

การควบคุมแบบคงทนหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสำหรับอินเวอร์เตอร์
แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ด้วยการหาค่าเหมาะสมที่สุด
แบบฝูงผึ้งและบาลานซ์ทริงเคชัน

ROBUST MIMO CONTROL OF Z-SOURCE INVERTERS USING BEE COLONY
OPTIMIZATION AND BALANCED TRUNCATION TECHNIQUES



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2560

KMITL-2017-EN-M-020-151

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมแบบคงทนหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสำหรับอินเวอร์เตอร์

แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ด้วยการหาค่าเหมาะสมที่สุด

แบบฝูงผึ้งและบาลานซ์ทริงเคชัน

ROBUST MIMO CONTROL OF Z-SOURCE INVERTERS USING BEE COLONY

OPTIMIZATION AND BALANCED TRUNCATION TECHNIQUES



T148694

ปฐวี กันซัน

PATAWEE KANSON

เลขหมู่

เลขทะเบียน 148694

รับเดือนปี 14 มิย 2560

00267487

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2560

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KMITL-2017-EN-M-020-151

ROBUST MIMO CONTROL OF Z-SOURCE INVERTERS USING BEE COLONY
OPTIMIZATION AND BALANCED TRUNCATION TECHNIQUES



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

2017

KMITL-2017-EN-M-020-151

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2017

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การควบคุมแบบคงทนหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ด้วยการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบผึ้งและการตัดปลายอย่างสมดุล

Thesis Title Robust MIMO Control of Z-source using Bee Colony Optimization and Balanced Truncation Technique

นักศึกษา นายปฐวี กั้นชัน






รหัสประจำตัว 58601254

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.วรชาติ สุวรรณงาม

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2017-EN-M-020-151

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วุฒิพล	ธาราธิเรศราษฎร์	
ศ.ดร.อิสระชัย	งามहरु	
รศ.ดร.สมยศ	เกียรติวินชิวไล	
ผศ.ดร.ชัยยันต์	เจตนาเสน	
ผศ.ดร.วรชาติ	สุวรรณงาม	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 12 กรกฎาคม พ.ศ. 2560 เวลา 11.00-13.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 2

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องขออนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วันที่ 12 กรกฎาคม พ.ศ. 2560

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมแบบคงทนหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ด้วยการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบฝูงผึ้งและบาลานซ์ทรงเคชัน
นักศึกษา	นายปฐวี กันชน
รหัสประจำตัว	58601254
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2560
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.วรชาติ สุวรรณงาม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์(ร่วม)	รศ.ดร.สมยศ เกียรติวนิชวิไล

บทคัดย่อ

แม้ว่างานวิจัยส่วนใหญ่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดีในการควบคุมซึ่งให้ประสิทธิภาพในการติดตามคำสั่งที่ดี อย่างไรก็ตามตัวควบคุมแบบพีไอนั้นยังไม่ได้พอสำหรับระบบที่ต้องการความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์หรือการรบกวนต่างๆ นอกจากนี้อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์มีลักษณะเป็นระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตซึ่งมีความซับซ้อนในการควบคุมให้ได้ประสิทธิภาพและความคงทนของระบบตามที่ต้องการ ในงานวิจัยนี้นำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมและลดรูปตัวควบคุมที่มีอันดับสูงให้มีอันดับที่น้อยลงแต่คงประสิทธิภาพและความคงทนได้ ขั้นตอนวิธีแบบฝูงผึ้งและบาลานซ์ทรงเคชัน ถูกนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกันในเพื่อลดอันดับตัวควบคุมให้มีอันดับที่ต่ำแต่มีส่วนเพื่อเสถียรภาพสูง นอกจากนี้ยังได้เปรียบเทียบผลการจำลองการติดตามคำสั่งและคุณภาพของแรงดันเอาต์พุตระหว่างตัวควบคุมที่นำเสนอและตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีการทั่วไป ทดสอบประสิทธิภาพและความคงทนของตัวควบคุมด้วยการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงและการทดสอบด้วยการเปลี่ยนแปลงโหลดของอินเวอร์เตอร์โดยทำการจำลองด้วยโปรแกรม SIMPOWER SYSTEM

Thesis	Robust MIMO Control of Z-source Inverters Using Bee Colony Optimization and Balanced Truncation Techniques
Student	Mr. Patawee Kanson
Student ID.	58601254
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2017
Thesis Advisor	Asst.Prof.Dr.Warachart Suwan-ngam
Thesis Co-advisor	Assoc.Prof.Dr.Somyot Kiatwanidvilai

ABSTRACT

Although a simple PID controller is mostly applied in the system to provide high performance tracking. However, this type of controller is not good enough when the consideration of robustness is required. In addition, in the Z-source inverter which is the MIMO (Multi-input Multi-Output) system, the complicated controller to deal with this control objective problem is needed to achieve both performance and robustness of the entire system. In this work, the new model reduction technique for MIMO robust loop shaping control was applied to control the Z-source inverter to achieve the reduction in the controller order, high performance and robustness. Bee colony algorithms in conjunction with the balanced truncation were adopted to enhance the ability of the reduced order controller in terms of the higher stability margin. Moreover, the comparison in terms of power quality and tracking performance between the proposed technique and the conventional model reduction, balanced truncation, is demonstrated to show the effectiveness of the proposed controller. Robustness test to validate the system was done on the SIMPOWER SYSTEM toolbox.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จเป็นอย่างดีได้ด้วยการชี้แนะคำปรึกษาและการเอาใจใส่เป็นอย่างดีจาก ผศ.ดร.วรชาติ สุวรรณงาม และรศ.ดร.สมยศ เกียรติวนิชวิไล ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกขอบคุณสำหรับคำแนะนำ คำสอน และความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณกองทุนวิจัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง หมายเลขทุนวิจัย KREF045409

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในห้องปฏิบัติการ ECC305 ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกคนที่ให้คำแนะนำต่างๆ คอยให้การช่วยเหลือและเป็นกำลังใจเสมอมา

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกๆเรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่า และประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ปฐวี กั้นชั้น

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII

บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา	3
1.4 การเปรียบเทียบ.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	4

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย.....	5
2.1 ทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์.....	5
2.2 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	7
2.2.1 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	7
2.2.2 สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม (PWM).....	9
2.3 การทำให้เป็นเชิงเส้น (Linearization)	14
2.3.1 การประมาณค่าของอนุพันธ์ย่อยอันดับหนึ่ง	16
2.3.2 การประมาณค่าของอนุพันธ์ย่อยอันดับสอง.....	17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา iv จะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4 ระบบควบคุมแบบคงทน.....	18
2.5 การควบคุมแบบจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H^∞ loop shaping control).....	21
2.5.1 การออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักรสำหรับการจัดสัญญาณวงรอบ	22
2.5.2 การออกแบบตัวควบคุมคงทนแบบจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้.....	26
2.6 วิธีบาลานซ์ทริงเคชัน (Balanced Truncation Method)	28
2.7 ขั้นตอนวิธีแบบผึ้งผึ้ง (Bee Algorithm)	30
บทที่ 3 แบบจำลอง.....	34
3.1 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	34
3.2 การทำให้เป็นเชิงเส้น.....	38
บทที่ 4 การออกแบบตัวควบคุม.....	40
4.1 ออกแบบตัวควบคุมแบบจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้	40
4.2 การลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ทริงเคชัน.....	46
4.3 การลดอันดับด้วยกรรมวิธีแบบผึ้งผึ้ง.....	48
บทที่ 5 ผลการทดลอง.....	52
5.1 การจำลองผลด้วยโปรแกรม MATLAB SIMULINK.....	52
5.2 ผลการจำลองในสภาวะคงตัว.....	53
5.3 ผลการจำลองเมื่อทำการเปลี่ยนค่าอ้างอิงแรงดันเอาต์พุต V_o	58
5.4 ผลการจำลองเมื่อทำการเปลี่ยนค่าอ้างอิงแรงดันเอาต์พุต V_c	63
5.4 ผลการจำลองเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	74
6.1 สรุปผลการวิจัย	74
6.2 ข้อเสนอแนะ	75
เอกสารอ้างอิง.....	76
ภาคผนวก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	78
ประวัติผู้เขียน.....	89



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา [vii](#) ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 พารามิเตอร์ของระบบที่สภาวะคงตัว.....	41
4.2 พารามิเตอร์ของขั้นตอนวิธีแบบฝูงผึ้ง.....	49
5.1 ค่า THDv ของระบบในสภาวะคงตัว.....	57
5.2 เปรียบเทียบสมรรถนะเชิงเวลาของแรงดันเอาต์พุต V_o ขณะมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณ อ้างอิงแรงดันเอาต์พุต V_o	62
5.3 ผลกระทบต่อแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_c ขณะมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิง แรงดันเอาต์พุต V_o	62
5.4 เปรียบเทียบสมรรถนะเชิงเวลาของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_c ขณะมีการ เปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_c	67
5.5 ผลกระทบต่อแรงดันเอาต์พุต V_o ขณะมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงแรงดันตกคร่อม ตัวเก็บประจุ V_c	68
5.6 เปรียบเทียบสมรรถนะเชิงเวลาของแรงดันเอาต์พุต V_o ขณะมีการเปลี่ยนแปลงโหลด ตัวต้านทาน.....	72
5.7 เปรียบเทียบสมรรถนะเชิงเวลาของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_c ขณะมีการเปลี่ยนแปลงโหลด ตัวต้านทาน.....	73

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน.....	1
1.2 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ (Z-source Inverter).....	2
2.1 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน.....	5
2.2 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแส.....	6
2.3 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	7
2.4 โหมดการทำงาน Shoot-through zero state.....	8
2.5 โหมดการทำงาน Non shoot-through state.....	9
2.6 การมอดูเลตสัญญาณสวิตซิงแบบพีดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ (sinusoidal pulsewidth modulation: SPWM).....	10
2.7 สัญญาณสวิตซิงแบบพีดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ (sinusoidal pulsewidth modulation: SPWM).....	11
2.8 การสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบโอเวอร์มอดูเลชัน.....	11
2.9 สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบโอเวอร์มอดูเลชัน.....	12
2.10 การสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบ Simple Boost-PWM[1].....	12
2.11 การสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบ Modified-reference PWM[13].....	13
2.12 ตาข่ายบนระนาบ xy.....	15
2.13 การรบกวนรูปแบบต่าง ๆ.....	19
2.14 ความไม่แน่นอนของตัวประกอบเฉพาะร่วม.....	20
2.15 โครงสร้าง $M - \Delta$ การวิเคราะห์สมรรถนะความคงทน.....	20
2.16 การจัดสัญญาณวงรอบ.....	21
2.17 การควบคุมแบบจัดสัญญาณวงรอบ.....	21
2.18 การสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบจัดสัญญาณวงรอบ.....	22
2.19 โครงสร้างการป้อนกลับ (degree of freedom).....	23
2.20 การออกแบบฟังก์ชันการถ่ายโอนด้วยค่าเอกฐาน (Singular Value).....	25
2.21 โครงสร้างสมรรถนะความคงทนเอชอินฟินิตี้ H_∞	26

เอกสาร 2.22 โครงสร้างของตัวควบคุมและระบบหลังจัดสัญญาณวงรอบ...ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ใด ๆ การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา VU...ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.23 การเดินแกว่งของฝูงผึ้ง.....	32
2.24 ผึ้งงานของขั้นตอนวิธีแบบฝูงผึ้ง.....	33
3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	34
3.2 วงจรสมมูลกระแสตรง.....	35
3.3 วงจรสมมูลในแต่ละโหมดการทำงาน	36
4.1 การควบคุมแบบจัดสัมฐานวงรอบ.....	40
4.2 ค่าเอกฐานและผลตอบสนองของระบบก่อนจัดสัมฐาน.....	42
4.3 ค่าเอกฐานวงรอบเปิดก่อนและหลังจัดสัมฐาน.....	43
4.4 ระบบวงรอบปิดที่ออกแบบ.....	46
4.5 ค่าเอกฐานแองเกิล (Hankel singular values) ของตัวควบคุมที่ได้จากการสังเคราะห์.....	47
4.6 ค่าฟังก์ชันต้นทูนในแต่ละรอบ.....	50
4.7 กราฟโบทของตัวควบคุมที่ได้จากวิธีบาลานซ์ทรงเคชันและจากวิธีแบบฝูงผึ้ง.....	50
4.8 กราฟโบทความแตกต่างระหว่างตัวควบคุมจากวิธีบาลานซ์ทรงเคชันและจากวิธี แบบฝูงผึ้ง ($K_r - K_{bees}$)	51
5.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB SIMULINK.....	52
5.2 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีจัดสัมฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ที่สถานะคงตัว...54	54
5.3 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ทรงเคชันที่สถานะคงตัว.....	55
5.4 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีแบบฝูงผึ้งที่สถานะคงตัว.....	57
5.5 สัญญาณอ้างอิงคำสั่งสำหรับแรงดันเอาต์พุต (V_{Oms}).	58
5.6 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีจัดสัมฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิง แรงดันเอาต์พุตที่เวลา $t=1s$ และ $t=2s$	59
5.7 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ทรงเคชันเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิง แรงดันเอาต์พุตที่เวลา $t=1s$ และ $t=2s$	60
5.8 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีแบบฝูงผึ้งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงแรงดัน เอาต์พุตที่เวลา $t=1s$ และ $t=2s$	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา |X๕ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.9 สัญญาณอ้างอิงคำสั่งสำหรับแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_C).	63
5.10 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลา $t=1s$ และ $t=2s$	64
5.11 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ทรงเคชันเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลา $t=1s$ และ $t=2s$	65
5.12 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีแบบฟุ้งฝังเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลา $t=1s$ และ $t=2s$ (ก) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_C).	67
5.13 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 110Ω ไปเป็น 55Ω และเพิ่มขึ้นจาก 55Ω เป็น 110Ω $t=1s$ และ $t=2s$	69
5.14 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ทรงเคชันเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 110Ω ไปเป็น 55Ω และเพิ่มขึ้นจาก 55Ω เป็น 110Ω ที่เวลา $t=1s$ และ $t=2s$	70
5.15 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีแบบฟุ้งฝังเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 110Ω ไปเป็น 55Ω และเพิ่มขึ้นจาก 55Ω เป็น 110Ω $t=1s$ และ $t=2s$	72

