเตอร์	ความหมาย	ค่าที่ใช้ในการออกแบบ
R	ค่าความต้านทานของโหลด	$100\ \Omega$
$L1$	ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ 1	$90\ \mu\text{H}$
$L2$	ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ 2	$382\ \mu\text{H}$
$C1$	ค่าความจุของตัวเก็บประจุ 1	$22\ \mu\text{F}$
$C2$	ค่าความจุของตัวเก็บประจุ 2	$100\ \mu\text{F}$
V_o	แรงดันเอาต์พุต	$48\ \text{V}$
E	แรงดันอินพุต	$12\ \text{V}$
D	คิวตี้ไซเคิล	0.5

เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 4.2 ของวงจรจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตไปยังกระแสตัวเหนี่ยวนำ ดังสมการที่ (4.8)

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_s(s)} = \frac{-9600s^3 + 6.283 \times 10^8 s^2 - 3.497 \times 10^{12} s + 1.587 \times 10^{17}}{4.087 \times 10^5 s^3 + 3.21 \times 10^8 s^2 + 1.01 \times 10^{14} s + 1.818 \times 10^{16}} \quad (4.8)$$

เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรทบทระดับแรงดันจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปยังอัตราส่วนคิวตี้ไซเคิลได้คือสมการที่ (4.9)

$$G_{IL}(s) = \frac{I_L}{d} = \frac{3.923 \times 10^5 s^3 + 3.082 \times 10^8 s^2 + 9.696 \times 10^{13} s + 1.745 \times 10^{16}}{s^4 + 100s^3 + 2.453 \times 10^8 s^2 + 2.453 \times 10^{10} s + 8.263 \times 10^{14}} \quad (4.9)$$

4.2.1 การออกแบบชุดควบคุมที่นำเสนอ

กำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมและฟังก์ชันค่านำหน้า แทนระบบ G ด้วย $G = G_{inner\ close\ loop} G_v$ ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบจัดตั้งฐานแล้วจะเป็น

$$G_s = W_1 G_{inner\ close\ loop} G_v W_2 \quad (4.10)$$

จากขั้นตอนในหัวข้อ 2.6 ในบทที่ 2 พบว่าสามารถออกแบบชุดควบคุมได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 การจำลองและทดลองชุดควบคุมที่นำเสนอ

กำหนดโครงสร้างของตัวควบคุมและฟังก์ชันน้ำหนัก ดังต่อไปนี้

$$G_{PI1} = \frac{K_{p1}s + K_{I1}}{s}; \text{Gain} = K_{p2}; W = \frac{w_1s + w_2}{s}$$

กำหนดค่าพารามิเตอร์ของขั้นตอน GA และขอบเขตของการทำการหาค่าความเหมาะสมดังนี้

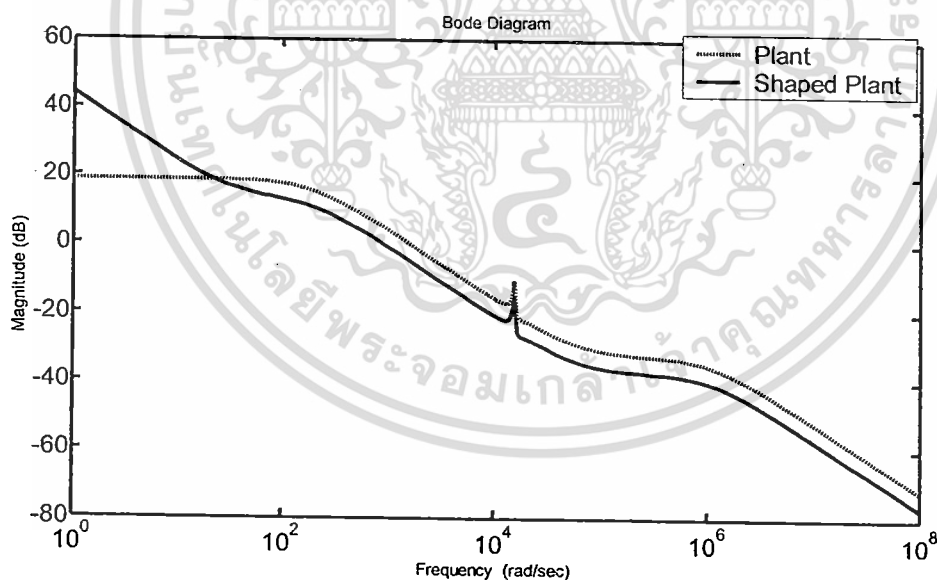
$$K_{p1} \in [0 \ 2], K_{I1} \in [0 \ 1000], K_{p2} \in [0 \ 10], w_1 \in [0 \ 100]$$

$$w_2 \in [0 \ 12000], \text{maximum overshoot} < 0.1\%, \text{settling time} < 40\text{ms}, \text{bandwidth} >$$

$$500 \text{ rad/sec}, \text{Gain}(\omega < 100 \text{ rad/sec}) > 7 \text{ dB}, \text{max generation} = 100$$

$$\text{population size} = 100$$

ผลจากขั้นตอน GA ได้ค่าฟังก์ชันน้ำหนัก $\frac{0.5665s + 18.05}{s}$ ส่วนค่าตัวควบคุมที่หาได้แสดงในตารางที่ 4.3



รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบแผนภาพ โบคของระบบก่อนจัดสรรฐานวงรอบและแผนภาพ โบคของระบบหลังจัดสรรฐานวงรอบของวงจรถบระดับแรงดัน

จากรูปที่ 4.6 แผนภาพทางความถี่พบว่าระบบมีค่าอัตราการขยายที่ความถี่ต่ำมีค่าประมาณ 43 เดซิ

เบล ขณะเดียวกันที่ความถี่สูงก็มีค่าอัตราการขยายต่ำและยังเกิดการเกิดเรโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อเปรียบเทียบตัวควบคุมกับเทคนิคอื่นในงานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบตัวควบคุมจากวิธีการจัดสถานะวงรอบเอชอินฟินิตี้แบบเดิมซึ่งจะได้ตัวควบคุม K คือ

$$K = \frac{(0.5665s + 18.05)}{s} \frac{(6037s^7 + 6.499 \times 10^4 s^6 + 1.223 \times 10^{11} s^5 + 3.214 \times 10^{18} s^4 + 3.013 \times 10^{21} s^3 + 3.968 \times 10^{26} s^2 + 8.896 \times 10^{28} s + 3.166 \times 10^{30})}{(s^8 + 1.084 \times 10^8 s^7 + 1.068 \times 10^{10} s^6 + 5.491 \times 10^{14} s^5 + 4.799 \times 10^{18} s^4 + 6.984 \times 10^{22} s^3 + 5.482 \times 10^{26} s^2 + 1.138 \times 10^{29} s + 3.113 \times 10^{30})}$$

(4.12)

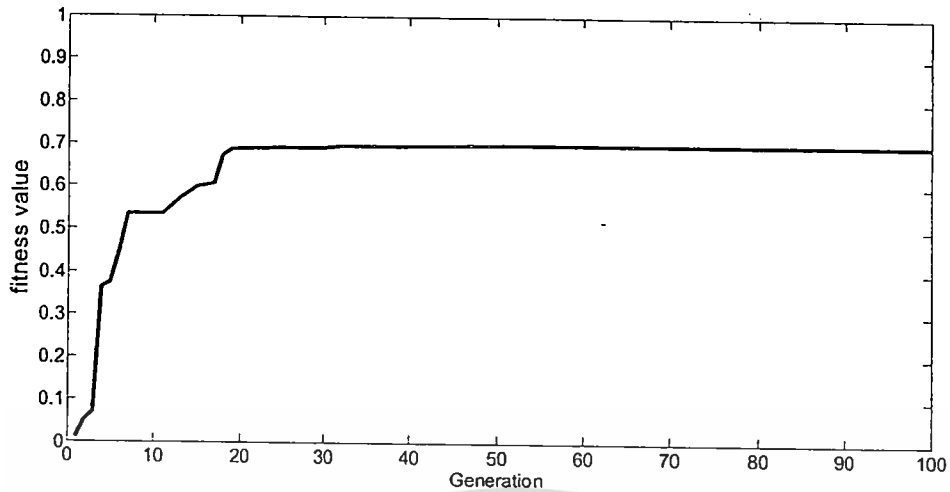
จากสมการข้างต้นจะเห็นได้ว่าชุดควบคุมแบบคงทนแบบเดิมมีลำดับสูงมากยากต่อการนำไปใช้งาน

ตารางที่ 4.3 ค่าตัวควบคุมแบบที่นำเสนอและแบบวิธีการจัดสถานะวงรอบเอชอินฟินิตี้

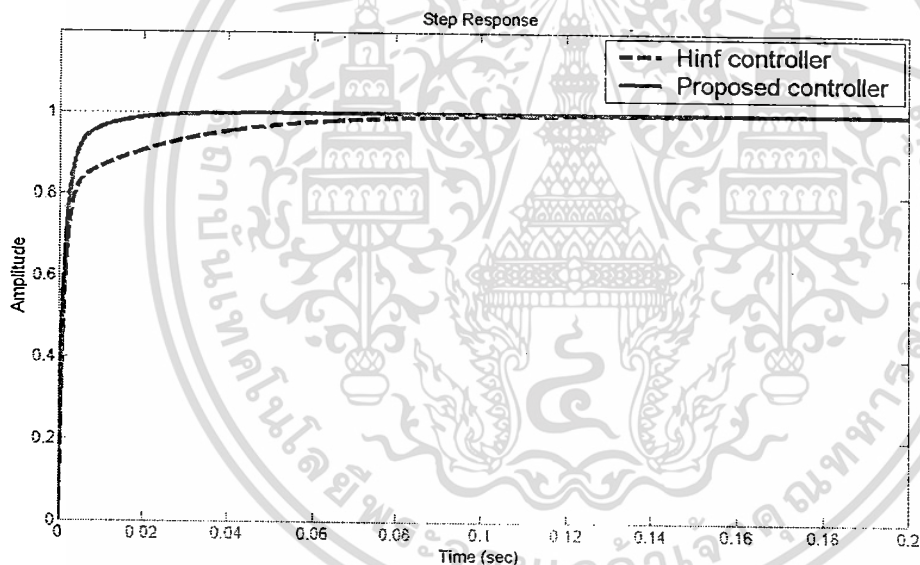
	เทคนิคที่นำเสนอ	เทคนิคควบคุมคงทนแบบเดิม
ฟังก์ชันนำหน้า	$\frac{(0.5665s + 18.05)}{s}$	$\frac{(0.5665s + 18.05)}{s}$
ตัวควบคุมวงรอบนอก	$\frac{0.4418s + 53.97}{s}$	สมการที่ (4.12)
ตัวควบคุมวงรอบใน	2.74	2.74
ส่วนเพื่อเสถียรภาพ	0.69	>0.7111

ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB ได้ค่าฟังก์ชันความเหมาะสมที่ดีที่สุดคือ 0.69 หรือได้ค่านอร์มอนันต์คือ $1/0.69=1.449$ ดังรูปที่ 4.7 จะเห็นได้ว่าได้คำตอบที่ดีที่สุดจะถูกรุ่นที่ 40 ตารางที่ 4.3 แสดงผลการออกแบบระบบควบคุมที่นำเสนอ และชุดควบคุมแบบวิธีการจัดสถานะวงรอบเอชอินฟินิตี้ จากตารางจะเห็นได้จากค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพว่า เทคนิคที่นำเสนอมีค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพที่เหมาะสมและใกล้เคียงกับเทคนิคการจัดสถานะวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้แบบเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ค่าฟิตเนสของคำตอบที่ดีที่สุดในแต่ละรุ่นตั้งแต่รุ่นที่ 1 ถึง 100
 ในงานวิจัยนี้ได้ทดสอบความคงทนโดยการเปลี่ยนพารามิเตอร์ในระบบและทดสอบการตอบสนอง
 ของระบบต่อฟังก์ชันขั้นบันไดพบผลตอบสนองในรูปที่ 4.8



(ก)

รูปที่ 4.8 การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดที่พารามิเตอร์ค่าต่างๆ

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

(ข) เปลี่ยนค่า $R=50$ โอห์ม

(ค) เปลี่ยนค่า $R=150$ โอห์ม

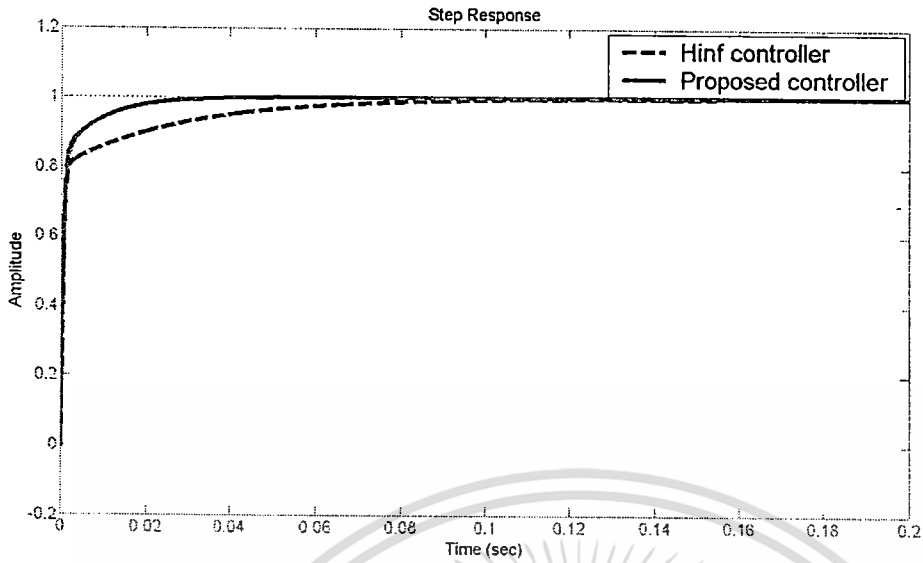
(ง) เปลี่ยนค่า $R=25$ โอห์ม

(จ) เปลี่ยนค่า $E=15$ V

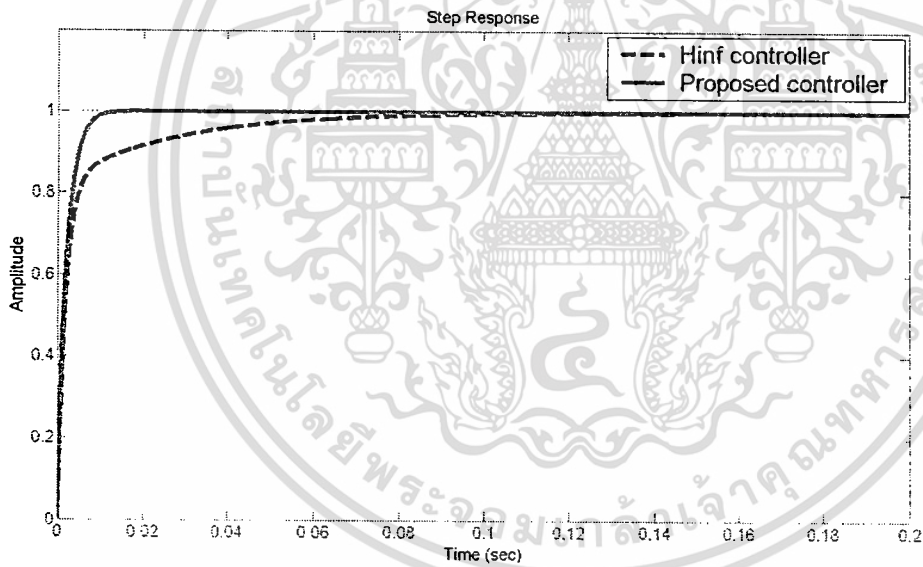
(ฉ) เปลี่ยนค่า $L_1=100\mu\text{H}$

(ช) เปลี่ยนค่า $C_1=30\mu\text{F}$, $C_2=120\mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.8(ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดที่พารามิเตอร์ค่าต่างๆ