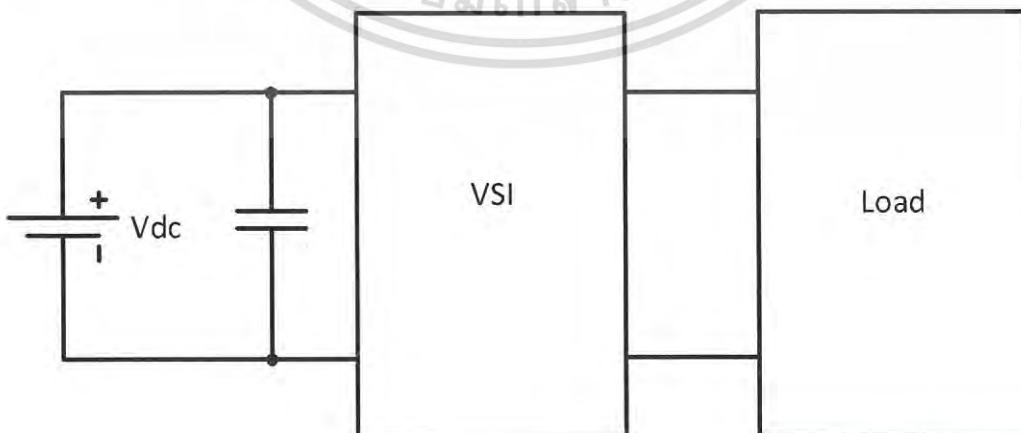
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

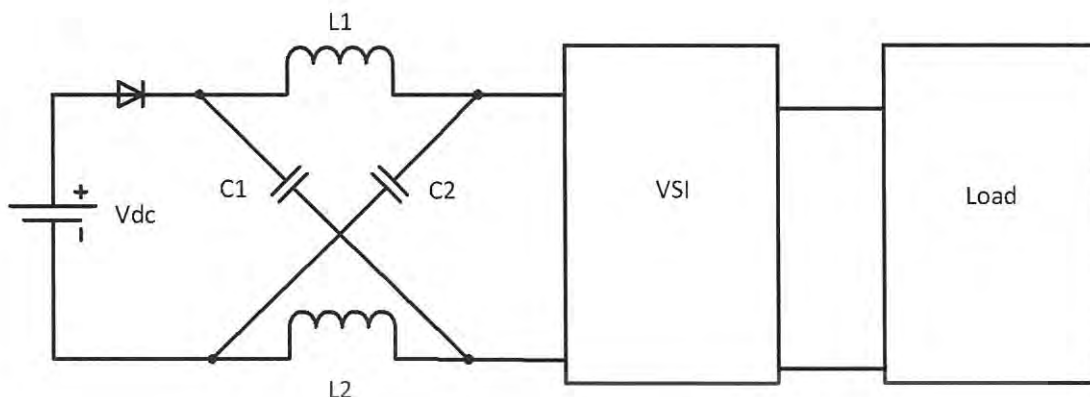
ปัจจุบันการใช้งานพลังงานไฟฟ้ามีแนวโน้มสูงขึ้นเรื่อยๆเนื่องมาจากการใช้งานอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มากขึ้นจึงต้องมีการพัฒนาระบบพลังงานทดแทนที่มีประสิทธิภาพ พลังงานแสงอาทิตย์ซึ่งเป็นพลังงานสะอาดจึงถูกพัฒนาขึ้นเพื่อตอบสนองความต้องการใช้พลังงานที่เพิ่มขึ้นโดยมีการพัฒนาประสิทธิภาพอย่างต่อเนื่อง ซึ่งในระบบเซลล์แสงอาทิตย์มีส่วนประกอบที่สำคัญคือแผงเซลล์แสงอาทิตย์และอินเวอร์เตอร์ โดยอินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์แปลงไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อให้สามารถใช้งานกับอุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสสลับได้

อินเวอร์เตอร์สามารถแบ่งได้เป็นสองประเภทหลักได้แก่อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter : VSI) ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับโหลดโดยมีคุณสมบัติทอนแรงดัน และอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter : CSI) ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับโหลดโดยมีคุณสมบัติทบแรงดัน รูปที่ 1.1 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน (VSI) เป็นประเภทของอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ในงานทั่วไปซึ่งมีข้อจำกัดบางประการเช่น แรงดันที่เอาท์พุทมีขนาดน้อยกว่าแหล่งจ่ายกระแสตรง ต้องมีการเพิ่มเดดไทม์เพื่อป้องกันการเสียหายจากการลัดวงจรในขาเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ เพื่อลดข้อจำกัดดังกล่าวอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ [1],[2] จึงถูกนำเสนอซึ่งสามารถเพิ่มแรงดันได้จากโหมดการทำงานลัดวงจร ซึ่งอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันไม่สามารถทำได้ รูปที่ 1.2 แสดงอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ซึ่งมีการเพิ่มโครงข่ายอิมพีแดนซ์เข้าไปข้างหน้าอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน



รูปที่ 1.1 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.2 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ (Z-source Inverter)

ในงานวิจัยหลายๆงานได้นำเสนอวิธีการการสร้างแบบจำลองของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ [2],[4] และยังออกแบบตัวควบคุมสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ [5],[6] โดยแยกการควบคุมเป็นวงรอบแรงดันเอาต์พุตและวงรอบแรงดันตัวเก็บประจุ งานวิจัย [7],[8] ได้แสดงการออกแบบตัวควบคุมโดยวิธีการวางโพลาซึ่งไม่สามารถรับรองเสถียรภาพของระบบได้หากเกิดการรบกวน

งานวิจัยนี้ทำการหาแบบจำลองโดยทำให้เป็นเชิงเส้นและออกแบบตัวควบคุมคงทน (Robust) สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ด้วยวิธีการจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ [9] หลายอินพุตหลายเอาต์พุตซึ่งทำให้ระบบคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบ แต่ในการออกแบบด้วยวิธีนี้ปัญหาส่วนใหญ่ที่พบก็คือตัวควบคุมที่ออกแบบมานั้นมักจะมีลำดับสูง ซึ่งก่อให้เกิดความยุ่งยากในการใช้งานในสภาวะจริงจึงต้องมีการใช้เทคนิคการลดอันดับตัวควบคุมโดยใช้วิธีบาลานซ์ทริงเคชัน (Balance truncation) [10] หลังจากนั้นทำการหาค่าที่เหมาะสมสำหรับโครงสร้างดังกล่าวเพื่อให้ระบบยังรักษาความคงทนไว้ได้โดยวิธีขั้นตอนแบบผึ้ง (Bee algorithm) [11] ซึ่งมีความซับซ้อนกว่าการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบกลุ่มอนุภาค (Particle Swarm Optimization) ทำให้ผลลัพธ์จากวิธีขั้นตอนวิธีแบบผึ้งนั้นหาได้อย่างแม่นยำมากกว่า

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

- 1.2.1 ศึกษาทำความเข้าใจโครงสร้างและคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์
- 1.2.2 ศึกษาการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์
- 1.2.3 เพื่อศึกษาการออกแบบตัวควบคุมแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตแบบคงทน
- 1.2.4 เพื่อศึกษาการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้
- 1.2.5 ศึกษาการใช้ระบบปัญญาประดิษฐ์มาทำการลดอันดับตัวควบคุม

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

- 1.2.1 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์เป็นระบบแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต
- 1.2.2 เทคนิคการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนสามารถรักษาเสถียรภาพได้
- 1.2.3 การออกแบบที่ลดอันดับด้วยวิธีที่นำเสนอให้สมรรถนะความคงทนดีกว่าตัวควบคุมที่ทำการลดอันดับด้วยวิธีดั้งเดิม

1.4 การเปรียบเทียบ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแบบจัดสรรฐานของวงรอบแบบคงทนที่กำหนดโครงสร้างได้ร่วมกับขั้นตอนวิธีแบบฝูงผึ้ง เปรียบเทียบกับหลักการออกแบบตัวควบคุมแบบจัดสรรฐานวงรอบแบบดั้งเดิม ผลของการเปรียบเทียบระหว่างตัวควบคุมที่ได้จากวิธีบาลานซ์ทรีแชนจ์ วิธีแบบฝูงผึ้งและตัวควบคุมแบบจัดสรรฐานของวงรอบแบบดั้งเดิมพบว่ามีประสิทธิภาพเกือบจะเท่ากันแต่ตัวควบคุมที่นำเสนอมีอันดับน้อยกว่ามาก เปรียบเทียบกับตัวควบคุมแบบจัดสรรฐานของวงรอบอันดับเต็มแล้วลดอันดับด้วยการลดอันดับโดยวิธีบาลานซ์ทรีแชนจ์ ซึ่งเป็นเทคนิคที่นิยมทั่วไปนั้นพบว่าตัวควบคุมที่ลดรูปจะมีความคงทนของระบบน้อยกว่าตัวควบคุมที่ได้จากวิธีแบบฝูงผึ้ง

1.5 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคการออกแบบตัวควบคุมที่มีประสิทธิผล ทำให้สามารถออกแบบตัวควบคุมที่ง่ายต่อการทำไปใช้งานเนื่องจากมีอันดับน้อยกว่าวิธีการแบบดั้งเดิม แต่ทั้งนี้ยังคงรักษาเสถียรภาพของระบบได้ มีความคงทนต่อการรบกวนเท่าเทียมหรือใกล้เคียงกับตัวควบคุมที่มีอันดับสูงกว่า สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้ง่าย เมื่อเปรียบเทียบกับแบบดั้งเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกันคือ

- บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมาย วัตถุประสงค์ ขอบเขตของการวิจัยและขั้นตอนการศึกษา
- บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย
- บทที่ 3 อธิบายถึงวิธีการหาแบบจำลองของอินเวอร์เตอร์แหล่งอิมพีแดนซ์
- บทที่ 4 กล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบและลดอันดับตัวควบคุมของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์
- บทที่ 5 กล่าวถึงผลที่ได้จากการตัวควบคุมและเปรียบเทียบกันระหว่างตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบแต่ละวิธี
- บทที่ 6 บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย

2.1 ทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์

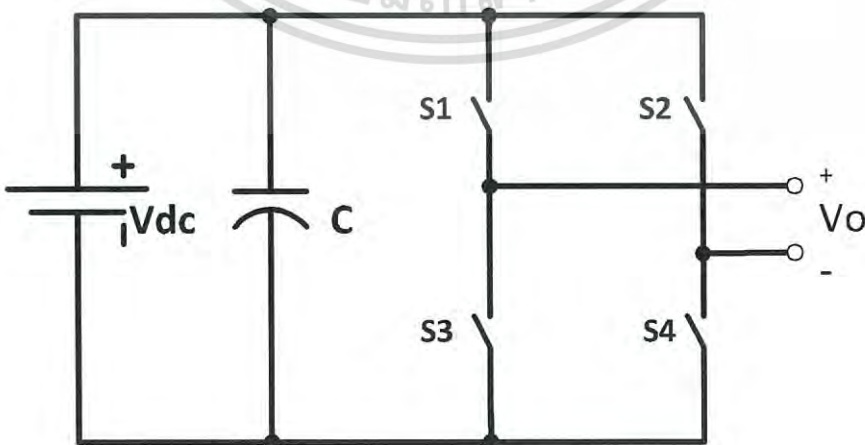
อินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แปลงพลังงานไฟฟ้าจากระบบไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งมีขนาดแรงดันและความถี่ตามที่กำหนด อินเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมหากแบ่งตามระบบไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ได้เป็น

1. อินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว
2. อินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส

หากแบ่งตามลักษณะของอินเวอร์เตอร์โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท

1. อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter ; VSI) โดยอินเวอร์เตอร์ประเภทนี้โครงสร้างพื้นฐานดังรูปที่ 3 มีข้อกำหนดและคุณสมบัติดังนี้

- แรงดันกระแสสลับเอาต์พุตจะมีค่าน้อยกว่าแรงดันอินพุตเสมอ ทำให้อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันมีคุณสมบัติเป็นวงจรทอนระดับแรงดัน (Buck Converter) ซึ่งอินเวอร์เตอร์ประเภทนี้ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายที่มีแรงดันคงที่เหมาะสำหรับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าไม่สูงมากนัก
- อุปกรณ์สวิตช์ที่อยู่ในกิ่งเดียวกันไม่สามารถทำงานพร้อมกันได้ ทำให้ต้องมีเดดไทม์เพื่อป้องกัน



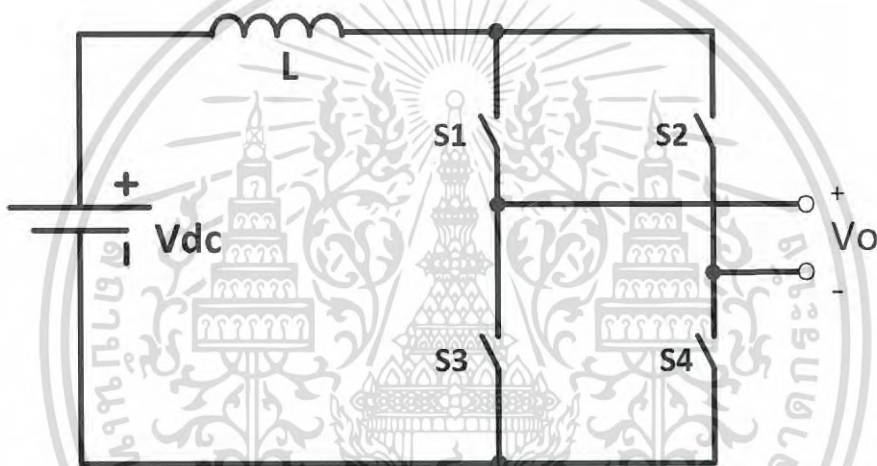
รูปที่ 2.1 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter : CSI) โดยอินเวอร์เตอร์ประเภทนี้โครงสร้าง

สร้างพื้นฐานแสดงดังรูปที่ 4 มีข้อกำหนดและคุณสมบัติดังนี้

- แรงดันกระแสสลับเอาต์พุตมีค่ามากกว่าแรงดันอินพุต ทำให้อินเวอร์เตอร์ประเภทนี้มีคุณสมบัติเป็นวงจรทบระดับแรงดัน (Boost Converter) อินเวอร์เตอร์ประเภทนี้ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่เหมาะสมสำหรับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง
- อุปกรณ์สวิตช์จำเป็นต้องมีช่วงเวลาทับซ้อนกัน (Overlap) เพื่อป้องกันการเปิดวงจรของตัวเหนี่ยวนำด้านกระแสตรงซึ่งเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้อุปกรณ์เสียหาย



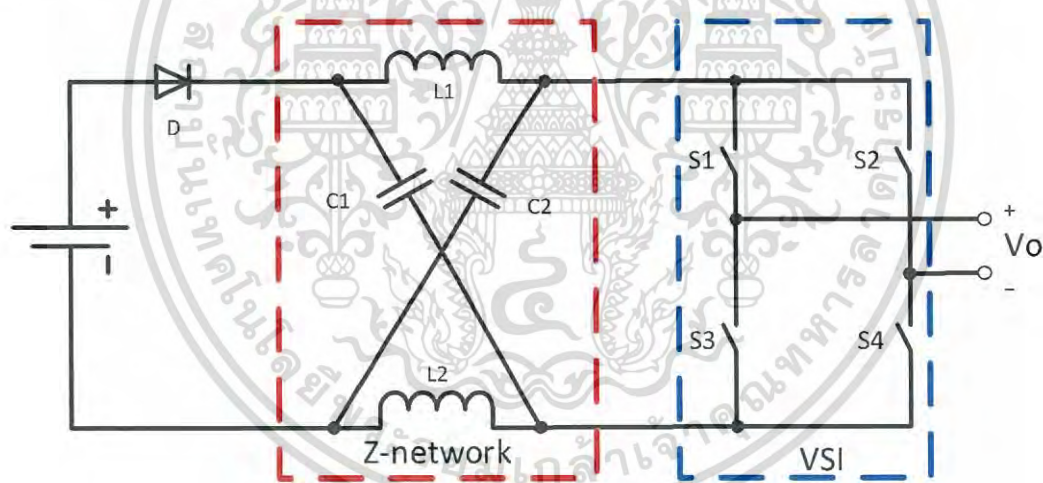
รูปที่ 2.2 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

2.2.1 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

งานนี้ได้นำแนวคิดของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ซึ่งคิดค้นและนำเสนอโดย Fang Zheng Peng [1] ในปี พ.ศ.2546 เพื่อที่จะลดข้อจำกัดที่มีในอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันและแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งพบว่าอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้สามารถรวมข้อดีของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันและอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสเข้าไว้ด้วยกัน ซึ่งทำให้อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์นั้นมีคุณสมบัติทั้งทอนระดับแรงดัน (Buck Converter) และทบระดับแรงดัน (Boost Converter) และนอกจากนี้ยังไม่จำเป็นต้องมีเดดไทม์เพื่อป้องกันการลัดวงจรในกึ่งเดียวกันเหมือนกับอินเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิม อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์นี้มีโครงสร้างพื้นฐานคล้ายกับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันทั่วไป แต่จะมีการต่อโครงข่ายอิมพีแดนซ์เพิ่มระหว่างแหล่งจ่ายกับวงจรอินเวอร์เตอร์ โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์แสดงได้ดังรูปที่ 2.3 ซึ่งโครงข่ายอิมพีแดนซ์นั้นประกอบไปด้วยตัวเหนี่ยวนำสองตัวและตัวเก็บประจุสองตัวต่อในลักษณะไขว้กันเป็นรูปตัว X โดยในที่นี้จะแสดงอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์แบบเฟสเดียว



รูปที่ 2.3 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

การทำงานของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์นั้นมีโหมดการทำงานพิเศษ เมื่อเกิดการปิดวงจรร่วมกันของสวิตช์ตัวบนและล่างของกึ่งเดียวกัน เรียกว่า Shoot-through zero state ซึ่งไม่มีในอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันเนื่องจากทำให้อุปกรณ์ของอินเวอร์เตอร์แบบปกติเกิดความเสียหาย โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์นั้นมีโครงข่ายอิมพีแดนซ์ต่ออยู่จึงทำให้สามารถมีโหมดการทำงานนี้ได้และยังทำให้อินเวอร์เตอร์ประเภทนี้มีคุณสมบัติทอนระดับแรงดันและทบระดับ

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์สามารถแบ่งการทำงานหลักๆได้เป็น 2 โหมดการทำงานหลัก เพื่อให้เข้าใจได้ง่ายขึ้นสมมติให้โครงข่ายอิมพีแดนซ์สมมาตรนั่นก็คือ $C_1 = C_2 = C, L_1 = L_2 = L$ แสดงเป็นวงจรสมมูลในแต่ละโหมดการทำงานดังนี้

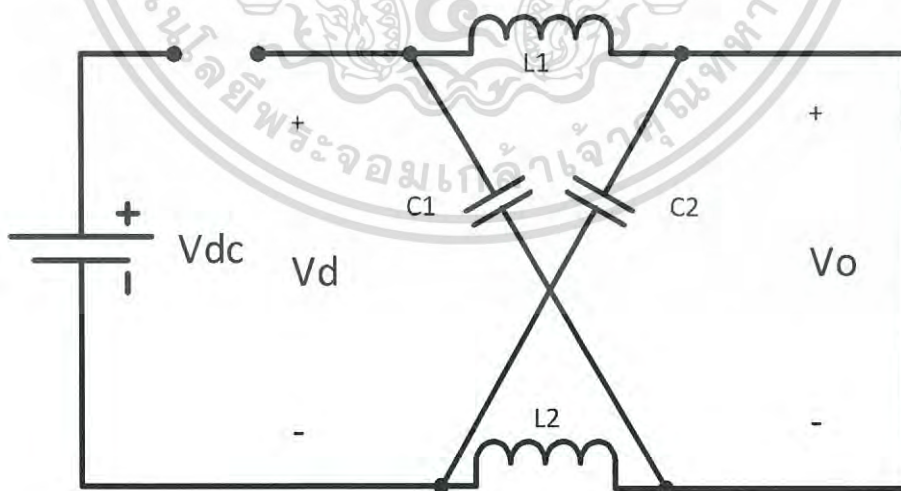
1. โหมดการทำงาน Shoot-through zero state ในโหมดการทำงานนี้ทางฝั่งด้านโหลดของอินเวอร์เตอร์จะถูกลัดวงจรในระหว่างนี้พลังงานจะถูกถ่ายโอนจากตัวเก็บไปประจุไปสู่ตัวเหนี่ยวนำทำให้แรงดันสูงขึ้นได้ ไดโอดจะทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้กระแสจากวงจรไหลย้อนกลับไปสู่แหล่งจ่าย เมื่อสมมติให้โครงข่ายสมมาตรจะได้ว่า

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C \quad V_{L1} = V_{L2} = V_L \quad (2.1)$$

และในขณะที่ทำงานอยู่ในโหมดการทำงานนี้จากวงจรสมมูลรูปที่ 2.4 จะได้ว่า

$$V_L = V_C \quad V_d = 2V_C \quad V_o = 0 \quad (2.2)$$

ดังนั้นในขณะที่เกิดการลัดวงจรจะไม่มีกระแสไหลเนื่องจากแรงดันตกคร่อมเท่ากับศูนย์ ทำให้การทำงานในโหมดนี้ไม่ทำให้อุปกรณ์อินเวอร์เตอร์เสียหายเหมือนกับในกรณีของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน



รูปที่ 2.4 โหมดการทำงาน Shoot-through zero state

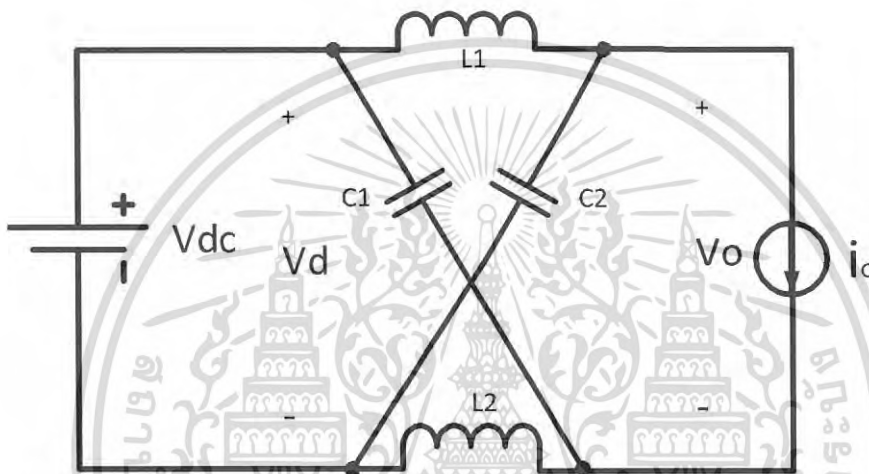
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. โหมดการทำงาน Non shoot-through state ในการทำงานโหมดนี้ฝั่งโพลสของอินเวอร์เตอร์สามารถแทนที่ด้วยแหล่งจ่ายกระแสได้ จากวงจรสมมูลได้จะแรงดันเอาต์พุตในการทำงานโหมดนี้เป็น

$$V_L = V_{dc} - V_C \quad (2.3)$$

$$V_d = V_{dc} \quad (2.4)$$

$$V_O = V_C - V_L = 2V_C - V_{dc} \quad (2.5)$$



รูปที่ 2.5 โหมดการทำงาน Non shoot-through state

2.2.2 สัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็ม (Pulse Width Modulation)

ในการขับอุปกรณ์สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันนั้นนิยมใช้การขับแบบ Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) ซึ่งมีหลักการมอดูเลตโดยใช้สัญญาณควบคุมรูปไซน์ (sinusoidal control signal) ตามความถี่ที่ต้องการนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม (triangular waveform) ดังรูปที่ 2.6 ความถี่ของการสวิตช์ (f_s) จะเท่ากับความถี่ของรูปคลื่นสามเหลี่ยมโดยสัญญาณขับเกทที่ได้แสดงในรูปที่ 2.7

คำย่อและความหมายที่สำคัญของการสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม มีดังต่อไปนี้

$V_{control}$ สัญญาณควบคุมรูปไซน์ที่ต้องการนำมาสร้างแรงดันไฟฟ้าและความถี่ทางด้านออก