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

(ข) เปลี่ยนค่า $R=50$ โอห์ม

(ค) เปลี่ยนค่า $R=150$ โอห์ม

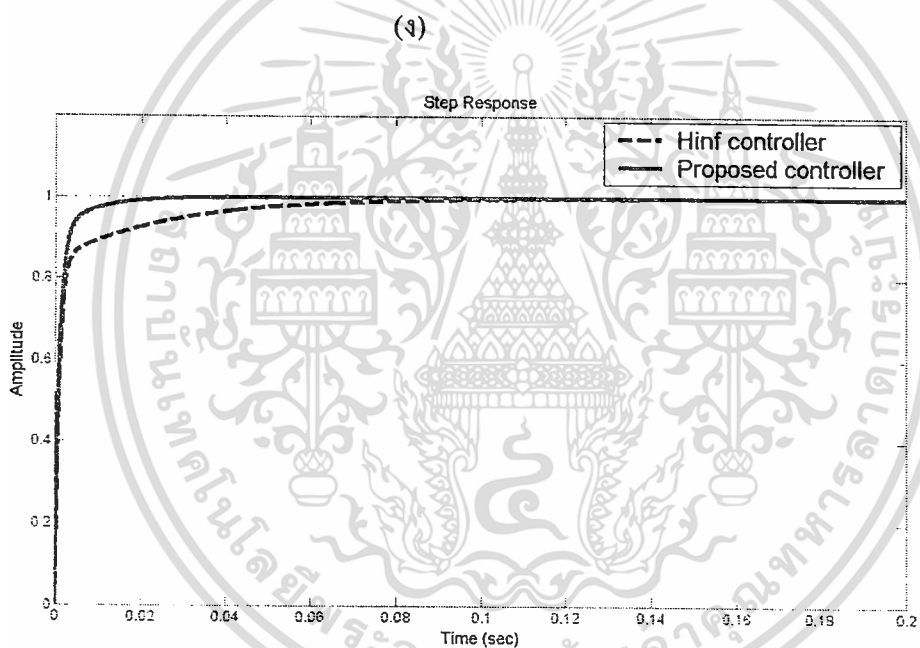
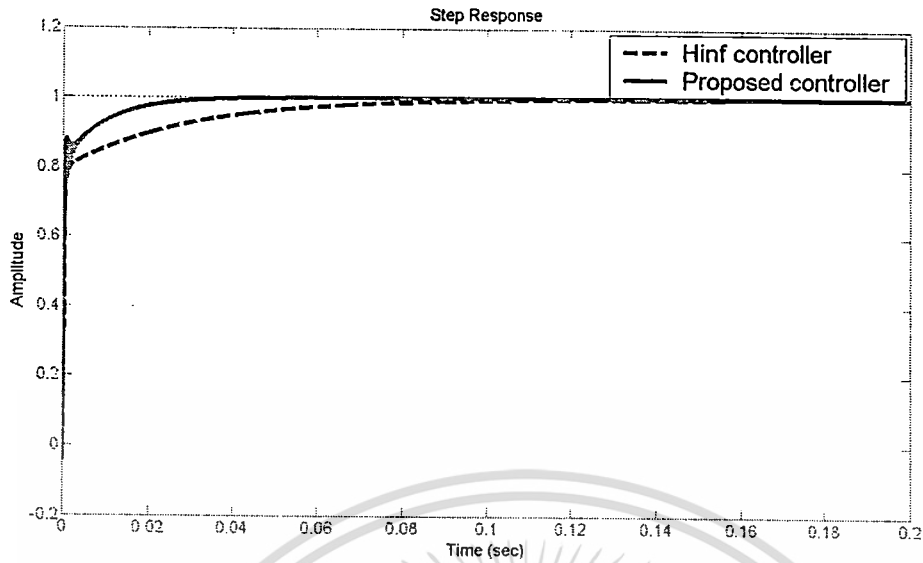
(ง) เปลี่ยนค่า $R=25$ โอห์ม

(จ) เปลี่ยนค่า $E=15$ V

(ฉ) เปลี่ยนค่า $L_1=100\mu\text{H}$

(ช) เปลี่ยนค่า $C_1=30\mu\text{F}$, $C_2=120\mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 (ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดที่พารามิเตอร์ค่าต่างๆ

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

(ข) เปลี่ยนค่า $R=50$ โอห์ม

(ค) เปลี่ยนค่า $R=150$ โอห์ม

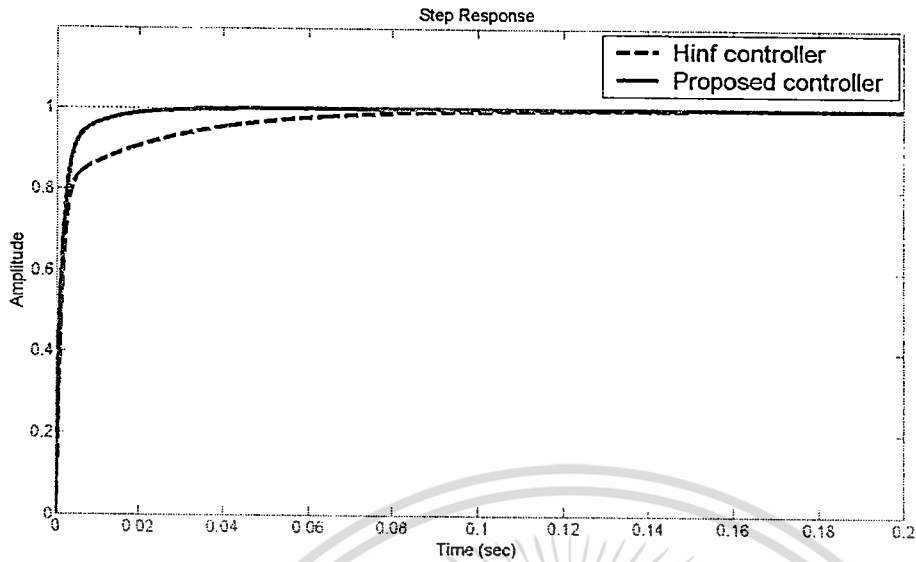
(ง) เปลี่ยนค่า $R=25$ โอห์ม

(จ) เปลี่ยนค่า $E=15$ V

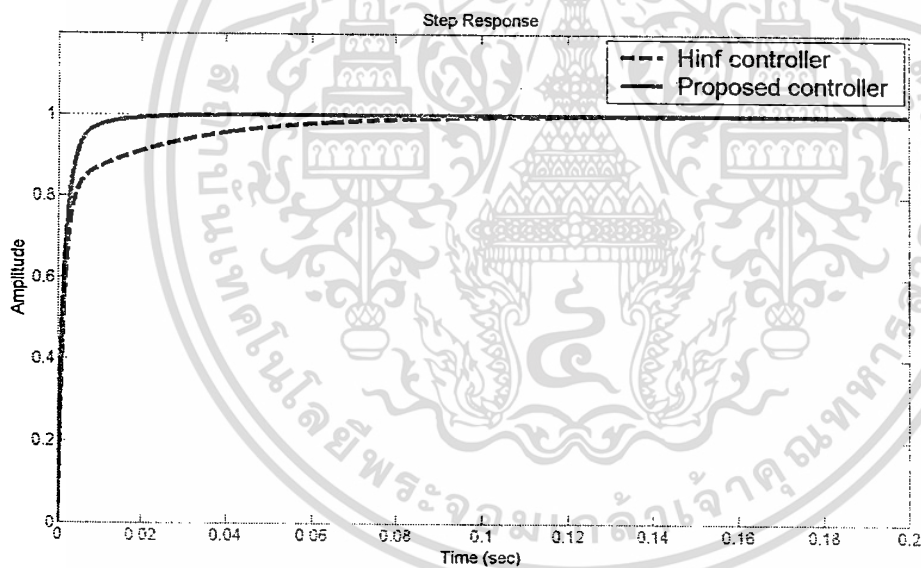
(ฉ) เปลี่ยนค่า $L_1=100\mu\text{H}$

(ช) เปลี่ยนค่า $C_1=30\mu\text{F}$, $C_2=120\mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.8 (ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดที่พารามิเตอร์ค่าต่างๆ

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

(ข) เปลี่ยนค่า $R=50$ โอห์ม

(ค) เปลี่ยนค่า $R=150$ โอห์ม

(ง) เปลี่ยนค่า $R=25$ โอห์ม

(จ) เปลี่ยนค่า $E=15$ V

(ฉ) เปลี่ยนค่า $L_1=100\mu\text{H}$

(ช) เปลี่ยนค่า $C_1=30\mu\text{F}$, $C_2=120\mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูผู้สอน เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการตอบสนองในระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ทั้งหมดพบว่าในรูปที่ 4.8 (ก) ชุดควบคุมแบบที่นำเสนอและแบบวิธีการจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ มีสมรรถนะที่ดีเหมือนกันและมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ในกรณีต่างๆกันดังแสดงในรูป 4.8 (ข)-(จ) ส่วนรูปที่ 4.8 (ง) พบว่าเกิดการสั่นของระบบเมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์โดยชุดควบคุมแบบที่นำเสนอเกิดมากกว่าแบบวิธีการจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ อย่างไรก็ตามเทคนิคที่นำเสนอมีลำดับต่ำกว่ามากดังแสดงในตารางที่ 4.4 และ 4.5 ตามลำดับ ส่วนค่าที่ได้จากตารางที่ 4.4 และ 4.5 นำมาวาดกราฟแบบแท่งได้ดังรูปที่ 4.9

ตารางที่ 4.4 ตารางแสดงสมรรถนะสำหรับวงจรทบระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์โดยใช้ตัวควบคุมที่นำเสนอ

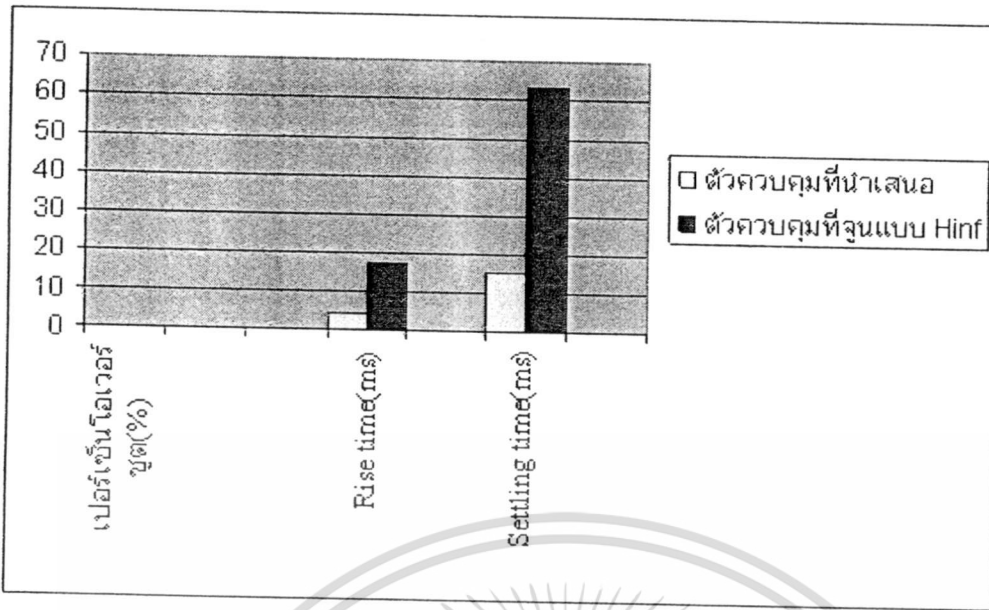
	เปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต(%)	เวลาขาขึ้น(ms)	เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว(ms)
ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ	0	4.12	15.5
เปลี่ยนค่า R=50 โอห์ม	0	4.99	20.7
เปลี่ยนค่า R=150โอห์ม	0	4.75	8.85
เปลี่ยนค่า R=25โอห์ม	0	6.1	22.0
เปลี่ยนค่า E=15 V	0	3.23	12.7
เปลี่ยนค่า $L_1=100\mu\text{H}$	0	4.17	15.4
เปลี่ยนค่า $C_1=30\mu\text{F}, C_2=120\mu\text{F}$	0	4.32	11.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

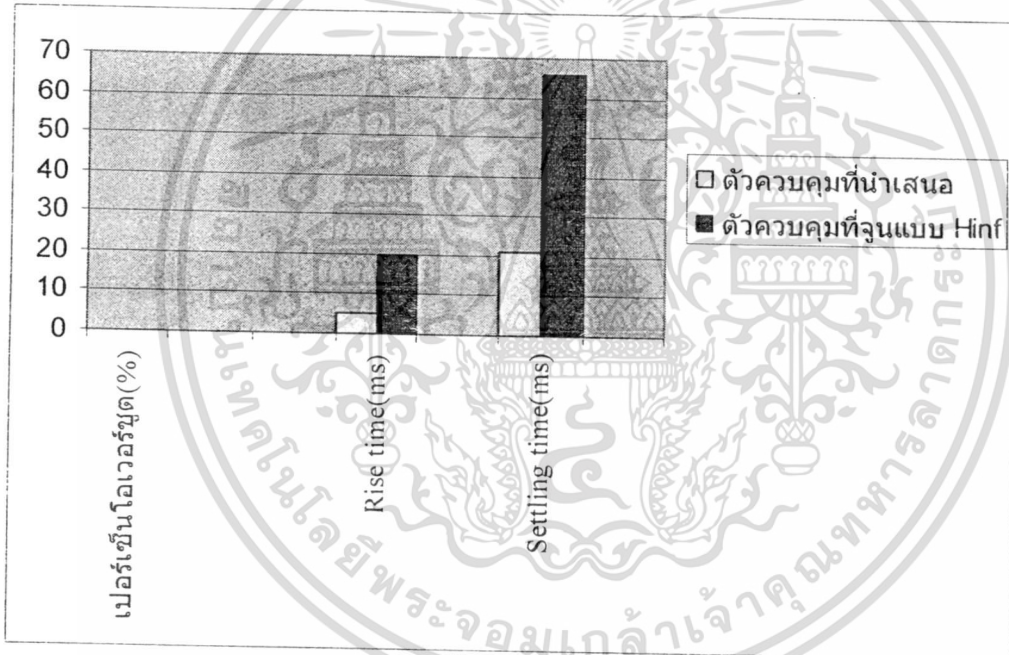
ตารางที่ 4.5 ตารางแสดงสมรรถนะสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์โดยใช้ตัวควบคุมที่จูนแบบ Hinf

	เปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต(%)	เวลาขาขึ้น(ms)	เวลาเข้าสู่สถานะคงตัว (ms)
ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ	0	17.6	63.1
เปลี่ยนค่า R=50 โอห์ม	0	19.9	66.1
เปลี่ยนค่า R=150โอห์ม	0	15.1	59.6
เปลี่ยนค่า R=25โอห์ม	0	20.8	66.8
เปลี่ยนค่า E=15 V	0	11.5	55.2
เปลี่ยนค่า $L_1=100\mu\text{H}$	0	17.6	63.1
เปลี่ยนค่า $C_1=30\mu\text{F}, C_2=120\mu\text{F}$	0	16.5	61.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.9 สมรรถนะสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

(ข) เปลี่ยนค่า $R=50$ โอห์ม

(ค) เปลี่ยนค่า $R=150$ โอห์ม

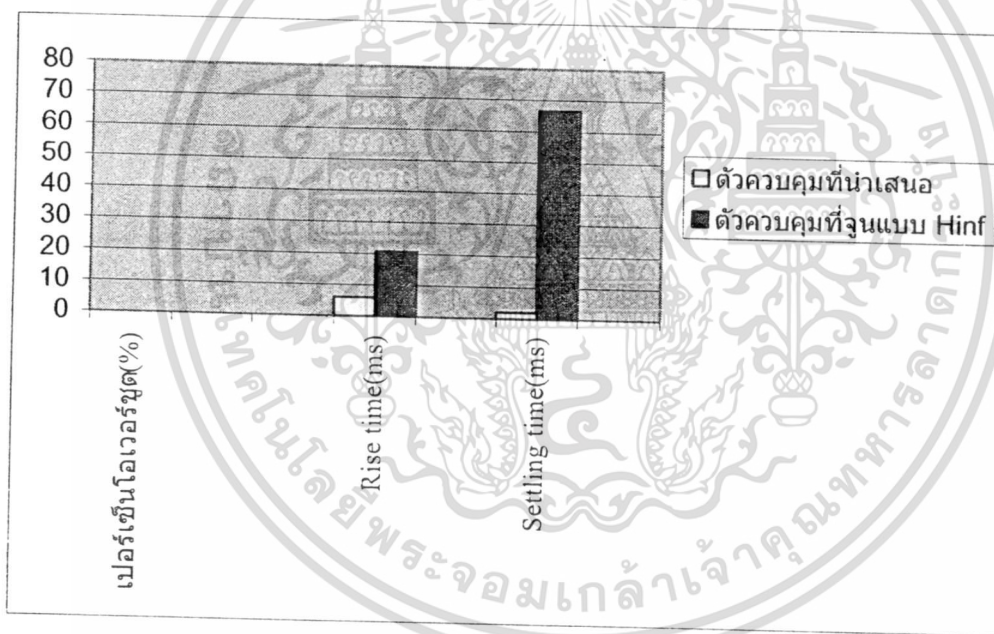
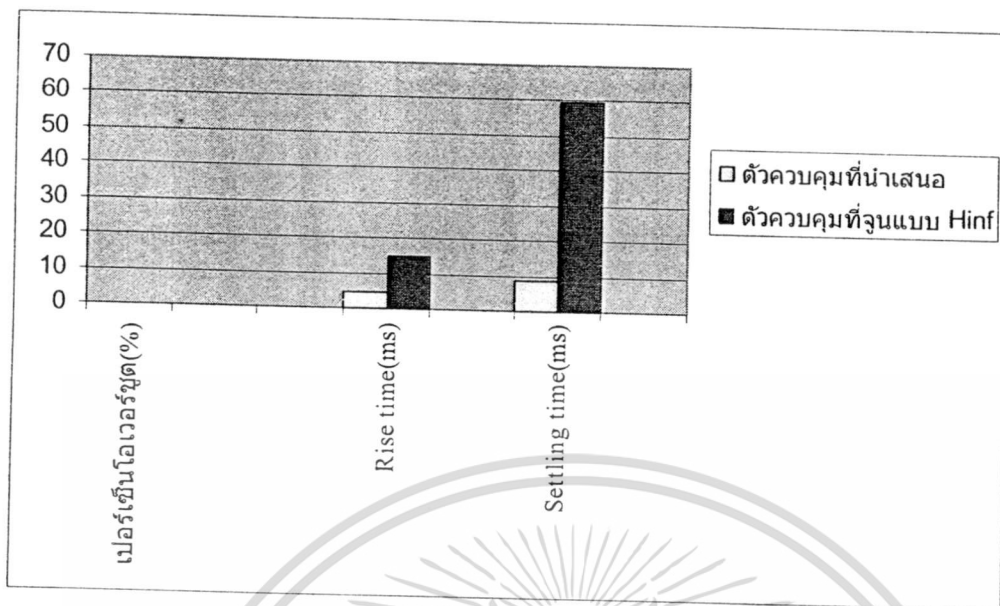
(ง) เปลี่ยนค่า $R=25$ โอห์ม