V_{tri} สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่เป็นตัวกำหนดความถี่สวิตช์

f_1 ความถี่หลักมูลทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์

f_s ความถี่ของการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

m_a อัตราการมอดูเลตด้านแอมพลิจูด

m_f อัตราการมอดูเลตด้านความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า m_a และ m_f จะนิยามจากสมการที่ (2.6) และ (2.7) ตามลำดับ

$$m_a = \frac{V_{\text{control}}}{V_{\text{tri}}} \quad (2.6)$$

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.7)$$

เมื่อ V_{control} คือ ค่ายอดของสัญญาณควบคุมไซน์

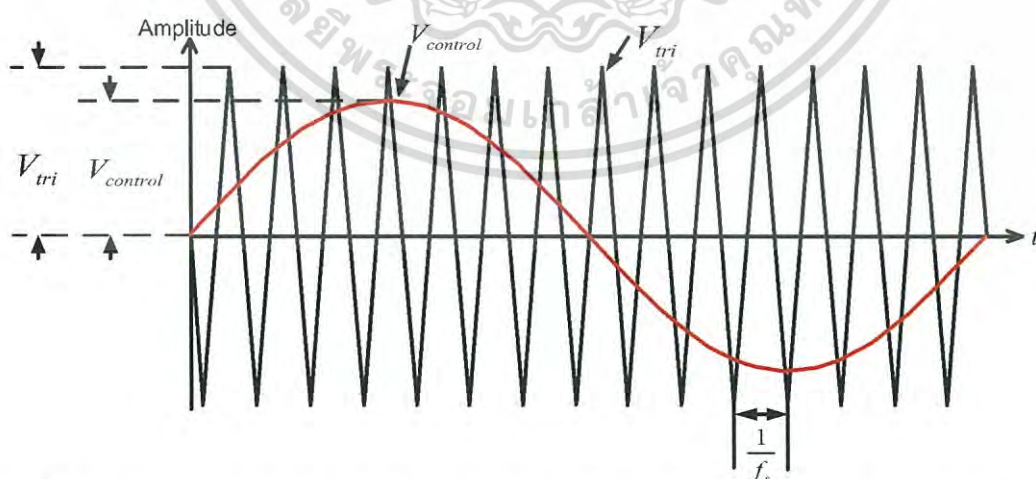
V_{tri} คือ ค่ายอดของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

ถ้าค่า $0 \leq m_a \leq 1$ จะเป็นช่วงการมอดูเลตเชิงเส้น ซึ่งหมายถึงองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันไฟฟ้าด้านออก (fundamental-frequency component of the output voltage) โดยแปรผันเชิงเส้นกับค่า m_a

ในกรณี $m_a > 1$ จะเป็นช่วงการควบคุมแบบโอเวอร์มอดูเลต ซึ่งผลของแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกสูงกว่าช่วงการมอดูเลตเชิงเส้น สำหรับเงื่อนไขของการสร้างสัญญาณสวิตซ์ซึ่งแบบพีดีบีเบิลยูเอ็ม คือ

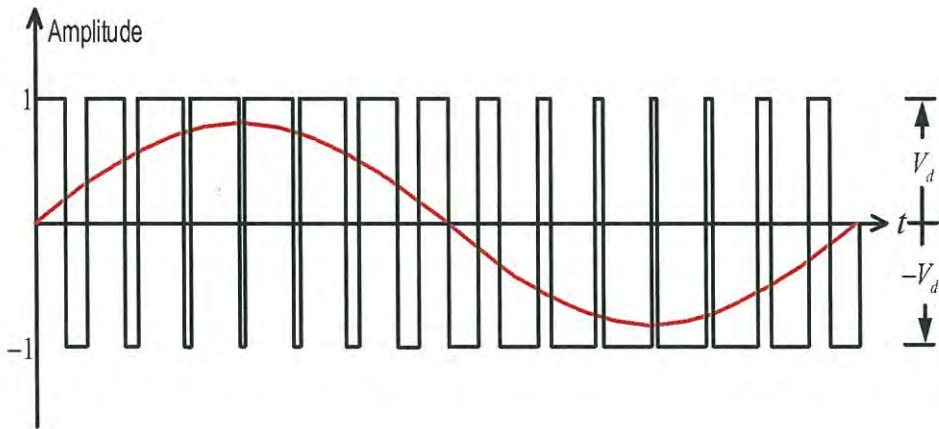
$$V_{\text{control}} > V_{\text{tri}}, \quad \text{สวิตซ์จะนำกระแส} \quad (2.8)$$

$$V_{\text{control}} > V_{\text{tri}}, \quad \text{สวิตซ์จะนำกระแส} \quad (2.9)$$



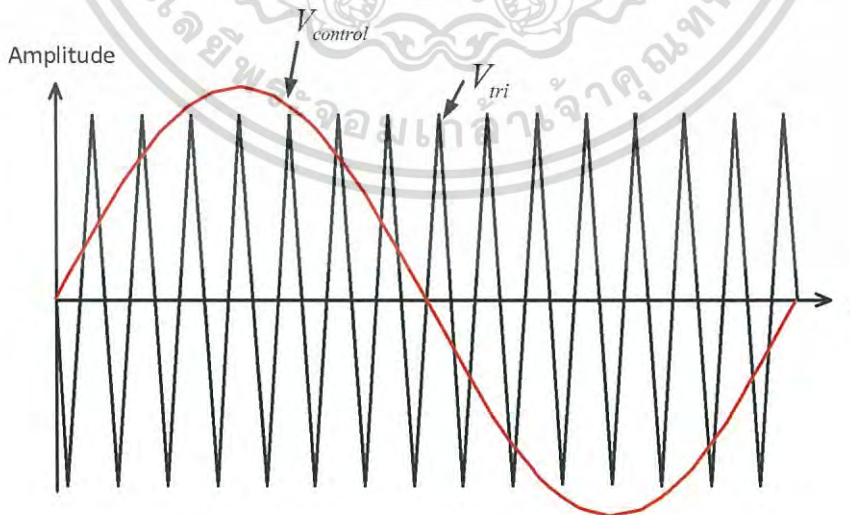
รูปที่ 2.6 การมอดูเลตสัญญาณสวิตซ์แบบพีดีบีเบิลยูเอ็มแบบไซน์ (sinusoidal pulsewidth modulation: SPWM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



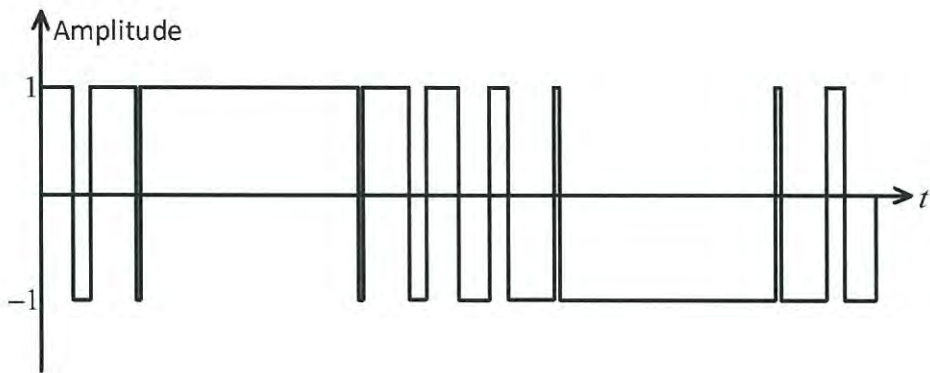
รูปที่ 2.7 สัญญาณสวิตชิงแบบพีดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ (sinusoidal pulsewidth modulation: SPWM)

สำหรับกรณีโอเวอร์มอดูเลชัน ($m_a > 1$) เกิดขึ้นเมื่อ $\hat{V}_{control} > \hat{V}_{tri}$ โดยค่ารูปคลื่นพีดับเบิลยูเอ็มมีช่วงที่เป็นบวกหรือลบกว้างกว่าหนึ่งคาบการสวิตชิงแสดงดังในรูปที่ 2.8 และ 2.9 อย่างไรก็ตามข้อเสียของกรณีโอเวอร์มอดูเลชันก็คือทำให้เกิดฮาร์โมนิกอันดับต่ำๆ ที่อยู่ใกล้กับฮาร์โมนิกอันดับที่หนึ่งหรือความถี่หลักมูล เช่น ฮาร์โมนิกอันดับที่ 3, 5, 7 เป็นต้น ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เกิดผลเสียมากหากนำไปใช้งาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งการนำไปขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ เพราะฮาร์โมนิกอันดับที่ 3, 5, 7 ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียและทำให้เกิดความเร็วหลายความเร็วในเวลาเดียวกันทำให้มอเตอร์ไฟฟ้าหมุนไม่สม่ำเสมอ อาจมีผลเสียต่อสมรรถนะของมอเตอร์ได้



รูปที่ 2.8 การสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบโอเวอร์มอดูเลชัน

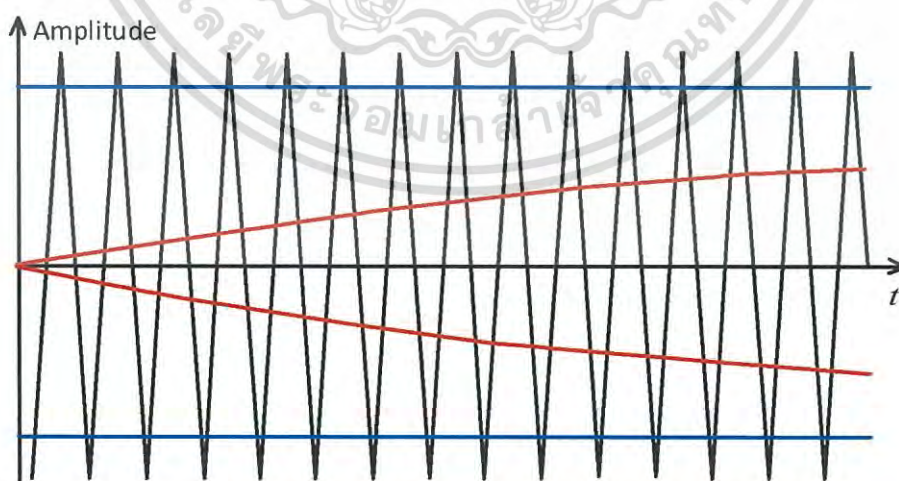
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบโอเวอร์มอดูเลชั่น

ซึ่งในการสวิตช์แบบ SPWM ที่นิยมใช้ในอินเวอร์เตอร์ทั่วไปนั้นไม่มีการเหลื่อมกันของสัญญาณในกึ่งเดียวกัน ดังนั้นจึงต้องมีการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มด้วยวิธีพิเศษเพื่อที่จะสร้างการเหลื่อมของสัญญาณขั้วเกทในกึ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ ในหลายงานวิจัยได้มีการนำเสนอวิธีการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ซึ่งในที่นี้จะแนะนำการมอดูเลตสองวิธีคือ Simple boost PWM (SB-PWM) และวิธี Modified-reference PWM (MR-PWM)

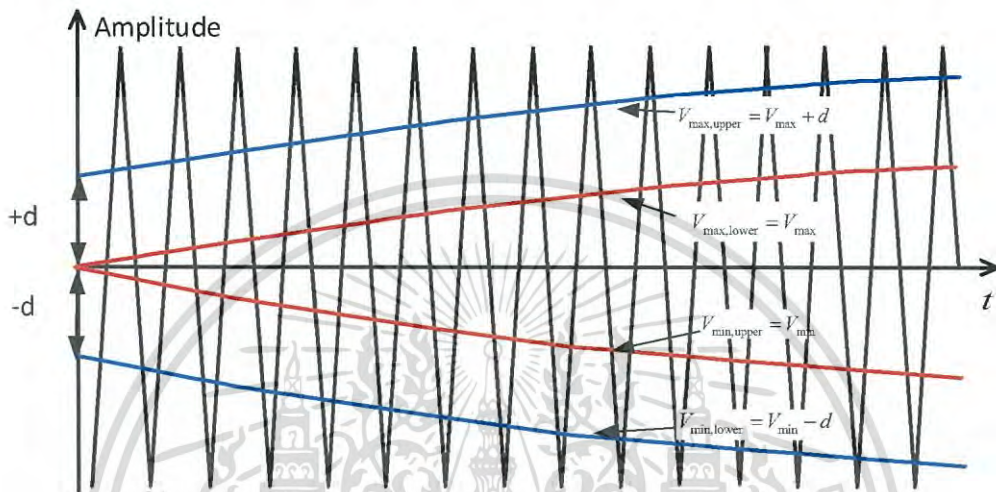
1.) วิธีการมอดูเลตแบบ Simple boost PWM นั้นใช้หลักการเช่นเดียวกันกับการมอดูเลชั่นแบบ SPWM แต่มีการเปลี่ยนสัญญาณอ้างอิงเพื่อให้สามารถควบคุมช่วง Shoot-through ได้ ในการสร้างสัญญาณมีการเพิ่มสัญญาณอ้างอิงที่มีลักษณะเป็นเส้นตรงที่มีค่าเท่ากับหรือมากกว่า ค่ายอดของสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 การสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบ Simple Boost-PWM [1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.) วิธีการมอดูเลตแบบ Modified-reference PWM วิธีการสร้างสัญญาณนี้จะใช้การสัญญาณอ้างอิงเป็นสัญญาณรูปไซน์สองสัญญาณโดยสัญญาณแรกเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ปกติ ส่วนสัญญาณอ้างอิงอีกชุดจะเป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีการไบแอสมีรูปแบบสัญญาณดังรูปที่ 2.11 ช่วงรูปคลื่นบวกสามารถเขียนสัญญาณอ้างอิงที่ใช้ในการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มสำหรับขั้วเกทของสวิตซ์กึ่งเดียวกันได้ดังสมการ (2.10) – (2.11)



รูปที่ 2.11 การสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบ Modified-reference PWM [13]

$$V_{\max, \text{upper}} = V_{\max} + d \text{ (upper switch)} \quad (2.10)$$

$$V_{\max, \text{lower}} = V_{\max} \text{ (lower switch)} \quad (2.11)$$

และในช่วงของรูปคลื่นลบสามารถเขียนสัญญาณอ้างอิงที่ใช้ในการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มสำหรับขั้วเกทของสวิตซ์กึ่งเดียวกันได้ดังสมการ (2.12)-(2.13)

$$V_{\min, \text{upper}} = V_{\min} \text{ (upper switch)} \quad (2.12)$$

$$V_{\min, \text{lower}} = V_{\min} - d \text{ (lower switch)} \quad (2.13)$$

จากการมอดูเลตทั้งสองแบบที่ได้กล่าวมานั้นจะสามารถช่วงการเหลื่อมกันของสัญญาณขั้วเกท

ในกึ่งเดียวกันได้ ทำให้เกิดช่วง Shoot-through สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ จากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในทางอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

งานวิจัยของ M.S. Bakar และคณะ [13] ได้มีการเปรียบเทียบประสิทธิภาพในการประยุกต์ใช้ สัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็มสองแบบข้างต้นที่กล่าวมากับบวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์พบว่าผล จาการทดลองวิธีการสร้างสัญญาณแบบ Simple-boost และ Modified-reference PWM มีผลการ ทดสอบคล้ายกัน แต่ในส่วนของ Modified-reference นั้นให้ผลทางด้านค่าความผิดเพี้ยนรวมเชิง ฮาร์มอนิกส์ที่ดีกว่า

2.3 การทำให้เป็นเชิงเส้น (Linearization)

สมการที่ไม่เป็นเชิงเส้นทำให้เกิดความยุ่งยากในการวิเคราะห์และออกแบบทางคณิตศาสตร์ ดังนั้นการวิเคราะห์โดยการทำให้เป็นเชิงเส้นจึงมีความสำคัญ ในที่นี้จะอธิบายการทำให้เป็นเชิงเส้น ด้วยระเบียบวิธีของอนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor series method)

ให้ $y = f(x)$ เป็นฟังก์ชันที่หาอนุพันธ์เทียบกับ x ได้ทุกอันดับ สามารถเขียน $f(x)$ ในรูป อนุกรมเทย์เลอร์รอบจุด $x = a$ โดยที่

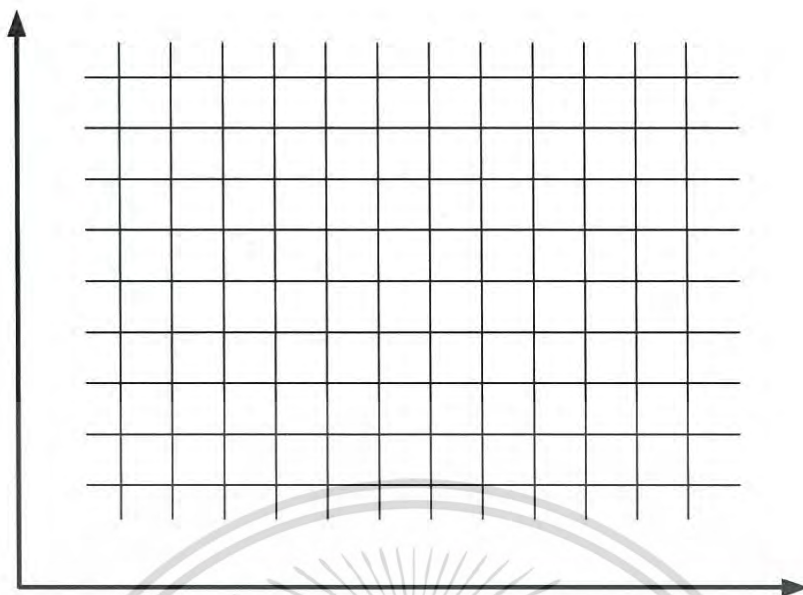
$$f(x) = f(a) + f'(a)(x-a) + \frac{f''(a)(x-a)^2}{2!} + \frac{f'''(a)(x-a)^3}{3!} + \dots \quad (2.14)$$

ในกรณีที่ $a = 0$ จะเรียกอนุกรมดังกล่าวว่าอนุกรมแมคคลอริน (Maclaurin series) โดยที่

$$f(x) = f(0) + f'(0)(x) + \frac{f''(0)(x)^2}{2!} + \frac{f'''(0)(x)^3}{3!} + \dots \quad (2.15)$$

สามารถประยุกต์แนวคิดนี้ไปสู่ฟังก์ชันที่มีหลายตัวแปรได้ดังต่อไปนี้

พิจารณาตาข่าย (Grid) ในระนาบ xy ที่มี $\Delta x = h$ และ $\Delta y = k$ ดังรูปที่ 2.12

รูปที่ 2.12 ตารางบนระนาบ xy

จะเห็นว่าอนุกรมเทย์เลอร์ของฟังก์ชัน $u(x, y)$ รอบจุด x_i ที่จุด $x_i + h$ คือ

$$u(x_i + h, y) = u(x_i, y) + h \frac{\partial u(x_i, y)}{\partial x} + \frac{h^2}{2!} \frac{\partial^2 u(x_i, y)}{\partial x^2} + \frac{h^3}{3!} \frac{\partial^3 u(x_i, y)}{\partial x^3} + \dots \quad (2.16)$$

และอนุกรมเทย์เลอร์ของฟังก์ชัน $u(x, y)$ รอบจุด x_i ที่จุด $x_i - h$ คือ

$$u(x_i - h, y) = u(x_i, y) - h \frac{\partial u(x_i, y)}{\partial x} + \frac{h^2}{2!} \frac{\partial^2 u(x_i, y)}{\partial x^2} - \frac{h^3}{3!} \frac{\partial^3 u(x_i, y)}{\partial x^3} + \dots \quad (2.17)$$

สมการทั้งสองสามารถเขียนในรูปต่อไปนี้

$$u_{i+1,j} = u_{i+1,j} + h \frac{\partial u_{i+1,j}}{\partial x} + \frac{h^2}{2!} \frac{\partial^2 u_{i+1,j}}{\partial x^2} + \frac{h^3}{3!} \frac{\partial^3 u_{i+1,j}}{\partial x^3} + \dots \quad (2.18)$$

และ

$$u_{i+1,j} = u_{i+1,j} - h \frac{\partial u_{i+1,j}}{\partial x} + \frac{h^2}{2!} \frac{\partial^2 u_{i+1,j}}{\partial x^2} - \frac{h^3}{3!} \frac{\partial^3 u_{i+1,j}}{\partial x^3} + \dots \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 การประมาณค่าของอนุพันธ์ย่อยอันดับหนึ่ง

จากสมการ (2.18) สามารถหาค่าของ $\frac{\partial u_{i,j}}{\partial x}$ ในรูป

$$\frac{\partial u_{i,j}}{\partial x} = \frac{u_{i+1,j} - u_{i,j}}{h} - \frac{h}{2!} \frac{\partial^2 u_{i,j}}{\partial x^2} - \frac{h^2}{3!} \frac{\partial^3 u_{i,j}}{\partial x^3} + \dots \quad (2.20)$$

และสามารถประมาณค่าของ $\frac{\partial u_{i,j}}{\partial x}$ แบบผลต่างทางหน้า (Forward differences) ในรูป

$$\frac{\partial u_{i,j}}{\partial x} = \frac{u_{i+1,j} - u_{i,j}}{h} + O(h) \quad (2.21)$$

เมื่อ $O(h)$ แสดงอันดับของค่าเคลื่อน

จากสมการ (2.19) สามารถหาค่าของ $\frac{\partial u_{i,j}}{\partial x}$ ในรูป

$$\frac{\partial u_{i,j}}{\partial x} = \frac{u_{i,j} - u_{i-1,j}}{h} - \frac{h}{2!} \frac{\partial^2 u_{i,j}}{\partial x^2} + \frac{h^2}{3!} \frac{\partial^3 u_{i,j}}{\partial x^3} + \dots \quad (2.22)$$

และสามารถประมาณค่าของ $\frac{\partial u_{i,j}}{\partial x}$ แบบผลต่างทางหลัง (Backward differences) ในรูป

$$\frac{\partial u_{i,j}}{\partial x} = \frac{u_{i,j} - u_{i-1,j}}{h} + O(h) \quad (2.23)$$

เมื่อ $O(h)$ แสดงอันดับของค่าเคลื่อน

ถ้าทำการหาผลต่างสมการ (2.18) ลบด้วย (2.19) และจัดสมการใหม่จะได้ว่า

$$\frac{\partial u_{i,j}}{\partial x} = \frac{u_{i+1,j} - u_{i-1,j}}{2h} - \frac{h^2}{3!} \frac{\partial^3 u_{i,j}}{\partial x^3} + \dots \quad (2.24)$$

และสามารถประมาณค่าของ $\frac{\partial u_{i,j}}{\partial x}$ แบบผลต่างทางศูนย์กลาง (Central differences) ในรูป

$$\frac{\partial u_{i,j}}{\partial x} = \frac{u_{i+1,j} - u_{i-1,j}}{2h} + O(h^2) \quad (2.25)$$

เมื่อ $O(h^2)$ แสดงอันดับของค่าเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 การประมาณค่าของอนุพันธ์ย่อยอันดับสอง

ถ้านำสมการ (2.18) รวมกับ (2.19) และจัดสมการใหม่จะได้ว่า

$$\frac{\partial^2 u_{i,j}}{\partial x^2} = \frac{u_{i+1,j} - 2u_{i,j} + u_{i-1,j}}{h^2} + \frac{2h^2}{4!} \frac{\partial^4 u_{i,j}}{\partial x^4} + \dots \quad (2.26)$$

และสามารถประมาณค่าของ $\frac{\partial^2 u_{i,j}}{\partial x^2}$ แบบผลต่างศูนย์กลาง (Central differences) ในรูป

$$\frac{\partial^2 u_{i,j}}{\partial x^2} = \frac{u_{i+1,j} - 2u_{i,j} + u_{i-1,j}}{h^2} + O(h^2) \quad (2.27)$$

เมื่อ $O(h^2)$ แสดงอันดับของค่าเคลื่อน

ในทำนองเดียวกันกับการประมาณค่าของอนุพันธ์ย่อยเทียบกับ x ที่ผ่านมาสามารถสรุปการประมาณค่าของอนุพันธ์ย่อยเทียบกับ y ได้ดังต่อไปนี้

จะเห็นว่าอนุกรมเทย์เลอร์ของฟังก์ชัน $u(x, y)$ รอบจุด y_j ที่จุด $y_j + k$ คือ

$$u(x_i, y_j + k) = u(x_i, y_j) + k \frac{\partial u(x_i, y_j)}{\partial y} + \frac{k^2}{2!} \frac{\partial^2 u(x_i, y_j)}{\partial y^2} + \frac{k^3}{3!} \frac{\partial^3 u(x_i, y_j)}{\partial y^3} + \dots \quad (2.28)$$

และอนุกรมเทย์เลอร์ของฟังก์ชัน $u(x, y)$ รอบจุด y_j ที่จุด $y_j - h$ คือ

$$u(x_i, y_j - k) = u(x_i, y_j) - k \frac{\partial u(x_i, y_j)}{\partial y} + \frac{k^2}{2!} \frac{\partial^2 u(x_i, y_j)}{\partial y^2} - \frac{k^3}{3!} \frac{\partial^3 u(x_i, y_j)}{\partial y^3} + \dots \quad (2.29)$$

สมการทั้งสองสามารถเขียนในรูปต่อไปนี้

$$u_{i,j+1} = u_{i,j} + k \frac{\partial u_{i,j}}{\partial y} + \frac{k^2}{2!} \frac{\partial^2 u_{i,j}}{\partial y^2} + \frac{k^3}{3!} \frac{\partial^3 u_{i,j}}{\partial y^3} + \dots \quad (2.30)$$

และ

$$u_{i,j-1} = u_{i,j} - k \frac{\partial u_{i,j}}{\partial y} + \frac{k^2}{2!} \frac{\partial^2 u_{i,j}}{\partial y^2} - \frac{k^3}{3!} \frac{\partial^3 u_{i,j}}{\partial y^3} + \dots \quad (2.31)$$

โดยการจัดรูปใหม่ของสมการ (2.30) และ (2.31) จะได้สูตรในการประมาณค่าของอนุพันธ์ย่อยเทียบกับ y ในรูปแบบต่างๆดังนี้

$$\frac{\partial u_{i,j}}{\partial y} = \frac{u_{i,j+1} - u_{i,j}}{k} + O(k) \quad (\text{Forward}) \quad (2.32)$$

$$\frac{\partial u_{i,j}}{\partial y} = \frac{u_{i,j} - u_{i,j-1}}{k} + O(k) \quad (\text{Backward}) \quad (2.33)$$

$$\frac{\partial u_{i,j}}{\partial y} = \frac{u_{i,j+1} - u_{i,j-1}}{2k} + O(k^2) \quad (\text{Central}) \quad (2.34)$$

$$\frac{\partial^2 u_{i,j}}{\partial y^2} = \frac{u_{i,j+1} - u_{i,j} + u_{i,j-1}}{k^2} + O(k^2) \quad (\text{Central}) \quad (2.35)$$