(จ) เปลี่ยนค่า $E=15$ V

(ฉ) เปลี่ยนค่า $L_1=100\mu\text{H}$

(ช) เปลี่ยนค่า $C_1=30\mu\text{F}$, $C_2=120\mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ง)

รูปที่ 4.9(ต่อ) สมรรถนะสำหรับวงจรถบะดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

(ข) เปลี่ยนค่า $R=50$ โอห์ม

(ค) เปลี่ยนค่า $R=150$ โอห์ม

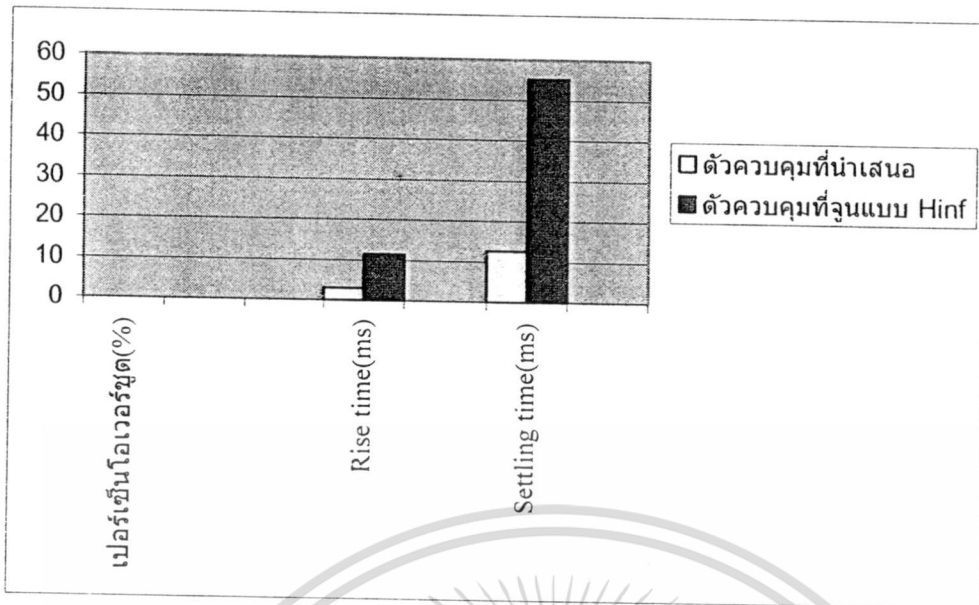
(ง) เปลี่ยนค่า $R=25$ โอห์ม

(จ) เปลี่ยนค่า $E=15$ V

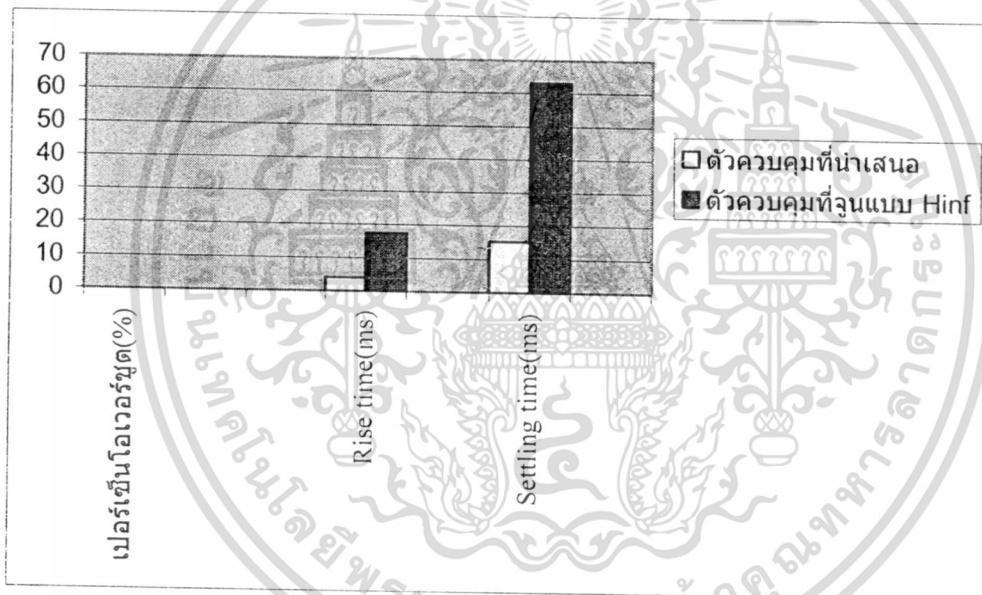
(ฉ) เปลี่ยนค่า $L_1=100\mu\text{H}$

(ช) เปลี่ยนค่า $C=30\mu\text{F}$ หรือ $C=120\mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(จ)



(ฉ)

รูปที่ 4.9(ต่อ) สมรรถนะสำหรับวงจรถบระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

(ข) เปลี่ยนค่า $R=50$ โอห์ม

(ค) เปลี่ยนค่า $R=150$ โอห์ม

(ง) เปลี่ยนค่า $R=25$ โอห์ม

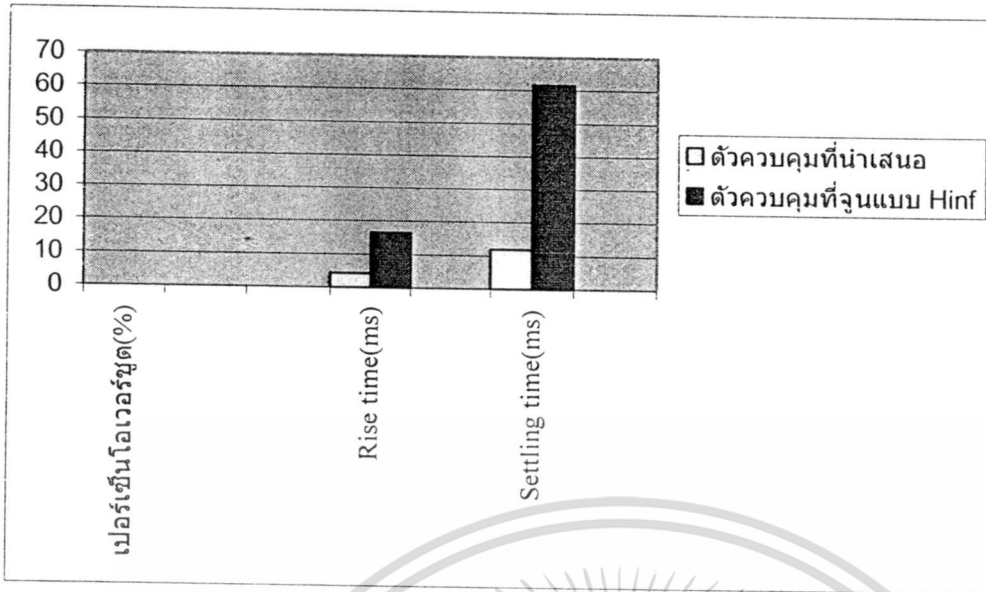
(จ) เปลี่ยนค่า $E=15$ V

(ฉ) เปลี่ยนค่า $L_1=100\mu\text{H}$

(ช) เปลี่ยนค่า $C_1=30\mu\text{F}$, $C_2=120\mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 4.9(ต่อ) สมรรถนะสำหรับวงจรถบระดับแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

(ข) เปลี่ยนค่า $R=50$ โอห์ม

(ค) เปลี่ยนค่า $R=150$ โอห์ม

(ง) เปลี่ยนค่า $R=25$ โอห์ม

(จ) เปลี่ยนค่า $E=15$ V

(ฉ) เปลี่ยนค่า $L_1=100\mu\text{H}$

(ช) เปลี่ยนค่า $C_1=30\mu\text{F}$, $C_2=120\mu\text{F}$

รูปที่ 4.9 (ก) - (ค) ซึ่งพบว่าการตอบสนองของชุดควบคุมแบบที่นำเสนอคือกราฟสีน้ำเงินให้ค่าของเปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต (%), เวลาขาขึ้นและเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวดีกว่าตัวควบคุมจากวิธีการจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้แบบเดิมที่เป็นสีขาวไม่ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์หรือไม่ก็ตาม

4.3 สรุป

ในบทนี้นำเสนอการสังเคราะห์หาคู่ควบคุมและมีการเปรียบเทียบการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์พบว่าชุดควบคุม โดยวิธีที่นำเสนอและวิธีการจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้มีผลต่อการตอบสนองฟังก์ชันขั้นบันไดทั้งในด้านสมรรถนะและความคงทนใกล้เคียงกัน แต่ชุดควบคุมที่นำเสนอนั้นจะมีโครงสร้างที่ง่ายและซับซ้อนน้อยกว่าชุดควบคุมวิธีการจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนกำหนดโครงสร้างได้สำหรับ วงจรถอนระดับแรงดันที่ให้การควบคุมโหมดกระแสเฉลี่ย

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมพีไอแบบคงทนกำหนดโครงสร้างได้แบบใหม่สำหรับวงจรถอนระดับแรงดันโหมดกระแส ซึ่งจะเป็นการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่เหมาะสมให้กับวงจรถอนระดับแรงดัน โดยเริ่มพิจารณาจากแบบจำลองพลวัตของวงจรถอนระดับแรงดัน [47] เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร เมื่อได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแล้วก็ทำการออกแบบชุดควบคุมโดยใช้ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม และนำชุดควบคุมที่ได้ไปทดสอบกับวงจรถอนระดับแรงดันในสถานะต่างๆ เพื่อทดสอบชุดควบคุมที่มีโครงสร้างง่ายแต่ยังคงมีสมรรถนะความคงทนที่ดีได้ รายละเอียดของการดำเนินงานวิจัยมีดังต่อไปนี้

5.1 แบบจำลองของวงจรถอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) แบบโหมดกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode)

สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนจากกระแสอ้างอิง (Current Reference) ไปยังแรงดันทางด้านเอาต์พุต (Output Voltage) ดังนี้ [47]

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{K_m(1 + r_cCs)[G_{CA} + 1]G_{dv}(s)}{1 + T_c(s)} \quad (5.1)$$

เมื่อ

$$K_m = \frac{1}{V_m}$$
$$T_c(s) = \frac{R_S K_m V_g [1 + (R + r_c)Cs][1 + G_{CA}]}{R + (L + RCr_c)s + (RLC + r_cLC)s^2}$$
$$G_{dv}(s) = \frac{(1 + r_cCs)V_g}{R + (L + RCr_c)s + (RLC + r_cLC)s^2}$$

ค่า RLC และ r_c คือ ค่าความต้านทานโหลด ค่าความเหนี่ยวนำ ค่าตัวเก็บประจุ และค่าความต้านทานของตัวเก็บประจุ (ESR : equivalent series resistor) ตามลำดับ ส่วนค่า G_{CA} ได้จากการออกแบบวงรอบควบคุมกระแสภายใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรถนระดับแรงดันสามารถคำนวณหาค่าตัวควบคุมในวงรอบกระแสภายใน (Inner Current Loop) ได้ดังนี้ [47]

$$G_{CA} = \frac{K_c(1 + \frac{s}{\omega_z})}{s(1 + \frac{s}{\omega_p})} \quad (5.2)$$

โดย

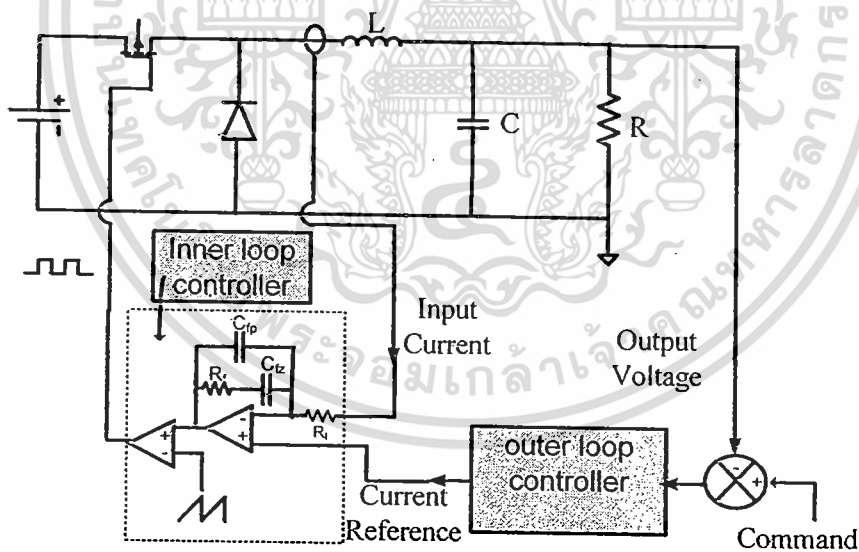
$$G_{CA} \cong \frac{R_f}{R_l} < \min \left\{ \frac{2V_m f_s L}{V_g R_s}, \frac{V_m f_s L}{V_0 R_s} \right\}$$

เมื่อ

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

$$\omega_z = \frac{1}{R_f C_{fz}} = \frac{1}{2\sqrt{LC}}$$

$$\omega_p = \frac{C_{fz} + C_{fp}}{R_f C_{fz} C_{fp}} = \frac{f_s}{2}$$



รูปที่ 5.1 วงจรถนระดับแรงดันและตัวควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่วงจรถอนระดับแรงดันแสดงดังรูปที่ 5.1 และค่าพารามิเตอร์แสดงในตารางที่ 5.1
ตารางที่ 5.1 แสดงค่าพารามิเตอร์วงจรถอนระดับแรงดัน

พารามิเตอร์	ความหมาย	ค่าที่ใช้ในการออกแบบ
R	ความต้านทานโหลด	$20\ \Omega$
L	ตัวเหนี่ยวนำ	$100\ \mu\text{H}$
C	ตัวเก็บประจุ	$680\ \mu\text{F}$
V_g	แรงดันอินพุต	$12\ \text{V}$
V_o	แรงดันเอาท์พุต	$5\ \text{V}$
f_s	ความถี่ในการสวิตซ์	$100\ \text{kHz}$
R_i	ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน ตรวจจับกระแส	$0.5\ \Omega$
V_m	ค่าจากยอดถึงยอดของสัญญาณรูป สามเหลี่ยม (Ramp)	$5\ \text{V}$

เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรถอนระดับแรงดันจะได้

$$G_{CA} \cong \frac{R_f}{R_i} < \min\{16.7, 20\}$$

สามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมวงรอบกระแสภายในได้ดังนี้

$$R_f = 10\ \text{k}\Omega, R_i = 1\ \text{k}\Omega, C_{fc} = 50\ \text{nf}, C_{fp} = 2\ \text{nf}$$

แทนค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 5.1 ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาท์พุตไปยังกระแสตัว
เหนี่ยวนำ ดังสมการ

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = G = \frac{m_1}{m_2} \quad (5.2)$$

โดย

$$m_1 = 1.2 \times 10^{-15} s^5 + 7.3 \times 10^{-10} s^4 + 3.6 \times 10^{-3} s^3 + 0.076 s^2 + 531.9 s + 923000$$

$$m_2 = 6.8 \times 10^{-22} s^7 + 7.9 \times 10^{-17} s^6 + 6.8 \times 10^{-12} s^5 + 2.4 \times 10^{-7} s^4 + 5.9 \times 10^{-4} s^3 + 3.674 s^2 + 6943 s + 461000$$

เมื่อพิจารณาเทอมที่มีสัมประสิทธิ์น้อยมากตัดออกไปจะได้ระบบที่ลดรูปแล้วเป็น

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = G = \frac{531.9 s + 923000}{3674 s^2 + 6943 s + 461000}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 การออกแบบตัวควบคุมแบบจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H infinity Loop Shaping) ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) แบบโหมดกระแสเฉลี่ย (Average Current Mode) การออกแบบในหัวข้อนี้จะใช้เทคนิคที่แสดงในหัวข้อ 2.6 กำหนดให้โครงสร้างของชุดควบคุมและฟังก์ชันค่าน้ำหนักขึ้นมาก่อน โดยที่ชุดควบคุมจะมีค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด แทนระบบ G ด้วยสมการที่ (4.2) ดังนั้นระบบที่จัดสัญญาณจะเขียนได้ดังนี้

$$G_s = W_1 G W_2 \quad (5.3)$$

จากนั้นจึงใช้ GA หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดที่ทำให้ค่าต่อไปนี้มีค่าต่ำสุด

$$J_{cost} = \frac{1}{\varepsilon} = \gamma = \|T_{zw}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} G_{PI} \end{bmatrix} (I - G_s W_1^{-1} G_{PI})^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \quad (5.4)$$