2.4 ระบบควบคุมแบบคงทน

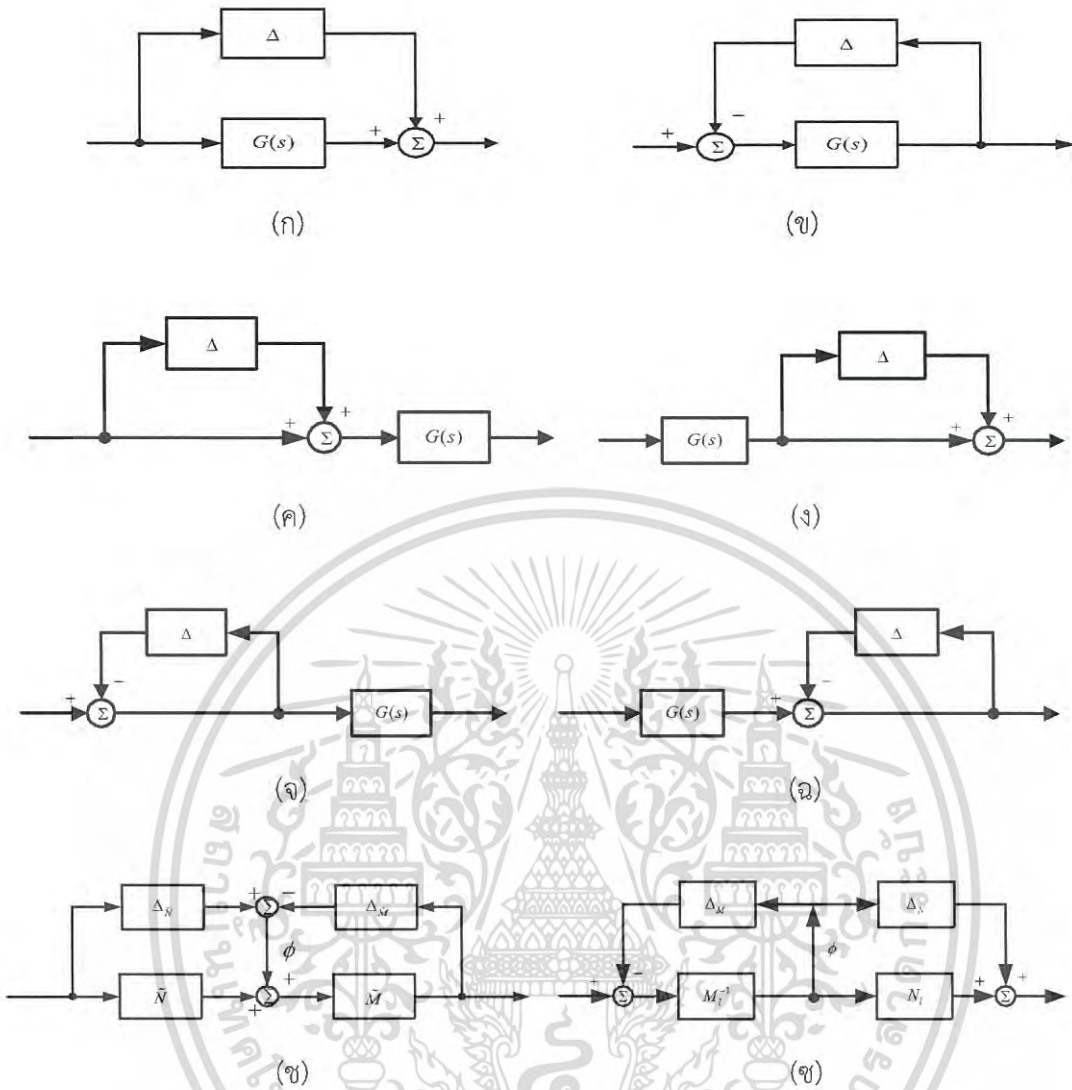
ระบบควบคุมแบบคงทน [9] หมายถึงระบบที่มีการทำงานอย่างมีประสิทธิภาพหรือทำงานอย่างมีประสิทธิภาพถึงแม้จะเกิดการรบกวนต่อภายนอกหรือภายในระบบแล้วยังคงมีความคงทนในการทำงานต่อเนื่องไปได้ การวิเคราะห์ระบบแบ่งเป็น 2 แบบคือ

1. แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (Mathematical Model) G_0
2. ระบบจริง (Real Process) G_Δ หรือ $G_\Delta = G_0 + \Delta G$

โดย Δ หมายถึงความไม่แน่นอนซึ่งต้องการให้ระบบที่จำลองขึ้นทางคณิตศาสตร์ใกล้เคียงกับระบบจริงมากที่สุด ในการออกแบบระบบจำเป็นต้องมีความคงทนต่อความไม่แน่นอนที่สามารถเกิดขึ้นได้ทุกขณะและอาจเกิดความไม่แน่นอนขึ้นภายนอกและภายในระบบ สาเหตุที่ทำให้เกิดความไม่แน่นอนจากภายนอกระบบเช่นสัญญาณรบกวนจากเซนเซอร์ (Sensor Noise) และความไม่แน่นอนภายในระบบเช่นการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบในการออกแบบการควบคุมจะมีข้อกำหนดต่าง ๆ ไว้เช่น

- กำหนดการทำงานในขณะที่ระบบทำงานอย่างมีประสิทธิภาพเพื่อตรวจสอบความคงทน
- กำหนดสมรรถนะของระบบเพื่อตรวจสอบความคงทน
- การปรับตั้งการคำนวณหาความไม่แน่นอนที่เกิดขึ้นในระบบจำลอง

การรบกวนทางพลวัต (Dynamic perturbations) ส่วนมากเกิดจากค่าพารามิเตอร์ภายในระบบเกิดการเปลี่ยนแปลง ในการจำลองการรบกวนที่ไม่สามารถกำหนดค่าได้เช่นความไม่แน่นอนอาจเกิดขึ้นได้และไม่สามารถกำหนดโครงสร้างได้ในที่นี้ใช้สัญลักษณ์ $\Delta G_p(s)$ หมายถึงระบบที่มีการก่อกวนทางพลวัตและ $G(s)$ หมายถึงระบบปกติ การรบกวนรูปแบบต่าง ๆ แสดงตามรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 การรบกวนรูปแบบต่าง ๆ

(ก) การรบกวนด้านเอาต์พุตของระบบ, $G_p(s) = G(s) + \Delta$

(ข) การรบกวนด้านอินพุตของระบบ, $(G_p(s))^{-1} = (G(s))^{-1} + \Delta$

(ค) การรบกวนเชิงผลคูณด้านอินพุตของระบบ, $G_p(s) = G(s)[I + \Delta]$

(ง) การรบกวนเชิงผลคูณด้านเอาต์พุตของระบบ, $G_p(s) = [I + \Delta]G(s)$

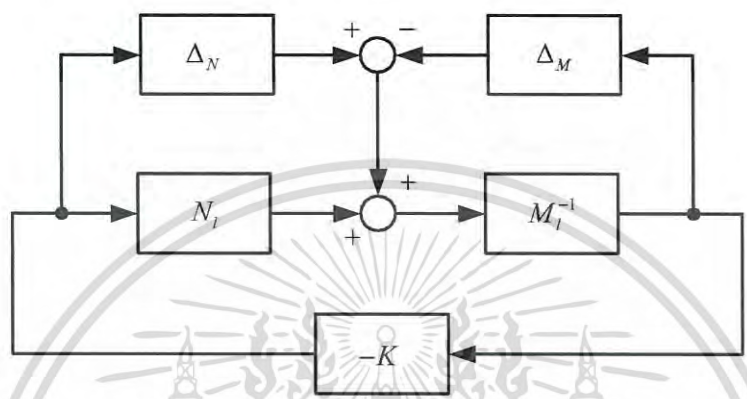
(จ) การรบกวนเชิงผลคูณด้านอินพุตผกผัน, $(G_p(s))^{-1} = [I + \Delta](G(s))^{-1}$

(ฉ) การรบกวนเชิงผลคูณด้านเอาต์พุตผกผัน, $(G_p(s))^{-1} = (G(s))^{-1}[I + \Delta]$

(ซ) การรบกวนตัวประกอบเฉพาะร่วมทางซ้าย, $G_p(s) = (\tilde{M} + \Delta_M)^{-1}(\tilde{N} + \Delta_N)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ (ซ) การรบกวนตัวประกอบเฉพาะร่วมทางขวา, $G_p(s) = (\tilde{N} + \Delta_N)(\tilde{M} + \Delta_M)^{-1}$ یشنด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.13 ความไม่แน่นอนถูกแทนด้วยสัญลักษณ์ต่อไปนี้คือ (\tilde{M}, \tilde{N}) หมายถึงตัวประกอบเฉพาะร่วมทางซ้าย (M, N) หมายถึงตัวประกอบเฉพาะร่วมทางขวา $G(s)$ หมายถึงระบบปกติและ $(\Delta_{\tilde{M}}, \Delta_{\tilde{N}}), (\Delta_M, \Delta_N)$ โดยสัญลักษณ์ Δ หมายถึงการรบกวนบนตัวประกอบเฉพาะร่วม (coprime factor) หรือการรบกวนต่อระบบสำหรับใช้เป็นขอบเขตนอร์ม $\sigma[\Delta(j\omega)] \leq \delta(j\omega)$ โดย ω หมายถึงความถี่ δ หมายถึงฟังก์ชันสเกลาร์และ $\sigma[\cdot]$ หมายถึงค่าเอกฐาน (Singular Value)

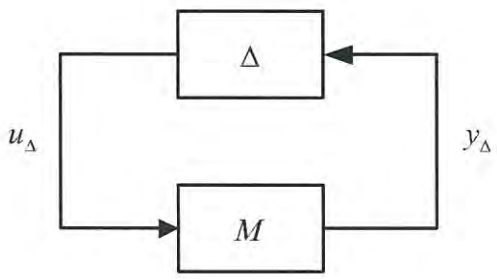


รูปที่ 2.14 ความไม่แน่นอนของตัวประกอบเฉพาะร่วม

ขอบเขตสมรรถนะความคงทนของเอชอินฟินิตี้นอร์ม ($RS \Leftrightarrow \|M\|_\infty < 1$) เมื่อขอบเขตนอร์มรวมกับความไม่แน่นอนทำให้ได้ส่วนของสมรรถนะความคงทนใน $\|M\|_\infty$ ความไม่แน่นอนแสดงในรูปที่ 2.14 จะได้

$$G_p = (M_i + \Delta_M)^{-1} (N_i + \Delta_N), \quad \|[\Delta_N \ \Delta_M]\|_\infty \leq \varepsilon \tag{2.36}$$

โดย $G = M_i^{-1} N_i$ หมายถึงตัวประกอบเฉพาะร่วมทางด้านซ้ายสำหรับระบบปกติและใช้กับงานวิจัยของ McFarlane และ Glover การแยกตัวประกอบเฉพาะร่วมออกจากระบบตามรูปที่ 2.15 ความต้องการการควบคุมให้มีสมรรถนะความคงทนเป็นไปตามบล็อกไดอะแกรมที่เหมาะสมกับโครงสร้างของ $M - \Delta$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ 2.15 โครงสร้าง $M - \Delta$ การวิเคราะห์สมรรถนะความคงทน โยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta = [\Delta_N \quad \Delta_M]; \quad M = - \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} (I + GK)^{-1} M_l^{-1} \quad (2.37)$$

ความสัมพันธ์ในการกำหนดสมรรถนะความคงทนคือ

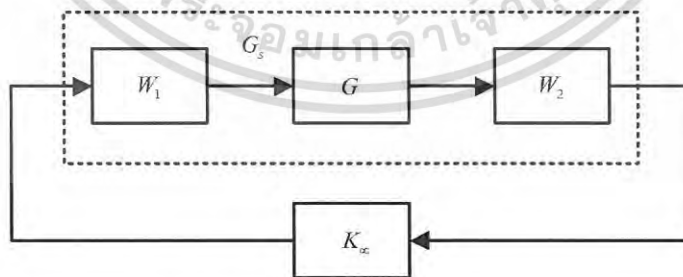
$$RS \forall \|\Delta_N \quad \Delta_M\|_\infty \leq \varepsilon \Leftrightarrow \|M\|_\infty < 1/\varepsilon \quad (2.38)$$

2.5 การควบคุมแบบจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H ∞ loop shaping control)

การควบคุมแบบจัดสรรฐานของรอบเอชอินฟินิตี้เป็นวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนถูกนำเสนอขึ้นครั้งแรกโดย McFarlane และ Glover [9] การออกแบบชุดควบคุมนี้จะต้องการจัดสรรฐานของวงรอบด้วยโดเมนความถี่ซึ่งการจัดสรรฐานวงรอบเปิดกับระบบ G ด้วยฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักส่วนหน้า W_1 (pre-compensator) และฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักส่วนหลัง W_2 (post-compensator) ดังรูปที่ 2.16 เป็นการออกแบบตัวควบคุมระบบในรูปแบบตัวประกอบเฉพาะร่วมซึ่งระบบจะถูกจัดสรรฐาน (G_s) แยกให้เป็น N (nominator factor) และ M (denominator factor) โดยเขียนเป็นสมการที่ (2.39)



รูปที่ 2.16 การจัดสรรฐานวงรอบ



รูปที่ 2.17 การควบคุมแบบจัดสรรฐานวงรอบ

$$G_s = W_1 G W_2 \quad (2.39)$$

$$G_\Delta = (N + \Delta_N)(M + \Delta_M)^{-1} \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Δ_N และ Δ_M คือความไม่แน่นอนของฟังก์ชันถ่ายโอน (uncertainty transfer functions) ในตัวเศษ (nominator) และตัวส่วน (denominator factors) ตามลำดับโดย $\|\Delta_N, \Delta_M\|_\infty \leq \varepsilon$, ε หมายถึงส่วนเผื่อเสถียรภาพ (stability margin) ระบบที่ได้จากการจัดสรรฐานวงรอบหาค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพสูงสุด (ε_{opt}) โดยพิจารณาจากสมการ (2.41)

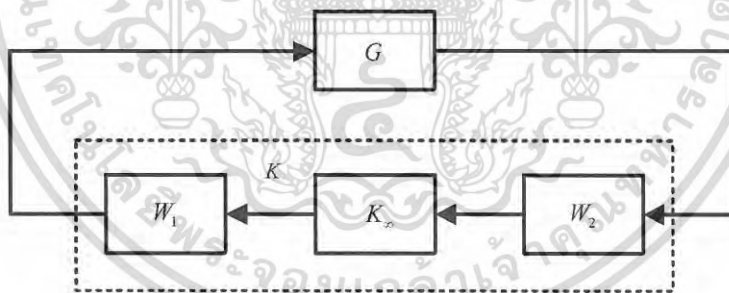
$$\gamma_{opt} = \varepsilon_{opt}^{-1} = \inf_{stab K} \left\| \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} (I - G_s K)^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \quad (2.41)$$

ε_{opt} เป็นตัวบอกความคงทนสูงสุดที่สามารถเป็นไปได้และใช้ตรวจสอบว่าฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักส่วนหน้าและฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักส่วนหลังที่ออกแบบมามีความเหมาะสมหรือไม่ถ้าค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพ ε_{opt} มีค่าน้อย (ในการออกแบบถ้าค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพมีค่าไม่ถึง 0.25 ถือว่าน้อย) แสดงว่าฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักที่ออกแบบไม่เหมาะสมต้องทำการออกแบบใหม่และเมื่อได้ฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักที่เหมาะสมแล้วหลังจากนั้นทำการสังเคราะห์ชุดควบคุม K_∞ จากสมการดังต่อไปนี้

$$\|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I - G_s K_\infty)^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I - G_s K_\infty)^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_\infty \leq \varepsilon^{-1} \quad (2.42)$$

ตัวควบคุมที่นำไปใช้งาน (K) จะต้องนำ K_∞ ไปคูณกับ W_1 และ W_2 ตามรูปที่ 2.18

$$K = W_1 K_\infty W_2 \quad (2.43)$$

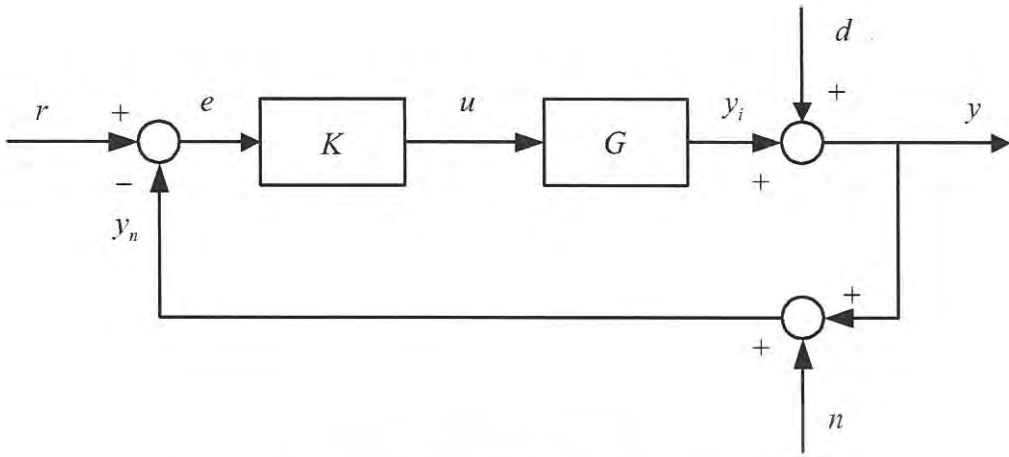


รูปที่ 2.18 การสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบจัดสรรฐานวงรอบ

2.5.1 การออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักสำหรับการจัดสรรฐานวงรอบ

การออกแบบฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักสำหรับการจัดสรรฐานวงรอบแบบดั้งเดิม (Classical Loop Shaping) เริ่มจากการควบคุมระบบทั่วไปตามรูปที่ 2.19 เป็นการควบคุมการป้อนกลับระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 โครงสร้างการป้อนกลับ (degree of freedom)

จากรูปที่ 2.19 ประกอบไปด้วย

G คือ ระบบ (*plant* G)

K คือ ตัวควบคุม

r คือ อินพุตของระบบหรือคำสั่งอ้างอิง

y_i คือ เอาต์พุตของระบบ

d คือ ตัวรบกวน

y คือ เอาต์พุตของระบบรวมกับรบกวน

n คือ สัญญาณรบกวน (Sensor Noise)

e คือ ค่าความคลาดเคลื่อนจากการตอบสนองด้านเอาต์พุต (y) และสัญญาณรบกวน (n)

y_n คือ สัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุตและสัญญาณรบกวน (n)

u คือ อินพุตของระบบ

พิจารณาระบบควบคุมแบบป้อนกลับตามรูปที่ 2.19

$$e = r - y - n \quad (2.44)$$

$$y_i = eKG \quad (2.45)$$

แทนค่าความคลาดเคลื่อน (e) ในสมการ (2.44) ลงในสมการ (2.45)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาเอาต์พุต (y) ของระบบ

$$y = y_i + d \quad (2.47)$$

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

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

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

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

$$y = \frac{KGr}{1 + KG} - \frac{KGn}{1 + KG} + \frac{d}{1 + KG} \quad (2.48)$$

พิจารณาการตอบสนองระหว่างเอาต์พุตของระบบ (y) และคำสั่งอ้างอิง (r) จากสมการเอาต์พุตของระบบ (2.48) ทหารด้วยคำสั่งอ้างอิง (r) จะได้

$$\frac{y}{r} = \frac{KG}{1 + KG} - \frac{KGn}{r(1 + KG)} + \frac{d}{r(1 + KG)} \quad (2.49)$$

ในการออกแบบตัวควบคุม K ต้องการให้

$$\frac{y}{r} = 1 \quad (2.50)$$

จากสมการที่ (2.50) ถ้าต้องการการควบคุมที่ดีเพื่อให้ $y \approx r$ ในสมการที่ (2.49) จะต้องออกแบบให้ $\frac{KG}{1 + KG} = 1$ แล้วให้ $\frac{KGn}{r(1 + KG)}$ และ $\frac{1}{(1 + KG)} = 0$ แต่ในทางอุดมคติให้ได้ตามสมการที่ (2.50) ไม่ได้ เพราะถ้ากำหนดอัตราขยายของตัวควบคุม (K) ให้มีค่าสูงมาก ๆ ทำให้เทอมที่ 1 $\left(\frac{KG}{1 + KG}\right)$ และเทอมที่ 2 $\left(\frac{KGn}{r(1 + KG)}\right)$ มีค่าประมาณ 1 (≈ 1) ส่วนเทอมที่ 3 $\left(\frac{1}{(1 + KG)}\right)$ มีค่าประมาณ 0 (≈ 0) ดังนั้นเมื่อแทนค่าอัตราส่วนในสมการ (2.49) จะได้

$$\frac{y}{r} = 0 \quad (2.51)$$

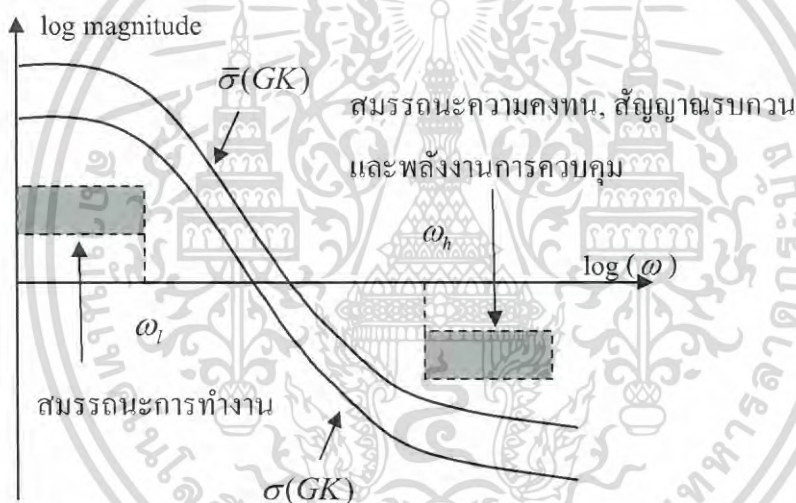
จากสมการที่ (2.51) ระบบไม่สามารถตอบสนองตามคำสั่งอ้างอิงได้ เพราะเอาต์พุต (y) จะเท่ากับ 0 แต่ถ้ากำหนดอัตราขยายของตัวควบคุมให้มีค่าต่ำมาก ๆ ทำให้เทอมที่ 1 $\left(\frac{KG}{1 + KG}\right)$ และเทอมที่ 2 $\left(\frac{KGn}{r(1 + KG)}\right)$ มีค่าประมาณ 0 (≈ 0) ส่วนเทอมที่ 3 $\left(\frac{1}{(1 + KG)}\right)$ มีค่าประมาณ 1 (≈ 1) จะได้อัตราส่วนของเอาต์พุตและคำสั่งอ้างอิงในสมการ (2.52) ตอบสนองตามตัวรบกวน (d)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{y}{r} = \frac{d}{r} \quad (2.52)$$

จากการวิเคราะห์ดังกล่าวสามารถสรุปได้ว่า ถ้าต้องการให้ระบบมีการตอบสนองที่ดีและทนต่อสัญญาณรบกวน (n) ต้องทำให้อัตราการขยายของตัวควบคุมมีค่าต่ำแต่ตัวรบกวน (d) จะมีผลต่อระบบ อย่างไรก็ตามระบบที่มีการตอบสนองที่ดีและทนต่อตัวรบกวนจะทำงานจะอยู่ในย่านความถี่ต่ำ และระบบที่สามารถทนต่อสัญญาณรบกวนจะอยู่ในย่านความถี่สูง ดังนั้นสรุปได้ว่า

- ในย่านความถี่ต่ำ (Low Frequency) ตัวควบคุมระบบมีค่าอัตราการขยายที่สูง (High Gain) หมายถึงสมรรถนะที่ดี
- ในย่านความถี่สูง (High Frequency) ตัวควบคุมระบบมีค่าอัตราการขยายที่ต่ำ (low Gain) หมายถึงระบบมีความคงทนต่อสัญญาณรบกวนได้ดี



รูปที่ 2.20 การออกแบบฟังก์ชันการถ่ายโอนด้วยค่าเอกฐาน (Singular Value)

การกำหนดการออกแบบฟังก์ชันการถ่ายโอนด้วยค่าเอกฐานตามรูปที่ 2.20 ดังนี้

- กำหนดการรบกวนด้วยการทำให้ค่าเอกฐานต่ำสุด $\sigma(GK)$ ที่อยู่ในย่านความถี่ต่ำสูงขึ้น
- ลดสัญญาณการรบกวนด้วยการทำให้ค่าเอกฐานสูงสุด $\bar{\sigma}(GK)$ ที่อยู่ในย่านความถี่สูงต่ำลง
- การติดตามสัญญาณด้วยการทำให้ค่าเอกฐานต่ำสุด $\sigma(GK)$ ที่อยู่ในย่านความถี่ต่ำสูงขึ้น
- ลดพลังงานการควบคุมด้วยการทำให้ค่าเอกฐานสูงสุด $\bar{\sigma}(K)$ ที่อยู่ในย่านความถี่สูงต่ำลง

จากรูปที่ 2.20 ผู้ออกแบบได้ออกแบบตัวควบคุม (K) จาก $\bar{\sigma}(GK)$ และ $\sigma(GK)$ โดยกำหนดหลักเกณฑ์ต่าง ๆ เพื่อให้ได้ตัวควบคุมที่มีสมรรถนะความคงทนที่โดยการทำให้ $\sigma(GK)$ ครอบคลุมขอบเขตสมรรถนะจากความถี่ (ω) ถึงย่านความถี่ต่ำ (ω_l) และทำให้ $\bar{\sigma}(GK)$

ครอบคลุมขอบเขตสมรรถนะจากความถี่ (ω) ถึงย่านความถี่สูง (ω_h) ในการจัดสรรฐานในแผนภาพ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเอกฐาน GK โดยเลือกตัวควบคุม (K) ให้เป็นไปตามข้อกำหนดของผู้ออกแบบเพื่อให้ตัวควบคุมอยู่ภายใต้การรับประกันเสถียรภาพวงรอบปิดซึ่งโดยทั่วไปทำได้ยากเพราะสมรรถนะในการออกแบบวงรอบปิดไม่สามารถกำหนดจากค่าเอกฐานให้เหมือนกับการออกแบบวงรอบเปิดได้

2.5.2 การออกแบบตัวควบคุมคงทนแบบจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้