สำหรับการออกแบบชุดควบคุมแบบที่นำเสนอ จะออกแบบชุดควบคุม $K(p)$ ฟังก์ชันน้ำหนัก W_1 เพื่อทำการลดอินฟินิตี้นอร์ม (infinity norm) จากตัวก่อนไปยังแสดงให้มีค่าต่ำที่สุด (minimize J_{cost}) หรืออีกนัยหนึ่งคือส่วนเพื่อเสถียรภาพ (ε) สูงที่สุด ใน GA กำหนดค่าฟังก์ชันความเหมาะสมได้ดังนี้

$$\text{Fitness}(J) = \left(\left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1}(x) K(p) \end{bmatrix} (I - W_2 G_s K(p))^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \right)^{-1} \quad (5.5)$$

ค่าฟังก์ชันความเหมาะสมจะถูกกำหนดให้เท่ากับค่าคงที่ใดๆ ที่มีค่าน้อยมากๆ เมื่อค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพหรือไม่เป็นไปตามเงื่อนไขสมรรถนะการออกแบบจะเหมือนขั้นตอนการออกแบบในหัวข้อที่ 3.2

5.3 การจำลองชุดควบคุมที่นำเสนอ

กำหนดโครงสร้างของตัวควบคุมและฟังก์ชันนำหน้า ดังต่อไปนี้

$$G_{PI1} = \frac{K_{PI}s + K_{I1}}{s}, W_1 = \frac{w_1s + w_2}{(s + 0.001)}$$

กำหนดค่าพารามิเตอร์ของขั้นตอน GA และขอบเขตของการทำการหาค่าความเหมาะสมดังนี้

$$K_{PI} \in [0 \ 100], K_{I1} \in [0 \ 5000], w_1 \in [0 \ 100], w_2 \in [0 \ 5000]$$

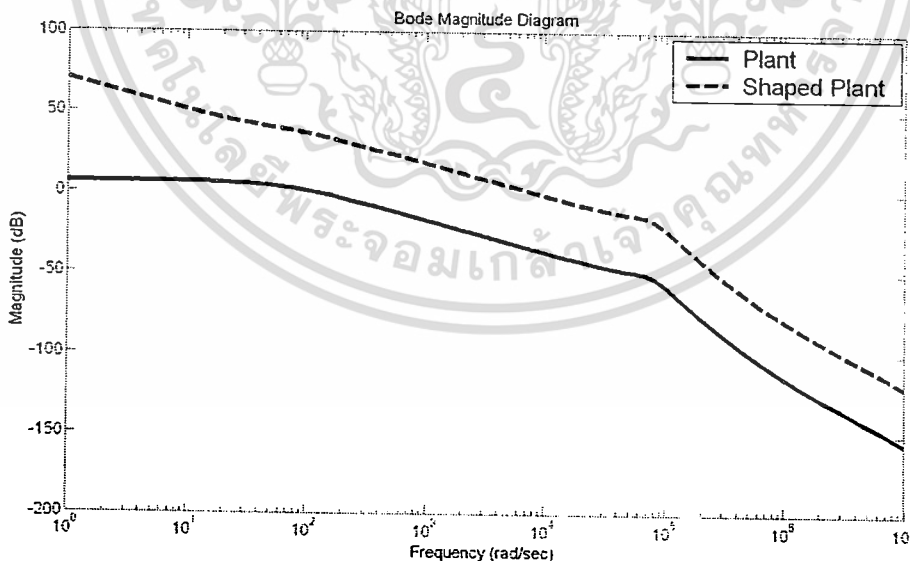
maximum overshoot < 0.1% , settling time < 2ms, bandwidth > 10000 rad/sec ,

Gain($\omega < 100 \text{ rad/sec}$) > 10dB, max generation =40 population size = 100

ผลจากขั้นตอน GA ที่ได้คือ ฟังก์ชันนำหน้า

$$W_1 = \frac{58.22 s + 1699}{s + 0.001}$$

ส่วนค่าตัวควบคุมแสดงในตารางที่ 5.2



รูปที่ 5.2 การเปรียบเทียบแผนภาพโบดของระบบก่อนจัดสัมฐานวงรอบ

และแผนภาพโบดของระบบหลังจัดสัมฐานวงรอบของวงจรถอนระดับแรงดัน

เพื่อเปรียบเทียบตัวควบคุมกับเทคนิคจัดสัมฐานวงรอบแบบเดิม งานวิจัยนี้ได้ทำการ
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ออกแบบตัวควบคุมจากวิธีการจัดสัมฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ซึ่งจะได้ตัวควบคุม K คือ
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ที่มีการนำไปใช้

$$K = W_1 K_2 W_2 \quad (5.6)$$

$$K(s) = W_1 K_\infty W_2 = \frac{N}{D} \quad (5.7)$$

เมื่อ

$$N = 1.033 \times 10^8 s^3 + 1.881 \times 10^{11} s^2 + 1.077 \times 10^{13} s + 1.566 \times 10^{14}$$

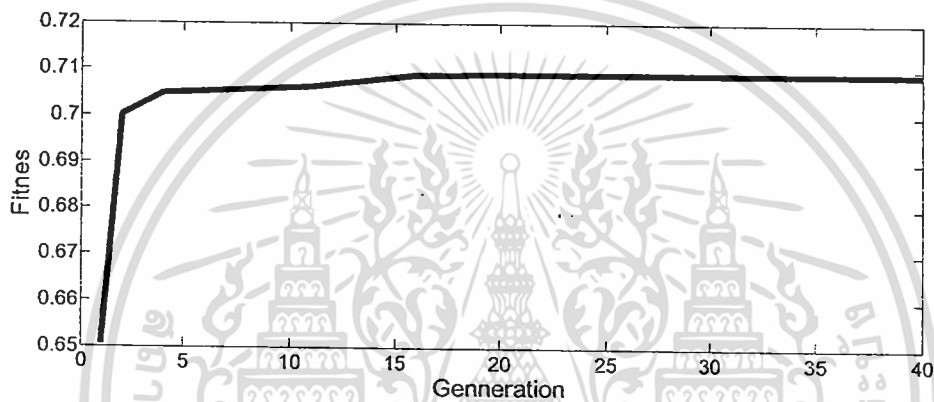
$$D = s^4 + 1.806 \times 10^6 s^3 + 3.189 \times 10^9 s^2 + 9.153 \times 10^{10} s + 9.152 \times 10^7$$

ผลที่ได้จะพบว่าตัวควบคุมดังกล่าวจะมีลำดับ 4 และซับซ้อนในการออกแบบ ตารางที่ 5.2 แสดงตัวควบคุมและค่านอร์มอนันต์ทั้งสองวิธี

	เทคนิคที่นำเสนอ	เทคนิคแบบจัดัลพื้นฐาน วงรอบเอชอินฟินิตี้
ตัวควบคุม	$\frac{57.91s + 2002}{s}$	ตัวควบคุมลำดับ 4
ค่านอร์มอนันต์	1.4104	< 1.4061

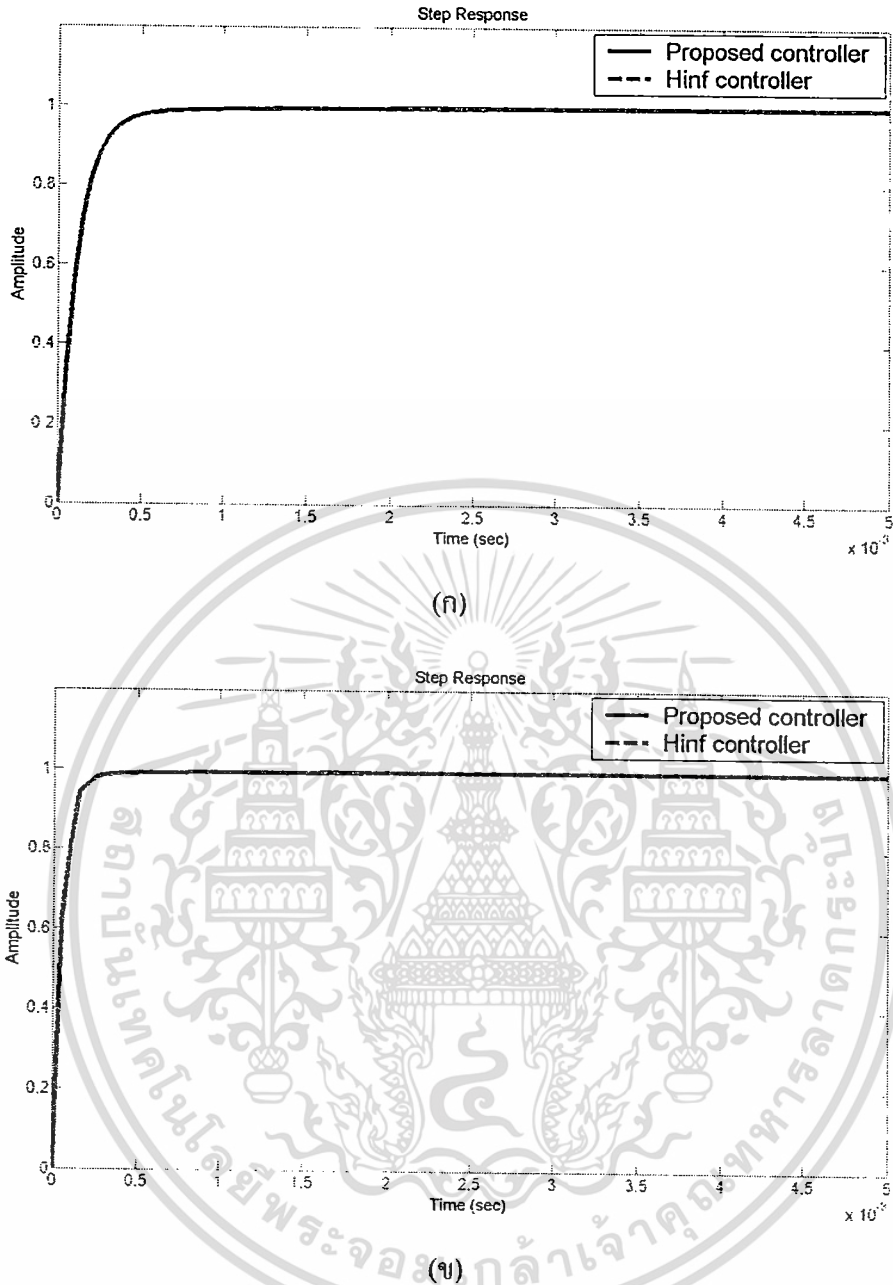
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB ได้ค่าฟังก์ชันความเหมาะสมที่ดีที่สุดคือ 0.5650 หรือได้ค่าอนุพันธ์เท่ากับ $1/0.7090=1.4104$ ดังรูปที่ 4.3 ซึ่งจะเห็นได้ว่าได้คำตอบที่ดีที่สุดจะอยู่ในรุ่นที่ 16 ตารางที่ 5.2 แสดงผลการออกแบบระบบควบคุมที่นำเสนอและชุดควบคุมแบบวิธีการจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ ซึ่งตารางดังกล่าวนี้ได้เสนอค่าอนุพันธ์โดยค่านี้จะเป็นค่าที่บ่งบอกความคงทนของระบบจะเห็นได้ว่าตัวควบคุมที่ได้จากเทคนิคที่นำเสนอให้ค่าอนุพันธ์ที่ใกล้เคียงเทคนิคแบบวิธีการจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ สรุปได้ว่าเทคนิคที่นำเสนอให้ความทนทานสมรรถนะของระบบได้ใกล้เคียงกับเทคนิคแบบวิธีการจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้แต่มีโครงสร้างตัวควบคุมที่มีลำดับต่ำกว่า



รูปที่ 5.3 ค่าฟิตเนสของคำตอบที่ดีที่สุดในแต่ละรุ่นตั้งแต่รุ่นที่ 1 ถึง 40

ในงานวิจัยนี้ได้ทดสอบชุดควบคุมแบบคงทนทั้งสองวิธี โดยได้ทดสอบเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงดังแสดงในรูป 5.4



รูปที่ 5.4 การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

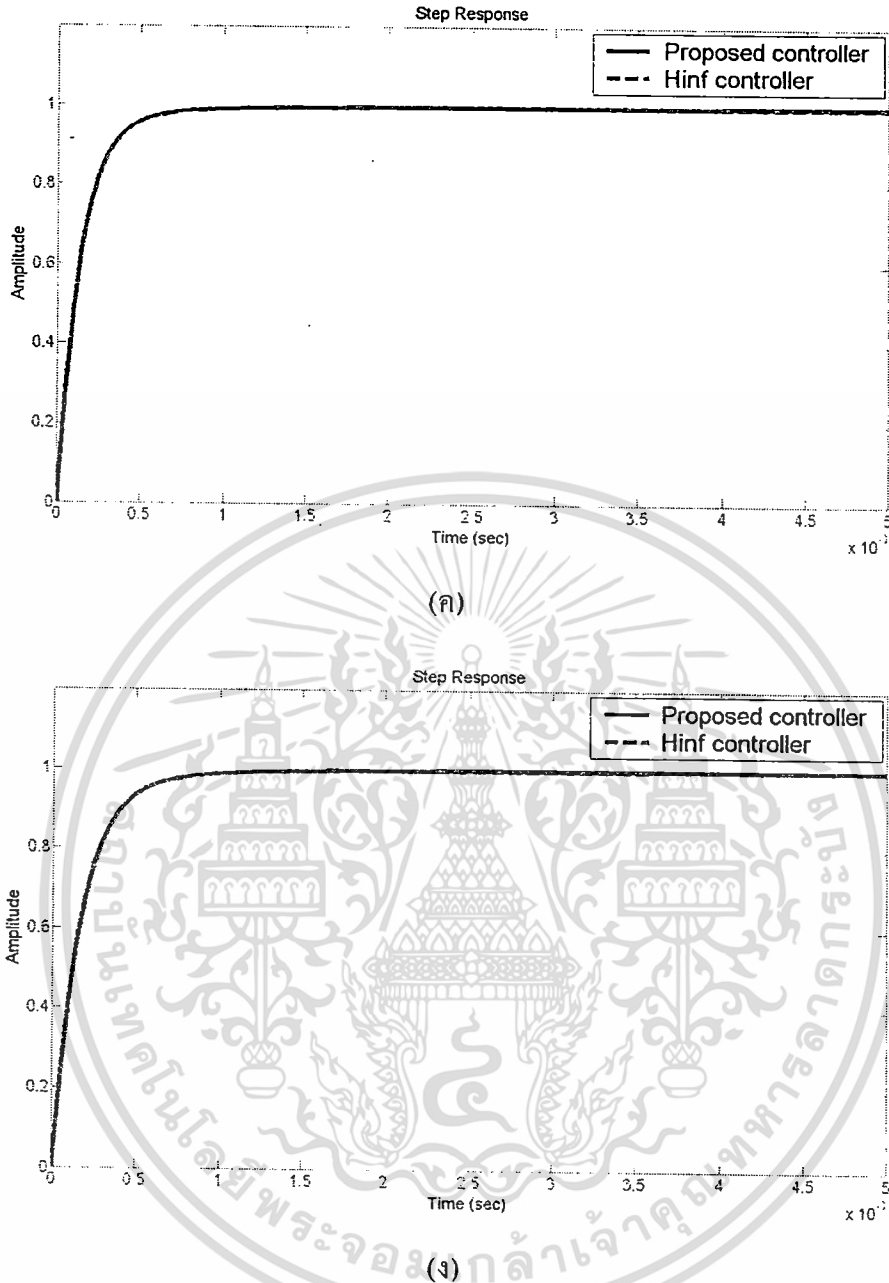
(ข) เปลี่ยนค่า $R=10$ โอห์ม

(ค) เปลี่ยนค่า $R=25$ โอห์ม

(ง) เปลี่ยนค่า $R=30$ โอห์ม

รูปที่ 5.4 (ก) ซึ่งพบว่า การตอบสนองของชุดควบคุมแบบที่นำเสนอและแบบจัดสัมฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้มีการตอบสนองที่ดี โดยไม่มีค่าโอเวอร์ชูต ส่วนรูปที่ 5.4 (ข) แสดงการตอบสนองของชุดควบคุมแบบเปลี่ยนค่า $R=10$ โอห์ม จะพบว่า การตอบสนองของชุดควบคุมแบบที่นำเสนอและแบบจัดสัมฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ระบบไม่มีค่าโอเวอร์ชูตเกิดขึ้นและมีเพียงค่าแกว่งของระบบ (Oscillation) เล็กน้อยสำหรับ ชุดควบคุมแบบที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาของท่าน ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 (ต่อ) การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

(ข) เปลี่ยนค่า $R=10$ โอห์ม

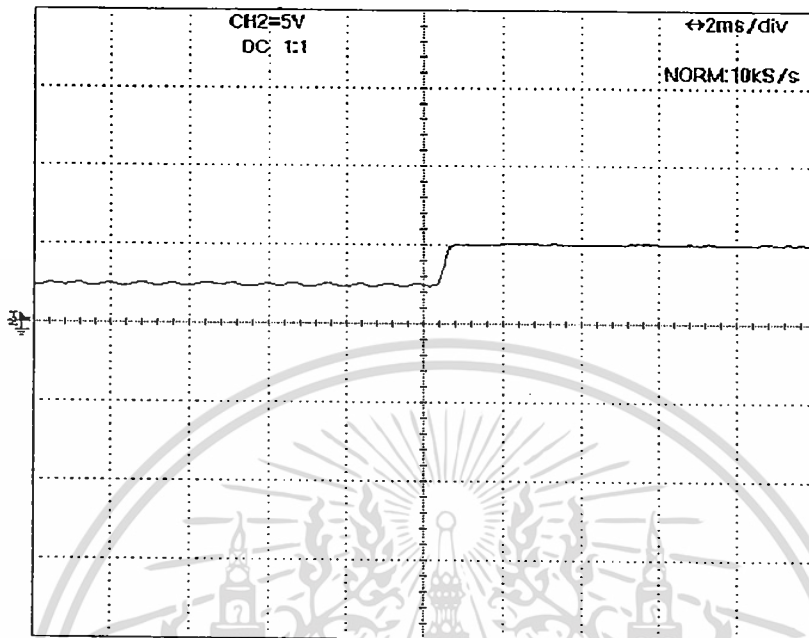
(ค) เปลี่ยนค่า $R=25$ โอห์ม

(ง) เปลี่ยนค่า $R=30$ โอห์ม

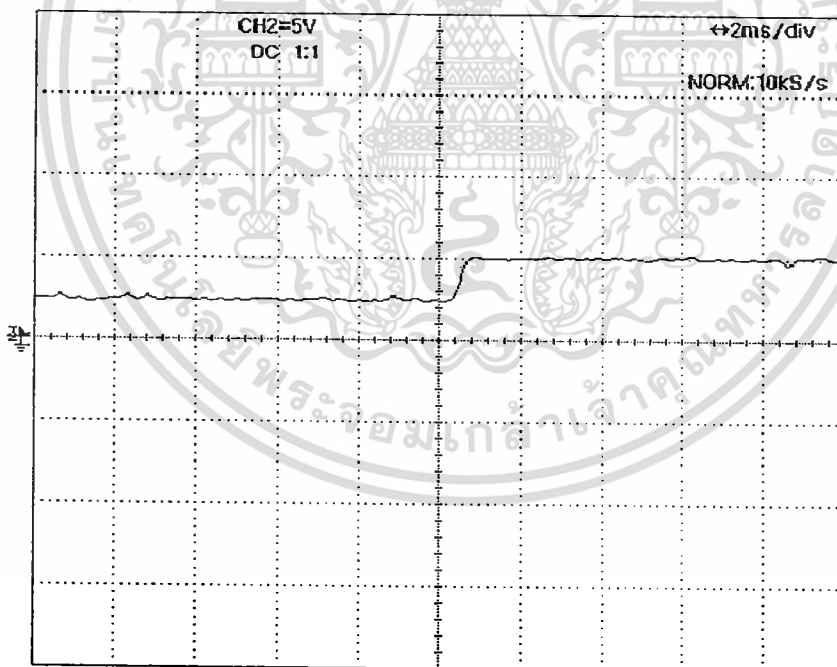
รูปที่ 5.4 (ค) และ รูปที่ 5.4 (ง) ซึ่งพบว่า การตอบสนองของชุดควบคุมแบบที่นำเสนอและแบบจัด
 ล้วนฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้มีการตอบสนองที่ดีโดยไม่มีค่าโอเวอร์ชูตและไม่พบค่าแกว่งของ
 ระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบวงจรเพื่อทดสอบการทำงานจริงของชุดควบคุมที่นำเสนอ โดยได้ออกแบบวงจรทอนระดับแรงดัน โดยระบบจะมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังตารางที่ 5.1 การทดสอบจะทำบนชุดควบคุมที่นำเสนอ



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.5 การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

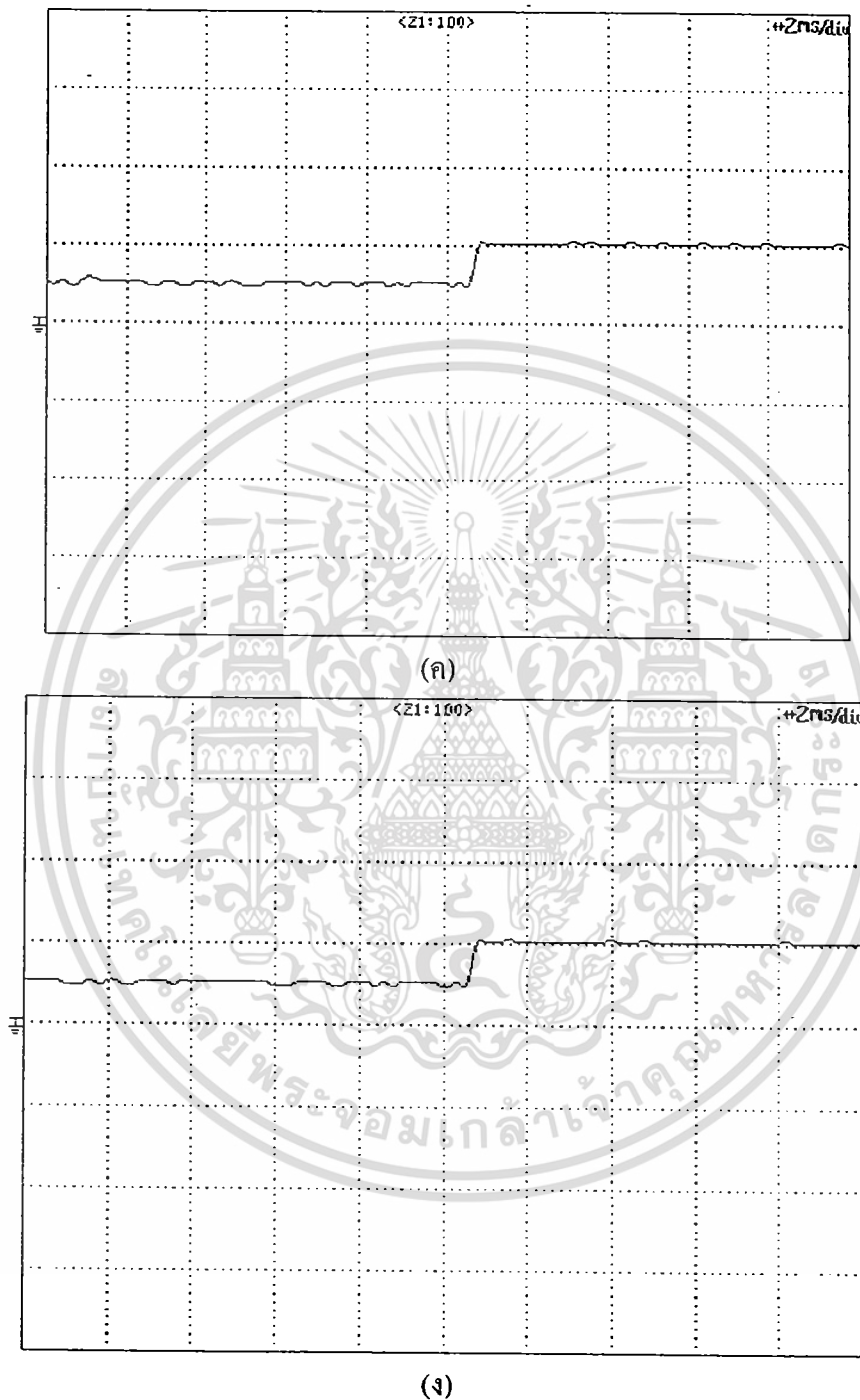
(ข) เปลี่ยนค่า $R=10$ โอห์ม

(ค) เปลี่ยนค่า $R=25$ โอห์ม

(ง) เปลี่ยนค่า $R=30$ โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับคนในมหาวิทยาลัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.5 พบว่าการตอบสนองของชุดควบคุมแบบที่นำเสนอมีการตอบสนองที่ดีโดยมีความ สอดคล้องใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลอง



รูปที่ 5.5 การตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดเมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ

(ก) ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบ

(ง) เปลี่ยนค่า $R=10$ โอห์ม

(ค) เปลี่ยนค่า $R=25$ โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ (ง) เปลี่ยนค่า $R=30$ โอห์ม นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 สรุป

ในวิทยานิพนธ์นี้เทคนิคที่นำเสนอนี้จะรวมขั้นตอน GA และชุดควบคุมแบบจัดสัดส่วนวงรอบมาทำการออกแบบชุดควบคุมแบบคงทนที่กำหนดโครงสร้างได้มาออกแบบทั้งชุดควบคุมและฟังก์ชันน้ำหนักของระบบควบคุมเพื่อให้มีโครงสร้างง่ายขึ้นโดยทำการจำลองผลและทดสอบจริงกับวงจรทอนระดับแรงดัน จากผลการทดสอบทั้งการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์และการทดลองของชุดควบคุมที่นำเสนอสำหรับวงจรทอนระดับแรงดันพบว่าชุดควบคุมที่นำเสนอจะมีความคงทนสูงและมีสมรรถนะที่ดีโดยวัดจากส่วนเพื่อเสถียรภาพซึ่งเป็นตัวชี้วัดความคงทนสมรรถนะซึ่งในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงส่วนใหญ่มักจะใช้ชุดควบคุมที่เป็นวงจรมัลติเพล็กซ์เป็นอย่างไรก็ตามการออกแบบโครงสร้างของชุดควบคุมให้เหมาะสมและง่ายกับการออกแบบวงจร



บทที่ 6

สรุปผลงานวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลงานวิจัย

วิทยานิพนธ์ได้ศึกษาการทำงานและการออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบต่างๆ วิธีการของขั้นตอนเชิงพันธุกรรม การออกแบบระบบควบคุมแบบคงทน การออกแบบระบบควบคุมที่ให้สมรรถภาพและความคงทนที่เหมาะสมที่สุด และทดสอบระบบควบคุมทั้งการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์และการทดลองซึ่งสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

1. การออกแบบตัวควบคุมแบบจัดตั้งฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H infinity Loop Shaping) ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมมีความคงทนสูงและมีสมรรถนะที่ดี โดยมีส่วนเพื่อเสถียรภาพเป็นตัวชี้วัดความคงทน

2. วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงนิยมใช้ชุดควบคุมที่เป็นวงจรถอดคั้งนั้นจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องมีการออกแบบโครงสร้างของชุดควบคุมให้เหมาะสมและง่ายกับการใช้งานซึ่งสอดคล้องกับตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบตัวควบคุมแบบจัดตั้งฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H infinity Loop Shaping) ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม โดยลำดับของตัวควบคุมที่ได้จะมีลำดับต่ำกว่าเทคนิคเดิม

3. จากผลการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์และการทดลองจริง ชุดควบคุมแบบที่นำเสนอมีสมรรถนะและความคงทนที่ดีเมื่อเปรียบเทียบกับชุดควบคุมแบบพีไอที่จูนแบบ [35] และชุดควบคุมจากเทคนิค ISE method

4. ชุดควบคุมที่นำเสนอจะรวมขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมและชุดควบคุมแบบจัดตั้งฐานวงรอบมาทำการออกแบบชุดควบคุมแบบคงทนที่กำหนดโครงสร้างได้ และทดสอบจริงกับวงจรทอนระดับแรงดัน

5. ฟังก์ชันน้ำหนักซึ่งยากต่อการออกแบบสามารถกำหนดได้โดยขั้นตอนเทคนิคที่นำเสนอ

6.2 ข้อเสนอแนะในการทำงานวิจัย

- การออกแบบตัวควบคุมแบบจัดตั้งฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H infinity Loop Shaping) ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมในวิทยานิพนธ์เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงาน ซึ่งในอนาคตหากพัฒนาเป็นชุดควบคุมแบบไม่เป็นเชิงเส้นได้จะเพิ่มประสิทธิภาพการควบคุมวงจร

- ในวิทยานิพนธ์เป็นวิธีการหาตัวควบคุมที่การทำงานของวงจรเป็นแบบโหมด กระแสต่อเนื่องอย่างไรก็ตามถ้าตัวเหนี่ยวนำมีค่าน้อยจนทำให้เกิดกรณีโหมด กระแสไม่ต่อเนื่องไม่ได้ถูกพิจารณาดังนั้น ในอนาคตหากพัฒนาเป็นชุดควบคุมที่สามารถทำงานได้ทั้งโหมดกระแสต่อเนื่องและกระแสไม่ต่อเนื่องได้จะเพิ่มประสิทธิภาพการควบคุมวงจร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. Wang, J.B.; Chuang, C.Y., “Design considerations of microprocessor-controlled multiphase battery charger with fast-charging strategy”, *Electric Power Applications*, IET Vol. 1, pp. 143 - 152, 2007.
2. Yen-Wu Lo; King, R.J., “High performance ripple feedback for the buck unity-power-factor rectifier”, *Power Electronics*, IEEE Transactions on Vol. 10, pp.158 - 163, 1995.
3. Liaw, C.M.; Chen, T.H.; Lin, W.L., “Dynamic modelling and control of a step up/down switching-mode rectifier”, *Electric Power Applications*, IEE Proceedings - Vol. 146 , pp. 317 - 324 , 1999.
4. Tsai-Fu Wu; Chien-Hsuan Chang; Yong-Jing Wu, “Single-stage converters for PV lighting systems with MPPT and energy backup”, *Aerospace and Electronic Systems*, IEEE Transactions on Vol. 35 , pp.1306 – 1317,1999.
5. Koutroulis, E.; Kalaitzakis, K., “Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications”, *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on Vol. 53, pp. 486 -494, 2006.
6. M. H. Rashid, **Power Electronics: Circuits, Devices and Applications**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
7. N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, **Power Electronics: Converters, Applications and Design.**, New York. Wiley, 1995.
8. J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, **Principles of Power Electronics**. Reading, MA: Addison-Wesley, 1991.
9. Tsang, K.M., and Chan, W.L., “Cascade controller for DC/DC buck convertor”, *IEE Proc., Electr. Power*, pp. 827–831, 2005.
10. J. M. Alonso, C. Ordiz, and M. A. Dalla Costa, “A novel control method for piezoelectric-transformer based power supplies assuring zero-voltage-switching operation”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1085–1089, Mar. 2008.
11. S.-C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, L. Martinez-Salamero, and C.-K. Wu, “A fast-response sliding-mode controller for boost type converters with a wide range of operating conditions”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, pp. 3276–3286, Dec.2007.

12. Q. Feng, R. M. Nelms, and J. Y. Hung, “**Posicast-based digital control of the buck converter**”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53,, pp. 759–767, 2006.
13. J. T. Matysik, “**The current and voltage phase shift regulation in resonant converters with integration control**”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, pp. 1240–1242, 2006.
14. S. Zheng and D. Czarkowski, “**Modeling and digital control of a phase controlled series-parallel resonant converter**”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, pp. 707–715, 2007.
15. J. T. Matysik, “**A new method of integration control with instantaneous current monitoring for class D series-resonant converter**”, IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 53, pp. 1564–1576, 2006.
16. H. Chen, E. K. K. Sng, and K. J. Tseng, “**Optimum trajectory switching control for series-parallel resonant converter**”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, pp. 1555–1563, 2006.
17. Y. Lu, K. W. E. Cheng, and S. L. Ho, “**Quasi current mode control for the phase-shifted series resonant converter**” IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, pp. 353–358, 2008.
18. Y. Yildiz, A. Sabanovic, and K. Abidi, “**Sliding-mode neuro-controller for uncertain systems**”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, pp. 1676–1685, 2007.
19. K.-H. Cheng, C.-F. Hsu, C.-M. Lin, T.-T. Lee, and C. Li, “**Fuzzy-neural sliding-mode control for dc-dc converters using asymmetric Gaussian membership functions**”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, pp. 1528–1536, 2007.
20. K.M. Tsang, W.L. Chan and X.L. Wei, “**Robust DC/DC buck converter using conditional integrator compensator**” ELECTRONICS LETTERS, vol. 44, 2008.
21. Guang Feng; Meyer, E.; Yan-Fei Liu, “**A Digital Two-Switching-Cycle Compensation Algorithm for Input-Voltage Transients in DC-DC Converters**” Power Electronics, IEEE Transactions vol. 24, pp. 181 – 191, 2009.
22. Islam, M.M.; Allee, D.R.; Konasani, S.; Rodriguez, A.A., “**A low-cost digital controller for a switching DC converter with improved voltage regulation**” Power Electronics Letters, IEEE vol. 2, pp. 121 – 124, 2004.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

23. Jun Zhang; Chung, H.S.H.; Wai-Lun Lo; Hui, S.Y.; Wu, A.K.-M., “**Implementation of a decoupled optimization technique for design of switching regulators using genetic algorithms**” *Power Electronics, IEEE Transactions on* vol. 16, pp.752 – 763, 2001.
24. del Casale, M.D.L.; Femia, N.; Lamberti, P.; Mainardi, V., “**Selection of optimal closed-loop controllers for DC-DC voltage regulators based on nominal and tolerance design**” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* vol. 51, pp840 – 849.
25. G.C. Ioannidis, S.N.Manias, “**H_∞ loop-shaping control schemes for the buck converter and their evaluation using μ-analysis**” *IEE Proc.-Electrical Power Application*, vol. 146, 1999.
26. Simone Buso, “**Design of a Robust Voltage Controller for a Buck-Boost Converter Using μ-Synthesis**” *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, vol. 7, No. 2, pp. 222-229, 1999.
27. 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, 2004.
28. S. Kaitwanidvilai and P. Olanthichachat, “**Genetic based Robust H_∞ Loop Shaping PID Control for a Current-Mode Boost Converter**” *ICEMS2006, Japan*, 2006.
29. Petridis, V.; Kazarlis, S.; Bakirtzis, A., “**Varying fitness functions in genetic algorithm constrained optimization: the cutting stock and unit commitment problems**” *Systems, Man, and Cybernetics, Part B, IEEE Transactions on* vol. 28, pp.629 – 640, 1998.
30. Pitsanu Srithongchai, Piyapong Olanthichachat, and Somyot Kaitwanidvilai “**Fixed-Structure Mixed Sensitivity/Model Reference Control Using Evolutionary Algorithms**” *The Sixth International Symposium on Neural Networks (ISNN 2009)*, Springer Berlin / Heidelberg, vol. 56, pp.669 – 676, 2009.
31. McFarlane, D., & Glover, K. (1992). “**A loop shaping design procedure using H_∞ synthesis**”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, pp.759-769, 1992.
32. S. Skogestad & I. Postlethwaite, **Multivariable Feedback Control Analysis and Design**. 2nd ed. New York: John Wiley & Son, 1996.

33. Zhou, X.W., Wong, P.L., Xu, P., Lee, F.C., and Huang, A.Q.: “Investigation of candidate VRM topologies for future microprocessors”, IEEE Tran, pp. 1172–1182, 2000.
34. รศ. ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน , อิเล็กทรอนิกส์กำลัง, พิมพ์ครั้งที่ 2 , กรุงเทพฯ , หจก. วี.เจ.พรินติ้ง , 2547.
35. Tsang, K.M., and Chan, W.L, “Cascade controller for DC/DC buck convertor”, IEE Proc., Electr. Power Appl, pp. 827–831, 2005.
36. Morales-Saldana, J.A.; Galarza-Quirino, R.; Leyva-Ramos, J.; Carbajal-Gutierrez, E.E.; Ortiz-Lopez, M.G., “Multiloop controller design for a quadratic boost converter” Electric Power Applications, IET vol. 1, pp. 362 – 367, 2007.
37. Mohan N., Undeland T. M., and Robbins W. P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design.** John Wiley and Sons, Inc., New York, 2nd edition, 1995.
38. Altowati A., Suntio T., and Zenger K. “Improved DC-DC Switching Power Converter Design Through Modeling and Simulation”. In proc. of the 47th Conference on Simulation and Modeling - SIMS, pp. 74–79, 2006.
39. K. M. Tsang ;W. L. Chan, “Non-linear Cascade Control of DC/DC Buck Converter”, Publication Frequency: 14 issues per year Published in: Electric Power Components and Systems, vol. 36, pp. 977 - 989 ., 2008.
40. Kemin Zhou, John C. Doyle, **Essential of Robust Control**, Prentice-Hall, 1998.
41. McFarlane, D.C. & K. Glover, “A loop shaping design procedure using H_∞ synthesis”, IEEE Trans. On Automatic Control, pp.759–769, 1992.
42. B. S. Chen and Y. M. Cheng., “A structure-specified optimal control design for practical applications: a genetic approach,” IEEE Trans. on Control System Technology, vol. 6, pp. 707-718, 1998.
43. Darrell Whitley, **A genetic algorithm tutorial.**
44. Jietae Lee & Thomas F. Edgar, “ISE tuning rule revisited” Automatica, vol. 40, pp. 1455-1458, 2004.
45. Ukrit Chaiya and Somyot Kaitwanidvilai, “Fixed-Structure Robust DC Motor Speed Control”, Vol.II, IMECS, 2009.

46. Carbajal-Gutierrez, E.E.; Morales-Saldana, J.A.; Leyva-Ramos, J., "**Modeling of a single-switch quadratic buck converter**", Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on vol. 41, pp. 1450 – 1456, 2005.
47. Jian Sun, Richard M. Bass, "**Modeling and Practical Design Issues for Average Current Control**", Applied Powe Electronics Conference and Exposition, 1999. Volume 2, Mar 1999.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.


ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. Pitsanu Srithongchai, Piyapong Olanthichachat, Somyot Kaitwanidvilai **“Fixed-Structure Mixed Sensitivity/Model Reference Control Using Evolutionary Algorithms,”** Proceedings of The Sixth International Symposium on Neural Networks (ISNN 2009).
2. Pitsanu Srithongchai, Piyapong Olanthichachat and Somyot Kaitwanidvilai **“Fixed-Structure Mixed Sensitivity/Model Reference Control Using Evolutionary Algorithms,”** Proceedings of the Advances in Intelligent and Soft Computing vol. 56, pp 669-676, 2009.
3. Pitsanu Srithongchai, and Somyot Kaitwanidvilai **“Robust Fixed-Structure Cascade Controller for a Quadratic Boost Converter,”** IMECS 2010, Proceedings of The International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2010 , pp1030-1033.,2010.
4. Somyot Kaitwanidvilai and Pitsanu Srithongchai **“Automatic Weight Selection and Fixed-Structure Cascade Controller for a Quadratic Boost Converter,”** Proceedings of the Intelligent Control and Computer Engineering Lecture Notes in Electrical Engineering ; Vol 70, pp.39-45; 2011.

ADVANCES IN INTELLIGENT AND SOFT COMPUTING 56

Hongwei Wang
Yi Shen
Tingwen Huang
Zhigang Zeng (Eds.)

The Sixth International
Symposium on Neural
Networks (ISNN 2009)

 Springer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fixed-Structure Mixed Sensitivity/Model Reference Control Using Evolutionary Algorithms

Pitsanu Srithongchai, Piyapong Olanthichachai, and Somyot Kaitwanidvilai

Abstract. This paper proposes a mixed sensitivity/model reference control using evolutionary algorithms. The proposed technique can solve the problem of complicated and high order controller of conventional H_∞ optimal control. In addition, time domain specifications such as overshoot, undershoot, rise time can be incorporated in the design by formulating the appropriate fitness function of compact genetic algorithms. By the proposed approach, robustness and performance in terms of frequency domain and time domain specifications can be achieved simultaneously. Simulation results in a servo system verify the effectiveness of the proposed technique.

Keywords: Fixed-structure robust H_∞ control, Compact genetic algorithm, Model reference control.

1 Introduction

Recently, there has been much research that intends to develop a robust controller for system under conditions of uncertainty, parameter changes, and disturbances. As shown in previous work, H_∞ optimal control is a powerful technique to design a robust controller; however, the order of controller designed by this technique is much higher than that of the plant. It is not easy to implement this controller in practical applications. To solve this problem, the design of a fixed-structure robust controller has been proposed and has become an interesting area of research because of its simple structure and acceptable controller order.

A more recent control technique uses computational intelligence such as genetic algorithms (GA's) or Particle Swarm Optimization (PSO) in adaptive or learning control. Karr and Gentry [1], [2] applied GA in the tuning of fuzzy logic control which was applied to a pH control process and a cart-pole balancing

Pitsanu Srithongchai · Piyapong Olanthichachai · Somyot Kaitwanidvilai
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang,
Bangkok 10520 Thailand
kksomyot@kmitl.ac.th

H. Wang et al. (Eds.): The Sixth ISNN 2009, AISC 56, pp. 669–676.
springerlink.com © Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2009

system. Hwang and Thomson [3] used GA to search for optimal fuzzy control rules with prior fixed membership functions. Somyot and Manukid [4] proposed a GA based fixed structure H_∞ loop shaping control to control a pneumatic servo plant. To obtain parameters in the proposed controller, genetic algorithm is proposed to solve a specified-structure H_∞ loop shaping optimization problem. Infinity norm of transfer function from disturbances to states is subjected to be minimized via searching and evolutionary computation. The resulting optimal parameters make the system stable and also guarantee robust performance.

However, all of past developed techniques mentioned above are based on the frequency domain specifications. The reason is that it is convenient to design a robust controller by considering frequency domain. In fact, time domain specifications are also very important to be considered in the design. Unfortunately, the relation between time domain and frequency domain is currently unclear. Moreover, incorporating time domain specifications into the robust control synthesis by using analytical methods is very difficult. To simplify the problem, we propose a compact genetic algorithm for solving the pre-specified controller that can achieve both the time and frequency domain specifications. In the future work, the proposed technique will be used for controlling the servo system in the HDD visual inspection machine.

The remainder of this paper is organized as follows. Section 2 presents the proposed cGA based robust/model reference control. The compact genetic algorithm for designing a fixed structure controller is also described in this section. Section 3 presents simulation results in a servo system when the proposed technique is applied. Section 4 concludes the paper.

2 cGA Based Robust/Model Reference Control

According to the standard procedure of robust control [5], there are many techniques for designing a robust controller in a general plant; for example, mixed sensitivity function, μ -synthesis, H_∞ Loop Shaping, etc. However, controllers designed by these techniques result in a complicated structure and high order. The order of the controller depends on the order of both the nominal plant and the weighting functions. It is well known that a high order or complicated structure controller is not desired in practical work. To overcome this problem, a fixed-structure robust controller is designed by using cGA. Followings show the details of proposed technique.

cGA is used to solve the H_∞ fixed-structure control problem which is difficult to be solved analytically. The proposed technique is described as follows:

Controller's structure selection $K(x)$ is a structure-specified controller. In most cases, this controller has a simple structure such as PID configuration, lead-lag configuration. In this paper, we select the structure $K(x)$ as lead-lag controller as shown in (1).

$$K(x) = \frac{as + b}{(s + c)} \quad (1)$$

Set of controller parameters, x , is attempted to be evaluated to maximize the objective function. In this case, control's parameters set is,

$$x = \{a, b, c\} \quad (2)$$

In the proposed technique, objective function is formulated as,

$$F = w_1 F_1 + F_2 \text{ when } J_{\text{cost1}} < 1 \text{ and plant is stabilized by the controller} \quad (3)$$

$= 0.001$ or small number when $J_{\text{cost1}} \geq 1$ or plant is not stabilized by the controller.

where $F_1 = \frac{1}{J_{\text{cost1}}}$, $F_2 = \frac{1}{J_{\text{cost2}}}$ and w_1 is the specified weighting factor. J_{cost1} is the cost function obtained from the mixed-sensitivity approach,

$$J_{\text{cost1}} = \begin{bmatrix} W_1 T \\ W_2 S \end{bmatrix} \quad (4)$$

where W_1 is weighting function which is used to specify the plant perturbation and W_2 is used to specify the performance and disturbance attenuation of the system. T is the plant's complementary sensitivity function, and S is the plant's sensitivity function.

J_{cost2} is the cost function obtained from the model reference approach. Assume that the repeat input command, which is usually applied in the industrial application, is applied to control the plant. Consequently, the model reference cost function can be written as

$$J_{\text{cost2}} = \int_0^{T_r} e_r^2 dt \quad (5)$$

where T_r is the period of repeat reference input, $e_r = (y_r - y)$ is the difference between the actual output and the desired response, y is the actual output. The desired response, y_r , is determined by a reference model. Generally, reference model is specified by a first or second order filter. In this paper, a first order reference model is adopted.

$$\frac{y_r}{r} = G_r(s) = \frac{1}{\tau_r + 1} \quad (6)$$

where r is the input command and τ_r is a time constant, $G_r(s)$ is the transfer function of reference model.

Assume that the reference input, step input command, is given a priori. This command is commonly used in a servo system since a plant repeatedly performs a specific motion that ends in a fixed duration. After specifying the structure of controller $K(x)$, the cGA is used to tune the controller parameters to obtain the maximum fitness function in (3). Based on the principle of compact genetic

mechanics, an optimal solution can be evolved. Compact genetic algorithms and the proposed technique are summarized as follows:

Step 1. Specify the controller structure. In this paper, the structure of the controller is selected as the lead-lag controller. The optimal controller parameter is the unknown parameter that cGA attempts to evaluate.

Step 2. Initialize the probability vector (p). The number of members in vector p is calculated from the number of unknown parameters and the number of bits per unknown. For example, assume that number of unknown parameters is 9 and the number of bits per unknown is 8. Then, the length of probability vector (m) is $9 \times 8 = 72$. The initial probability, p , for all elements is set to be 0.5.

Step 3. Generate s individuals from the vector, where s is defined as the tournament selection of size s . In this paper, s is selected as 10 and S means the unknown controller parameter vector.

for $i=1$ to s do $S[i] = \text{generate}(pb)$

where *generate* means the individual generation procedure that computes the new individuals based on the probability vector p .

Step 4. Use (3) to compute the fitness value of each S . Keep the S that has the maximum fitness value as the *winner*, and the S that has the minimum fitness value as the *loser*.

$winner, loser = \text{compete}(S[1], S[2], \dots, S[s])$

where *compete* means the comparison procedure.

Step 5 Update the probability vector p from the *winner* and *loser*. The following pseudo code is used to describe the updating algorithm.

```

for  $i=1$  to  $m$  do
  if  $winner[i] \neq loser[i]$ 
    if  $winner[i] = 1$  then  $p[i] = p[i] + (1/n)$ 
    else  $p[i] = p[i] - (1/n)$ 
  if  $p[i] > 1$  means probability = 1
  if  $p[i] < 0$  means probability = 0

```

where n is the population size, and m is the chromosome length.

Step 6 Check the convergence by

for $i=1$ to m do, if $p[i] > 0$ and $p[i] < 1$ then return to step 2.

If the solution is converged, p is the optimal solution. More details of compact genetic algorithm can be seen in [8].

3 Control of a Servo System

A servo system in [4] is used to illustrate the effective of proposed technique. The servo plant can be written as:

$$G(s) = \frac{10K_p K_a K_c}{Ns(1+0.05s)} \quad (7)$$

where K_a , K_p , K_c and N are amplifier gain, phase detection gain, encoder gain and counter gain, respectively. In this paper, nominal parameters of a servo plant is set as follows [4, 9].

$$K_a = 20, K_p = 0.06, K_c = 5.73, N = 1$$

Two weighting functions for the mixed-sensitivity approach can be specified as [4].

$$W_1 = \frac{0.5s + 0.05}{s^2 + 0.2s + 6.3265} \quad (8)$$

$$W_2 = \frac{0.6}{s^2 + 0.2s + 8}$$

To illustrate the control performances of the proposed controller, computer simulations were performed. Reference model in this simulation study is selected as

$$G_r(s) = \frac{1}{0.1s + 1} \quad (9)$$

Time constant in the reference model, in this case, is selected as 0.1. The control parameters are unknown, but the structure of controller and range of parameters are specified in the design. In this paper, controller structure in (1) are adopted and the optimal solution of controller parameters is assumed to be in the following ranges.

$$x: 0 \leq a \leq 10, 0 \leq b \leq 100, 0 \leq c \leq 1000 \quad (10)$$

W_1 is selected as 0.25. We select the genetic parameters as population size = 100, maximum generation = 50, individual size (s) = 10. When running the compact genetic algorithms for 9 generations, an optimal solution is obtained. Optimal solution evolved by the proposed technique is shown in following.

$$K(x) = \frac{3.6243s + 21.3082}{s + 205.0200} \quad (11)$$

The obtained optimal solution has infinity norm ($\|cost\|$) of 0.9598 and the fitness value = 0.9552. This means that the optimal controller is robust. Fig. 1 shows the convergence of the fitness function. Clearly, the solution is converged at 9th generation.

For comparison purpose, time domain response of the proposed controller, robust controller in [4], reference model, and a conventional lead-lag controller are investigated. Controller parameters in conventional lead-lag controller are tuned

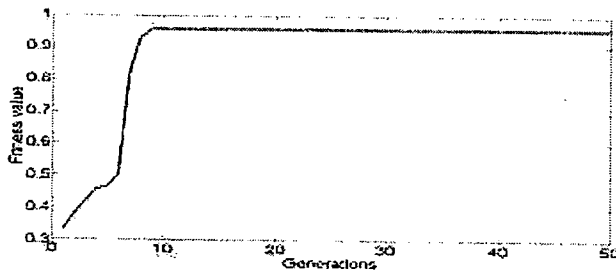


Fig. 1 Fitness Value versus iteration in compact Genetic Algorithm

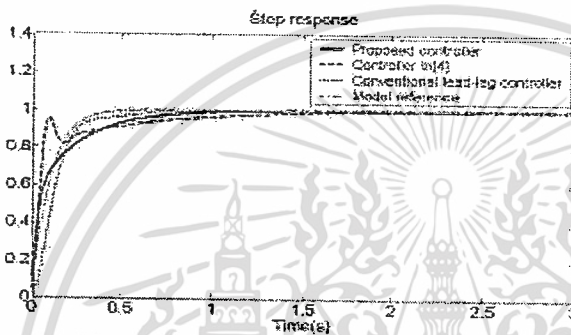


Fig. 2 Step response of the proposed optimal controller, controller in [4], conventional lead-lag controller at nominal plant and the reference model

by considering only the time domain response. This can be achieved by using trial-and-error method. Fig. 2 shows the step responses of all controllers. As seen in this figure, settling time of the proposed and conventional controller is almost the same and is better than that of the robust controller in [4]. Also, there is no overshoot in all responses.

To study the robust performance of all controllers, the step responses of the perturbed plant which parameters K_s , K_p , K_v , and N are changed to 0.072, 24, 6.876, 0.8 respectively (20% perturbation), are investigated. Fig.3 shows the step responses of all controllers when the plant is perturbed. As seen in this figure, there are overshoot at the responses from the robust controller in [4] and the conventional controller. Clearly, the response from the proposed technique is over-damp response and there is no oscillation in the response. This shows that the proposed technique is robust and the response is better than that of other controllers.

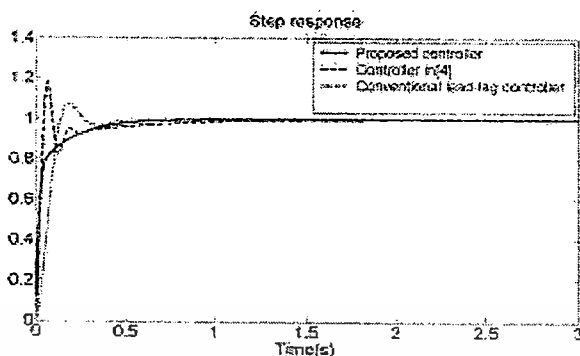


Fig. 3 Step response of the proposed optimal controller, controller in [4], conventional lead-lag controller at perturbed plant

Table 1 Comparison of controller of proposed technique and GA based robust controller in [4]

	Proposed controller	Controller in [4]	Conventional lead-lag controller
Controller	$\frac{1.6243s + 21.3083}{s + 205.0260}$	$\frac{0.8878s + 2.0508}{s + 19.7244}$	$\frac{0.145s + 0.85}{s + 5.5}$
Infinity Norm (J_{cost})	0.9598	0.8323	1.0401

Table 1 shows the controller parameters and infinity norm (J_{cost}). As shown in this table, both proposed controller and controller in [4] are robust since the infinity norm is less than 1. In contrary, the conventional controller is not robust as shown by its infinity norm.

4 Conclusions

The proposed technique is applied to control a servo system. By incorporating of robust control and the model reference control concepts, the robust and good performance controller can be achieved. In robust analysis, infinity norm of proposed system is less than one, which means that the designed system is robust. Response of the proposed controller at the perturbed plant is much better than that of the robust controller in [4] and conventional lead-lag controller. By the above mentioned results, it can be concluded that performances in time and frequency domain as well as robustness can be achieved by the proposed controller. In the future work, the proposed technique will be adapted to control a servo system of an automatic visual inspection.

Acknowledgements. This research work is financially supported by Industrial/University Cooperative Research Center in Data Storage Technology and Applications, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang and National Electronics and Computer Technology Center, National Science and Technology Development Agency (Project No. HDDB51-004) and Beiton Industrial (Thailand) Co., Ltd.

References

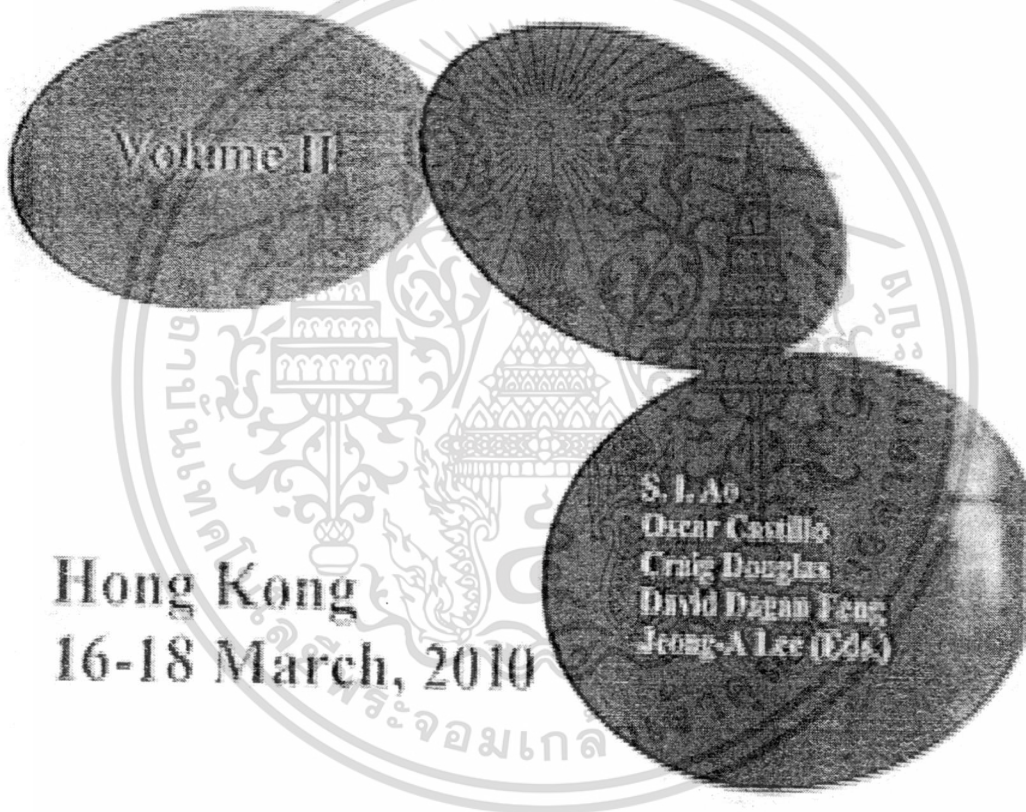
1. Karr, C.L., Gentry, E.J.: Fuzzy Control of pH Using Genetic Algorithms. *IEEE Trans. Fuzzy Syst.* 1, 46-53 (1993)
2. Karr, C.L., Weck, B., Massart, D.L., Vankeerberghen, P.: Least Median Squares Curve Fitting Using a Genetic Algorithm. *Eng. Application Artif. Intell.* 8(2), 177-189 (1995)
3. Hwang, W.R., Thompson, W.E.: An Intelligent Controller Design Based on Genetic Algorithm. In: *Proc. 32nd IEEE Conf. Decision Control*, December 15-17, pp. 1266-1267 (1993)
4. Chen, B.S., Cheng, Y.M.: A Structure-Specified Optimal H_{∞} Control Design for Practical Applications: A Genetic Approach. *IEEE Trans. J. Control System Technology* 6(6) (November 1998)
5. Kaitwanidvilai, S., Pamichkun, M.: Genetic Algorithm-Based Fixed-Structure Robust H_{∞} Infinity Loop Shaping Control of a Pneumatic Servo System. *International Journal of Robotics and Mechatronics* 16(4) (2004)
6. MATLAB Robust Control Toolbox, Mathworks co., Ltd., <http://www.mathworks.com>
7. MATLAB Genetic Algorithms Toolbox, <http://www.ie.nesu.edu/mirage/GAToolBox/gaot>
8. Harik, G.R., Lobo, F.G., Goldberg, D.E.: The Compact Genetic Algorithm. *IEEE Trans. On Evolutionary Computation* 3(4) (November 1999)
9. Kuo, B.C.: *Automatic Control Systems*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs (1991)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Lecture Notes in Engineering and Computer Science

IMECS 2010

International MultiConference of
**Engineers and Computer
 Scientists 2010**



IA ENG

International Association of Engineers

ISBN 978-981-47012-4-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

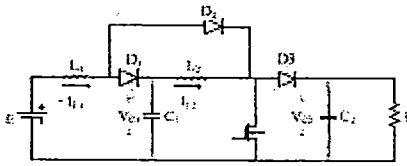


Fig. 1 a quadratic boost converter

D, d are nominal duty cycle and duty cycle, respectively; $L1, L2, C1, C2, R$ are the component values of the converter shown in Fig. 1; E is the nominal input voltage; G_u and G_v are the dynamic models of current and voltage loops; $i_L = i_{L1} + i_{L2}$.

B. Conventional Ho Loop Shaping Control

H infinity loop shaping control was first introduced by McFarlane [4]. In this design, desired open loop shape in frequency domain is specified by shaping the open loop of the system, G , with the weighting functions, pre-compensator (W_1) and post-compensator (W_2). The shaped plant can be written as:

$$G_s = W_1 G W_2 \tag{3}$$

$$G_s = (N_s + \Delta_{N_s}) (M_s + \Delta_{M_s})^{-1} \tag{4}$$

where Δ_{N_s} and Δ_{M_s} are the uncertainty transfer functions in the numerator and denominator factors, respectively. G_s is the shaped plant with uncertainty. $\|\Delta_{N_s}, \Delta_{M_s}\| \leq \epsilon$, where ϵ is the stability margin. The design steps of H infinity loop shaping can be briefly described as follows:

Step 1 Specify the pre- and post-compensator weights for achieving the desired open loop shape.

Step 2 Find the optimal stability margin (ϵ_{opt}) by solving the following equation:

$$\gamma_{opt} = \epsilon_{opt}^{-1} = \inf_{\epsilon} \left\| \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} (I - G_s K)^{-1} M_s^{-1} \right\| \tag{5}$$

If (ϵ_{opt}) is too low, then go to Step 1 to select the new weights.

Step 3 Select the stability margin ($\epsilon^* < \epsilon_{opt}$) and then synthesize the controller, K_s by solving the following inequality:

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ K_s \end{bmatrix} (I - G_s K_s)^{-1} M_s^{-1} \right\| \leq \epsilon^* \tag{6}$$

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ K_s \end{bmatrix} (I - G_s K_s)^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\| \leq \epsilon^* \tag{7}$$

Step 4 Final controller (K) is

$$K = W_1 K_s W_2 \tag{7}$$

C. Fixed-Structure Robust Loop Shaping Control

Although robust loop shaping technique is an efficient technique to design a robust controller, however, the final controller designed by this approach

is usually high order and complicated. To overcome this problem, we propose a GA based fixed-structure robust loop shaping control to design a fixed-structure robust controller. The proposed technique can be described as follows:

The structure of the proposed controller is shown in Fig. 2.

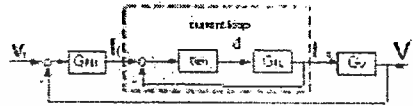


Fig. 2 cascade control scheme for a quadratic boost converter.

In this paper, we selected PI controller as the outer loop controller and P controller as the inner loop controller. Thus, if $G_{innerloop}$ is the plant of close loop system of the current loop, thus $G_s = W_1 G_{innerloop} G_v$ and the stability margin in (6) can be written as:

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} G_{innerloop} \end{bmatrix} (I - G_{innerloop} G_{PI})^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\| \tag{8}$$

Consequently, our design objective is to find the optimal gains in the current loop, the PI controller (G_{PI}) and the weight W_1 , such that the stability margin in (8) is maximized. To achieve the cascade controller, one constraint which is "the bandwidth of inner loop must be much higher than that of the outer loop" is added to the optimization. The following steps are the proposed design.

Step 1 Specify the structures of weight and controller. Select the post-compensator weight as I.

Step 2 The structure of the voltage loop controller is $G_v(p)$, thus, based on (7).

$$K_s = W(x)^{-1} G_{PI}(p) \tag{9}$$

By substituting (9) into (6), the infinity norm of transfer function from disturbances to states, subjected to be minimized, can be written as:

$$\gamma_{opt} = \epsilon_{opt}^{-1} = \inf_{x} \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_s \end{bmatrix} (I - G_s K_s)^{-1} M_s^{-1} \right\| \tag{10}$$

Where $G_s = W_1 G_{innerloop} G_v$.

Subject to $BW(\text{inner loop}) > 3 BW(\text{outer loop})$. BW is denoted as bandwidth.

Step 3 Use GA to find the optimal parameter, p^* . Gain and x . The followings briefly describe the GA.

In the proposed technique, GA is adopted in control synthesis. This algorithm applies the concept of chromosomes and the genetic operations of crossover, mutation and reproduction. At each step, called

generation, fitness value of each chromosome in population is evaluated by using fitness function. Chromosome, which has the maximum fitness value, is kept as a solution in the current generation. The new population of the next generation is obtained by performing the genetic operators such as crossover, mutation, and reproduction. In this paper, a roulette wheel method is used for chromosome selection. In this method, chromosome with high fitness value has high chance to be selected. Operation type selection, mutation, reproduction, or crossover depends on the pre-specified operator's probability. Normally, chromosome in genetic population is coded as binary number. However, for the real number problem, decoding binary number to floating number is applied.

IV. SIMULATION RESULTS

In our study, converter parameters are given as follows: $C_1=22 \mu\text{F}$, $C_2=100 \mu\text{F}$, $L_1=90 \mu\text{H}$, $L_2=382 \mu\text{H}$, load $R=100 \text{ ohms}$. GA is adopted to find the solution of above optimization problem. Weight parameters, gain in PI controller and gain in P controller, are set as the chromosome in GA.

Constraints of time domain specifications, i.e. settling time $< 0.05 \text{ sec.}$, overshoot $< 0.5\%$ are adopted in this optimization problem. When running GA for 49 generations, an optimal solution is obtained.

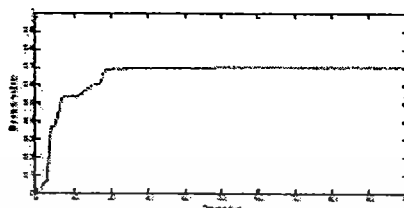


Fig. 3 Fitness versus generations in GA optimization.

Resulting weight and controller are shown in Table I. Conventional H_∞ control with the same weight and inner loop current controller gain is adopted to design the controller for comparison purpose. The full order H_∞ controller is designed as (11).

$$H_{inf} = \frac{0.5665s + 18.05}{s^2 + 1.0287 \times 10^4 s + 1.0287 \times 10^8} + \frac{0.2187s^2 + 6.429 \times 10^3 s + 1.2287 \times 10^7 + 1.1241 \times 10^8 s^2 + 1.0287 \times 10^8 s + 1.0287 \times 10^8}{s^2 + 1.0287 \times 10^4 s + 1.0287 \times 10^8} + \frac{1.0287 \times 10^8}{s^2 + 1.0287 \times 10^4 s + 1.0287 \times 10^8} \quad (11)$$

Table I Resulting controllers and their stability margins

	Proposed controller	Conventional H_∞ loop shaping
Weight	$0.5665s + 18.05$	$0.5665s + 18.05$
Controller (outer loop)	$0.2187s^2 + 6.4297$	H_{inf} in (11) (3 rd order controller)
Controller (inner loop)	2.74	2.74
Stability margin	0.70	0.745

As seen in this table, the stability margin of the proposed controller is almost the same as the conventional full order H infinity controller; however, the order of our controller is much lower than that of the conventional controller. This makes it easy to be implemented in practice. Since analog controller is normally used to design the converter controller, our technique is more feasible than the conventional robust control.

Time domain responses of both controllers are shown in Fig. 3. As seen in this figure, our proposed technique gains better response in terms of fast rise time and fast settling time.

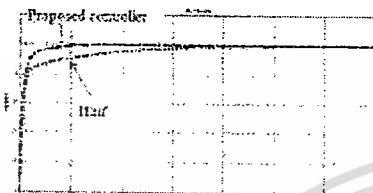


Fig.4 Step response of the proposed controller and Hinf controller.

V. CONCLUSIONS

In this paper, the design of high-performance and robust controller for a quadratic DC-DC converter using Genetic Algorithm has been proposed. Results show that the order of the proposed controller is much lower than that of the conventional robust loop shaping controller. In addition, performance weight which is not easy to be specified, can be simultaneously evaluated with the controller by the proposed technique. The tracking performance specifications can be achieved by the proposed controller.

ACKNOWLEDGEMENTS

This work was supported by the DSTAR, EMGTL, NECTEC, NSTDA (Project No. HDD331-004) and the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Research Fund.


REFERENCES

- [1] J.A. Morales-Saldana, E. Cabrera-Quintero, I. Leyva-Ramos, E.E. Cortés-García and M.G. Ortiz-Lopez, "Multiloop controller design for a quadratic boost converter", *Electric Power Applications IET*, volume 1, pp. 361-367, (2007).
- [2] Ortiz-Lopez, M.G.; Leyva-Ramos, J.; Cortés-García, E.E.; Morales-Saldana, J.A., "Modeling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch", *Power Electronics IET*, volume 1, pp. 478-487, (2006).
- [3] E. E. CARBAJAL-GUTIÉRREZ, J. A. MORALES-SALDANA, J. LEYVA-RAMOS, "Modeling of a single-switch quadratic buck converter", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, volume 41, pp. 1450-1456, (2005).
- [4] Duncan McFarlane, Keith Glover, "A loop shaping design procedure using Ho synthesis", *IEEE Transactions on automatic control*, Vol 37, No. 6, June 1992.

LECTURE NOTES IN ELECTRICAL ENGINEERING | 70

Sio-long Ao · Oscar Castillo
Xu Huang
Editors

Intelligent Control and Computer Engineering

 Springer

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Automatic Weight Selection and Fixed-Structure Cascade Controller for a Quadratic Boost Converter

Somyot Kaitwanidvilai and Pitsanu Srithongchai

Abstract In this paper, a new technique for designing a robust cascade controller for a quadratic boost converter is proposed. A single performance index in H infinity loop shaping control called stability margin is adopted as the objective function in the proposed optimization control problem. GA is used to solve this problem to evaluate the optimal controller. Necessary conditions of cascade control scheme are adopted as the constraints in the optimization problem. In addition, pre-compensator weight, which is normally difficult to be selected, is simultaneously determined with the controller. Comparative study with the conventional H infinity loop shaping is presented. Finally, simulation results verify the effectiveness of the proposed technique.

Keywords H infinity loop shaping control · Genetic algorithm · Quadratic boost converter · Fixed-structure robust control

1 Introduction

Several advantages of quadratic DC-DC converter such as reduction of the resonance mode in DC-DC converter, simple circuit, etc. have been presented in the previous research works [1–4]. The design of robust controller for this converter is needed to enhance both the performance and the robustness of the controlled system. Although the standard technique such as H infinity optimal control can provide a feasible way to design the robust controller, however, the resulting controller in this approach is normally complicated with high order, making it difficult to implement in practice. In addition, weight selection in this technique, which is not an easy task, is normally carried out by trial and error method and needs the expert

S. Kaitwanidvilai (✉)

Center of Excellence for Innovative Energy Systems, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
e-mail: drsomyotk@gmail.com

S.-L. Ao et al. (eds.), *Intelligent Control and Computer Engineering*,
Lecture Notes in Electrical Engineering 70,
DOI 10.1007/978-94-007-0286-8_4, © Springer Science+Business Media B.V. 2011

39

knowledge to find the appropriate weights. To overcome this problem, we propose an algorithm, a robust cascade controller designed by GA, to design a robust controller for a quadratic DC-DC boost converter. In the proposed technique, inverse of infinity norm from disturbances to states is formulated as the fitness function in GA. The advantages of simple structure, controller structure selectable, and robustness are achieved by the proposed technique. In addition, performance weight, which is normally difficult to be obtained, is simultaneously determined by GA. This reduces the difficulty of weight selection in the conventional robust loop shaping design.

The remainder of this paper is shown as follows. Section 2 illustrates the converter model and the conventional H infinity loop shaping technique. Section 3 describes the proposed technique. GA is also briefly described in this section. Simulations and results are shown in Sect. 4. Finally, Sect. 5 concludes the paper.

2 Converter Model and Conventional Loop Shaping Technique

2.1 Converter Model

Figure 1 shows the typical circuit of a quadratic boost converter. The dynamic model of current and voltage loops in the cascade control scheme of this circuit can be expressed as [1, 2, 5]:

$$G_{ii} = \frac{\hat{i}_s(s)}{d(s)} = K_1 \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (1)$$

$$G_{vv} = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_s(s)} = \frac{m_3 s^3 + m_2 s^2 + m_1 s + m_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (2)$$

where

$$K_1 = \frac{E}{(1-U)^3 R}, \quad a_3 = \frac{R(1-D)^2}{L_1} + \frac{R(1-D)}{L_2}$$

$$a_2 = \frac{(1-D)^2}{L_1 C_2} + \frac{2(1-D)}{L_2 C_2} + \frac{1}{L_1 C_1} - \frac{1}{L_2 C_1 (1-D)}$$

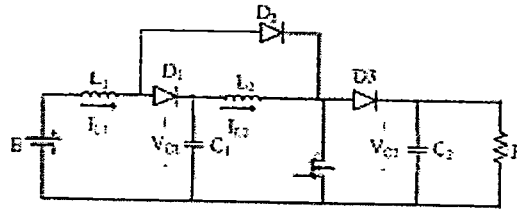
$$a_1 = \frac{2(2-D)(1-D)^2 R}{L_1 C_1 L_2} + \frac{R(1-D)^4}{L_2 C_2 L_1} + \frac{1}{L_1 C_1 C_2 R} - \frac{1}{L_2 C_1 C_2 R(1-D)}$$

$$a_0 = \frac{4(1-D)^2 + 3(1-D)^3}{L_1 L_2 C_1 C_2}, \quad b_3 = \frac{1}{RC_2}$$

$$b_2 = \frac{1}{L_2 C_1} + \frac{(1-D)^2}{L_2 C_2} + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1}, \quad b_1 = \frac{1}{L_2 C_2 C_1 R} + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_2 C_1 R}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 1 A quadratic boost converter



$$b_0 = \frac{(1-D)^4}{L_2 C_2 C_1 L_1}, \quad m_3 = -\frac{E}{RC_2(1-D)^3}, \quad m_2 = \frac{E}{L_2 C_2(1-D)}$$

$$m_1 = \frac{-E(2L_1 + L_2(1-D)^2)}{RL_1 C_1 L_2 C_2(1-D)^3}, \quad m_0 = \frac{2E(1-D)}{L_1 C_1 L_2 C_2}$$

D, d are nominal duty cycle and duty cycle, respectively; L_1, L_2, C_1, C_2, R are the component values of the converter shown in Fig. 1; E is the nominal input voltage; G_u and G_v are the dynamic models of current and voltage loops; $i_s = i_{L1} + i_{L2}$.

2.2 The Conventional H_∞ Loop Shaping Control

H infinity loop shaping control was first introduced by McFarlane [6]. In this design, desired open loop shape in frequency domain is specified by shaping the open loop of the system, G_s , with the weighting functions, pre-compensator (W_1) and post-compensator (W_2). The shaped plant can be written as:

$$G_s = W_1 G W_2 \quad (3)$$

$$G_\Delta = (N_s + \Delta_{N_s})(M_s + \Delta_{M_s})^{-1} \quad (4)$$

where Δ_{N_s} and Δ_{M_s} are the uncertainty transfer functions in the nominator and denominator factors, respectively. G_Δ is the shaped plant with uncertainty. $\|\Delta_{N_s}, \Delta_{M_s}\|_\infty \leq \epsilon$, where ϵ is the stability margin. The design steps of H infinity loop shaping can be briefly described as follows:

Step 1 Specify the pre- and post-compensator weights for achieving the desired open loop shape.

Step 2 Find the optimal stability margin (ϵ_{opt}) by solving the following equation.

$$\gamma_{opt} = \epsilon^{-1} = \inf_{stab K} \left\| \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} (I - G_s K)^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \quad (5)$$

If (ϵ_{opt}) is too low, then go to Step 1 to select the new weights.

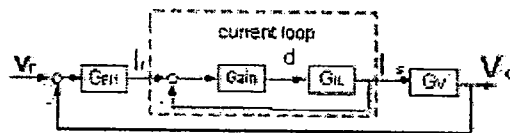
Step 3 Select the stability margin ($\epsilon < \epsilon_{opt}$) and then synthesize the controller, K_∞ , by solving the following inequality.

$$\|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I - G_s K_\infty)^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty$$

$$= \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I - G_s K_\infty)^{-1} [I \quad G_s] \right\|_\infty \leq \epsilon^{-1} \quad (6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 2 Cascade control scheme for a quadratic boost converter



Step 4 Final controller (K) is

$$K = W_1 K_{\infty} W_2 \quad (7)$$

3 Fixed-Structure Robust Loop Shaping Control

Although the robust loop shaping technique is an efficient technique to design a robust controller; however, the final controller designed by this approach is usually high order and complicated. To overcome this problem, we propose a GA based fixed-structure robust loop shaping control to design a fixed-structure robust controller. The proposed technique can be described as follows.

The structure of the proposed controller is shown in Fig. 2.

In this paper, we selected PI controller as the outer loop controller and P controller as the inner loop controller. If $G_{innerloop}$ is the transfer function of the closed loop system of the current loop, thus, $G_s = W_1 G_{innerloop} G_v$ and the stability margin in (6) can be written as:

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} G_{PI1} \end{bmatrix} (I - G_s W_1^{-1} G_{PI1})^{-1} [I \quad G_s] \right\|_{\infty}^{-1} \quad (8)$$

Consequently, our design objective is to find the optimal gains of the P controller of current loop, the PI controller (G_{PI1}), and the weight W_1 such that the stability margin in (8) is maximized. To achieve the cascade controller, a constraint, which is "the bandwidth of inner loop must be much higher than that of the outer loop" is added to the optimization problem. The following steps are the proposed design.

Step 1 Specify the structures of weight and controller. Select the post-compensator weight as I .

Step 2 The structure of the voltage loop controller is $G_{PI1}(p)$, thus, based on (7),

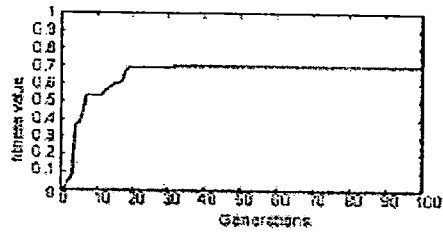
$$K_{\infty} = W(x)^{-1} G_{PI1}(p) \quad (9)$$

By substituting (9) into (6), the infinity norm of transfer function from disturbances to states, subjected to be minimized, can be written as:

$$\begin{aligned} J_{cost} &= \frac{1}{\epsilon} = \gamma = \|T_{zw}\|_{\infty} \\ &= \left\| \begin{bmatrix} I \\ W(x)^{-1} G_{PI1} \end{bmatrix} (I - G_s W(x)^{-1} G_{PI1}(p))^{-1} [I \quad G_s] \right\|_{\infty} \quad (10) \end{aligned}$$

where $G_s = W_1 G_{innerloop} G_v$.

Fig. 3 Fitness versus generations in GA optimization



Subject to BW (inner loop) $>$ $5BW$ (outer loop). BW is denoted as bandwidth.

Step 3 Use GA to find the optimal parameter, p^* , gain, and x^* . The followings briefly describe the GA.

In the proposed technique, GA is adopted in the control synthesis. This algorithm applies the concept of chromosomes and the genetic operations of crossover, mutation and reproduction. At each step, called generation, fitness value of each chromosome in population is evaluated by using fitness function. Chromosome, which has the maximum fitness value, is kept as a solution in the current generation. The new population of the next generation is obtained by performing the genetic operators such as crossover, mutation, and reproduction. In this paper, a roulette wheel method is used for chromosome selection. In this method, chromosome with high fitness value has high chance to be selected. Operation type selection, mutation, reproduction, or crossover depends on the pre-specified operation's probability. Normally, chromosome in genetic population is coded as binary number. However, for the real number problem, decoding binary number to floating number is applied.

4 Simulation Results

In our study, the converter parameters are given as follows: $C_1 = 22 \mu\text{F}$, $C_2 = 100 \mu\text{F}$, $L_1 = 90 \mu\text{H}$, $L_2 = 382 \mu\text{H}$, load $R = 100 \text{ ohms}$. GA is adopted to find the solution of above optimization problem. Weight parameters, gain in PI controller, and gain in P controller, are set as the chromosome in GA. Constraints of time domain specifications, i.e. settling time $< 0.05 \text{ sec.}$, overshoot $< 0.5\%$ are also adopted in this optimization problem. When running GA for 49 generations, an optimal solution is obtained.

Resulting weight and controller are shown in Table 1. Conventional H infinity control with the same weight and inner loop current controller gain is adopted to design the controller for comparison purpose. The full order H infinity controller is designed as (11).

$$H_{\infty} = \frac{a^*c}{b} \quad (11)$$

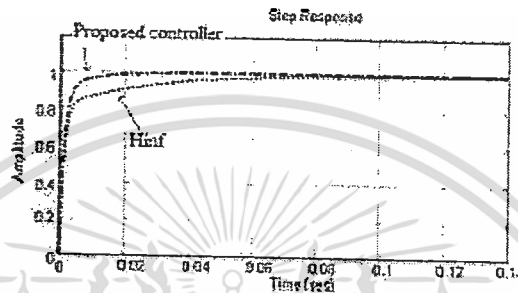
where

$$a = \frac{(0.5665s + 18.05)}{s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 1 Resulting controllers and their stability margins

	Proposed controller	Conventional H_∞ loop shaping
Weight	$(0.5665s + 18.05)/s$	$(0.5665s + 18.05)/s$
Controller (outer loop)	$(0.4418s + 53.97)/s$	H_∞ in (11) (9th order controller)
Controller (inner loop)	2.74	2.74
Stability margin	0.70	0.745

Fig. 4 Step response of the proposed controller and H_∞ controller

$$b = s^8 + 1.084 \times 10^6 s^7 + 1.068 \times 10^{10} s^6 + 5.491 \times 10^{14} s^5 + 4.799 \times 10^{18} s^4 \\ + 6.984 \times 10^{22} s^3 + 5.482 \times 10^{26} s^2 + 1.138 \times 10^{29} s + 3.113 \times 10^{30}$$

$$c = 6037s^7 + 6.499 \times 10^9 s^6 + 1.223 \times 10^{13} s^5 + 3.214 \times 10^{18} s^4 \\ + 3.013 \times 10^{21} s^3 + 3.968 \times 10^{26} s^2 + 8.896 \times 10^{28} s + 3.166 \times 10^{30}$$

As seen in this table, the stability margin of the proposed controller is almost the same as the conventional full order H infinity controller; however, the order of our controller is much lower than that of the conventional controller. This makes it easy to be implemented in practice. Since analog controller is normally used to design the converter controller, our technique is more feasible than the conventional robust control.

Time domain responses of both controllers are shown in Figs. 3 and 4. As seen in these figures, our proposed technique gains better response in terms of fast rise time and fast settling time.

5 Conclusions

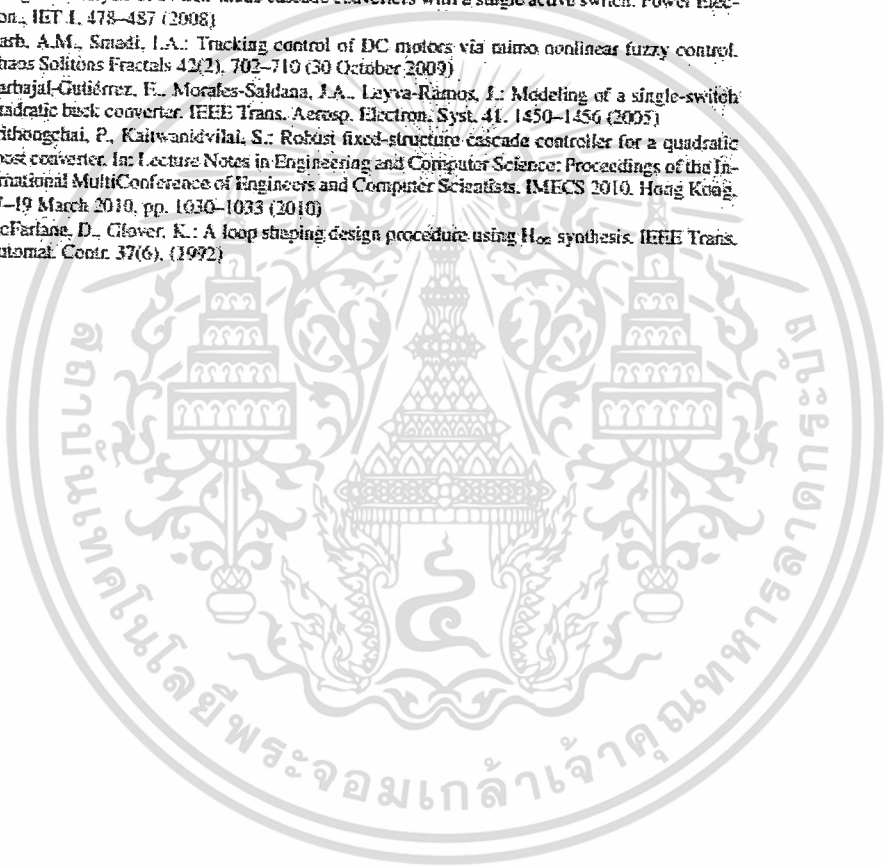
In this paper, the design of high-performance and robust controller for a quadratic DC-DC converter using Genetic Algorithm has been proposed. Results show that the order of the proposed controller is much lower than that of the conventional robust loop shaping controller. In addition, by the proposed technique, performance weight which is not easy to be specified, can be simultaneously evaluated with the

controller. The tracking performance specifications can be adopted as the constraint in the proposed optimization problem.

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

References

1. Morales-Saldana, J.A., Galarza-Quirino, R., Leyva-Ramos, J., Carbajal-Gutiérrez, E.E., Ortiz-Lopez, M.G.: Multiloop controller design for a quadratic boost converter. *Electr. Power Appl. IET I*, 362–367 (2007)
2. Ortiz-Lopez, M.G., Leyva-Ramos, J., Carbajal-Gutiérrez, E.E., Morales-Saldana, J.A.: Modeling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch. *Power Electron., IET I*, 478–487 (2008)
3. Harb, A.M., Smadi, I.A.: Tracking control of DC motors via mimo nonlinear fuzzy control. *Chaos Solitons Fractals* 42(2), 702–710 (30 October 2009)
4. Carbajal-Gutiérrez, E., Morales-Saldana, J.A., Leyva-Ramos, J.: Modeling of a single-switch quadratic buck converter. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 41, 1450–1456 (2005)
5. Srithongchai, P., Kaitwanidvilai, S.: Robust fixed-structure cascade controller for a quadratic boost converter. In: *Lecture Notes in Engineering and Computer Science: Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists, IMECS 2010, Hong Kong, 17–19 March 2010*, pp. 1030–1033 (2010)
6. McFarlane, D., Glover, K.: A loop shaping design procedure using H_∞ synthesis. *IEEE Trans. Automat. Contr.* 37(6), (1992)



ประวัติผู้เขียน

นายพิษณุ ศรีรัชชัย เกิดเมื่อวันที่ 18 กุมภาพันธ์ พ.ศ.2527 ที่จังหวัดสระบุรี สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหิดล ในปีการศึกษา 2550 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโทหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้