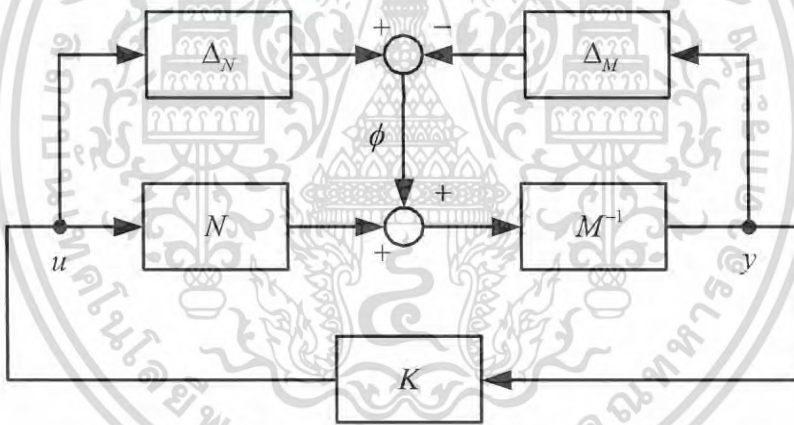
การจัดการกับสัญญาณรบกวนเพื่อนำไปใช้กับตัวประกอบเฉพาะร่วมของระบบตามหัวข้อ 2.5.1 โดยพิจารณาสมรรถนะของระบบ (*plant* G) สำหรับตัวประกอบเฉพาะร่วมทางด้านซ้าย

$$G = M^{-1}N \quad (2.53)$$

การจำลองระบบที่มีการรบกวน G_Δ จากขั้นตอนการออกแบบจัดสัณฐานวงรอบ

$$G_\Delta = (N + \Delta_N)(M + \Delta_M)^{-1} \quad (2.54)$$

Δ_M, Δ_N คือฟังก์ชันการรบกวนที่ไม่ทราบค่าในการจำลองการถ่ายโอนระบบ G สำหรับสมรรถนะความคงทนของระบบแสดงตามรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 โครงสร้างสมรรถนะความคงทนเอชอินฟินิตี้ H_∞

$$G_\Delta = \{(M + \Delta_M)^{-1}(N + \Delta_N) : \left\| \begin{bmatrix} \Delta_N & \Delta_M \end{bmatrix} \right\|_\infty < \varepsilon\} \quad (2.55)$$

ที่ $\varepsilon > 0$ หมายถึงค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพเพื่อให้ค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพมีค่าสูงสุดสำหรับสมรรถนะความคงทนของตัวประกอบเฉพาะร่วมมีอธิบายไว้ใน McFarlane และ Glover [11] สำหรับสมรรถนะความคงทนของระบบป้อนกลับที่มีการรบกวนตามสมการที่ (2.56) จะได้

$$\gamma = \left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} (I - GK)^{-1} M^{-1} \right\|_\infty \leq \frac{1}{\varepsilon} \quad (2.56)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

γ หมายถึงเอชอินฟินิตีโนร์มจาก ϕ ถึง $\begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix}$ และ $(I - GK)^{-1}$ ซึ่งเป็นสมการความไวในการตอบสนองสำหรับจัดการการป้อนกลับที่เป็นบวก ค่าที่ได้ต่ำสุดของ γ ก็จะมีค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพ (ε) สูงสุด

$$\gamma_{\min} = \varepsilon_{\max}^{-1} = \left\{ 1 - \|[N \ M]\|_H^2 \right\}^{-\frac{1}{2}} = (1 + \rho(XZ))^{\frac{1}{2}} \quad (2.57)$$

ที่ $\|\cdot\|_H$ คือฮังเคิลนอร์ม (Hankel norm) ρ คือตัวกำหนดรัศมีของค่าเจาะจงสูงสุด (maximum eigenvalue) A, B, C และ D คือปริภูมิสเตตของระบบ (G) Z คือตัวแปรในการหาคำตอบของสมการพีชคณิตรีคคาตี (Algebraic Riccati equation)

$$(A - BS^{-1}D^T C)Z + Z(A - BS^{-1}D^T C)^T - ZC^T R^{-1} CZ + BS^{-1} B^T = 0 \quad (2.58)$$

ที่ $R = I + DD^T$, $S = I + D^T D$ และ X คือตัวแปรในการหาคำตอบของสมการพีชคณิตรีคคาตี

$$(A - BS^{-1}D^T C)^T X + X(A - BS^{-1}D^T C) - XBS^{-1} B^T X + C^T R^{-1} C = 0 \quad (2.59)$$

กำหนดให้ $D = 0$

$$\left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} (I - GK)^{-1} M^{-1} \right\|_{\infty} \leq \gamma \quad (2.60)$$

ในการกำหนด $\gamma > \gamma_{\min}$

$$K^s = \left[\begin{array}{c|c} A + BF + \gamma^2 (L^T)^{-1} ZC^T (C + DF) & \gamma^2 (L^T)^{-1} ZC^T \\ \hline B^T X & -D^T \end{array} \right] \quad (2.61)$$

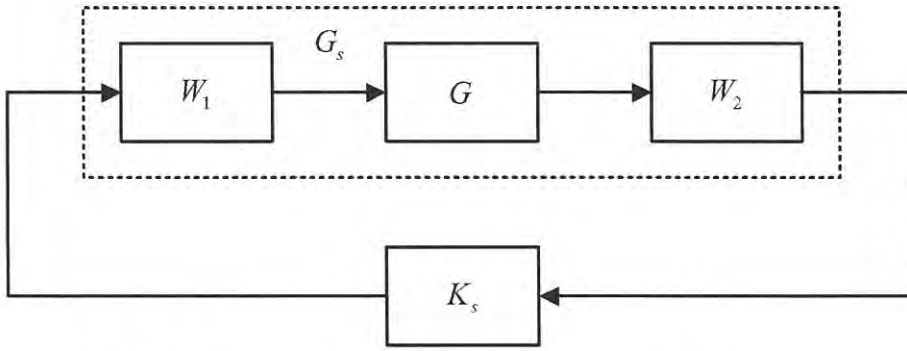
$$F = -S^{-1} (D^T C + B^T X) \quad (2.62)$$

$$L = (1 - \gamma^2) I + XZ \quad (2.63)$$

ระบบถูกที่จัดสัณฐานของวงรอบจากค่าเอกฐาน (G_s) โดยใช้ตัวชดเชยน้ำหนักส่วนหน้า W_1 และตัวชดเชยน้ำหนักส่วนหลัง W_2 ตั้งในสมการที่ (2.64) เพื่อสังเคราะห์ตัวควบคุม (K_s) จากรูปที่ 2.22

$$G_s = W_1 G W_2 \quad (2.64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 โครงสร้างของตัวควบคุมและระบบหลังจัดสัญญาณวงรอบ

จากรูปที่ 2.22 เป็นรูปแบบการสังเคราะห์ตัวควบคุมด้วยวิธีการจัดสัญญาณของวงรอบจากขั้นตอนวิธีการจัดสัญญาณของวงรอบแบบเดิมเพื่อง่ายต่อการนำไปใช้งานสำหรับการออกแบบได้ถูกรวบรวมไว้อยู่ในโปรแกรม MATLAB

2.6 วิธีบาลานซ์ทริงเคชัน (Balanced Truncation Method)

ในการออกแบบตัวควบคุมระบบที่มีความซับซ้อน อันดับของระบบจะสูงขึ้นตามความซับซ้อนของระบบและยิ่งเมื่อออกแบบตัวควบคุมนั้นจะทำให้ตัวควบคุมที่ได้มามีอันดับสูงอีกด้วย จึงมีการคิดค้นวิธีการลดรูปของระบบเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์และนำไปใช้งานซึ่งในที่นี้ได้นำเสนอวิธีการลดอันดับของระบบด้วยวิธีบาลานซ์ทริงเคชัน [10]

ให้ (A, B, C, D) เป็นระบบที่เสถียรแต่มีน้อยที่สุดซึ่งมีอันดับเท่ากับ n เป็นสมการสเตตของฟังก์ชันถ่ายโอน $G(s) = D + C(Is - A)^{-1}B$ ซึ่งสามารถหาตัวแปลงผกผัน $T_{BAL} \in \mathcal{R}^{n \times n}$ ดังสมการ

$$\begin{pmatrix} A_{BAL} & B_{BAL} \\ C_{BAL} & D_{BAL} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T^{-1}AT_{BAL} & T^{-1}B \\ CT_{BAL} & D \end{pmatrix} \quad (2.65)$$

ซึ่งมีแกรมเมียนความควบคุมได้และแกรมเมียนความสังเกตได้เป็น

$$\begin{aligned} P_{BAL} &= T_{BAL}^{-1} P (T_{BAL}^{-1})^T = \text{diag}(\Sigma_1, \Sigma_2, 0, 0) \in \mathcal{R}^{n \times n} \\ Q_{BAL} &= T_{BAL}^T Q (T_{BAL}) = \text{diag}(\Sigma_1, 0, \Sigma_3, 0) \in \mathcal{R}^{n \times n} \end{aligned} \quad (2.66)$$

โดยที่ $\Sigma_1, \Sigma_2, \Sigma_3$ เป็นเมทริกซ์ที่มีค่าบวกในแนวทแยง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพียงครั้งเดียวเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (2.67)

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_m > \sigma_{m+1} = \dots = \sigma_n = 0 \quad (2.68)$$

และ σ_i สามารถหาได้จาก

$$\sigma_i = (\lambda_i(PQ))^{1/2} \quad (2.69)$$

เมื่อ $\lambda_i(PQ)$ เป็นค่าเฉพาะจางลำดับที่ i ของ PQ และ P, Q ได้จากการแก้สมการเลียฟูนอฟ

$$PA^T + AP + BB^T = 0 \quad (2.70)$$

$$QA + A^T Q + C^T C = 0 \quad (2.71)$$

เพื่อให้ได้แบบจำลองที่มีอันดับเท่ากับ k ($k \leq m$) งานของ Moore ได้แสดงการแบ่งไว้เป็น

$$\begin{pmatrix} A_{BAL} & B_{BAL} \\ C_{BAL} & D_{BAL} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} & B_1 \\ A_{21} & A_{22} & B_2 \\ C_1 & C_2 & D \end{pmatrix} \quad (2.72)$$

เมื่อ $A_{11} \in \mathcal{R}^{k \times k}$, และ $A_{22} \in \mathcal{R}^{(n-k) \times (n-k)}$, จากนั้นทำการตัดสเตทที่ควบคุมได้และสังเกตได้น้อยที่สุด $n-k$ ให้เป็นแบบจำลองที่ลดอันดับแล้ว

$$\hat{G} = C_1(Is - A_{11})^{-1} B_1 + D \quad (2.73)$$

Moore ได้แสดงการว่าแบบจำลองที่ได้นั้นเสถียรน้อยที่สุด และสมดุลโดยที่มีแกรมเมียนความควบคุมได้และความสังเกตได้เท่ากับ

$$\hat{\Sigma}_{BAL} = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{k-1}, \sigma_k) \quad (2.74)$$

Glover ได้พิสูจน์ว่าแบบจำลองที่ลดอันดับแล้วนั้นมีค่าความผิดพลาดนอร์ม L^∞ ในโดเมนความถี่เป็น

$$\bar{\sigma}(G(j\omega) - \hat{G}(j\omega)) \leq 2 \sum_{i=k+1}^m \sigma_i \quad \forall \omega \quad (2.75)$$

ในกระบวนการลดอันดับแบบจำลองจากระบบที่มีอันดับเท่ากับ n ให้มีอันดับเหลือเท่ากับ k ด้วยปริภูมิค่าเฉพาะจางซ้ายและขวาซึ่งพิจารณาจากขนาดของค่าเฉพาะจาง PQ สามารถเขียนเป็นขั้นตอนได้ เอกสัดนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ให้แบบจำลองมีสมการสเตท A, B, C, D ซึ่งต้องการลดอันดับเท่ากับ k
2. ทำการคำนวณเมทริกซ์ $V_{R,BIG}, V_{L,BIG} \in \mathcal{R}^{n \times k}$ โดยคอลัมน์ของปริภูมิค่าเจาะจงซ้ายและขวา พิจารณาจากขนาดของค่าเจาะจง $\sigma_1^2, \dots, \sigma_k^2$ ของ PQ
3. ให้

$$E_{BIG} = V_{L,BIG}^T V_{R,BIG} \quad (2.76)$$

และทำการกระจายเมทริกซ์ด้วยวิธีการกระจายค่าแบบเดี่ยว

$$U_{E,BIG} \Sigma_{E,BIG} V_{E,BIG}^T = E_{BIG} \quad (2.77)$$

4. ให้

$$S_{L,BIG} = V_{L,BIG} U_{E,BIG} \Sigma_{E,BIG}^{-1/2} \in \mathcal{R}^{n \times k} \quad (2.78)$$

$$S_{R,BIG} = V_{R,BIG} U_{E,BIG} \Sigma_{E,BIG}^{-1/2} \in \mathcal{R}^{n \times k} \quad (2.79)$$

เมื่อได้ $S_{L,BIG}$ และ $S_{R,BIG}$ แทนค่าลงในสมการ (2.80) เพื่อหาสมการสเตท $\hat{G}(s)$

$$\begin{bmatrix} \hat{A} & \hat{B} \\ \hat{C} & \hat{D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{L,BIG}^T A S_{R,BIG} & S_{L,BIG}^T B \\ C S_{R,BIG} & D \end{bmatrix} \quad (2.80)$$

ซึ่งแบบจำลองที่ทำการลดอันดับแล้วจะมีค่าแกรมเมียนความควบคุมได้และความสังเกตได้ เป็นไปตามสมการ

$$\hat{P} = S_{L,BIG}^T P S_{L,BIG} \in \mathcal{R}^{k \times k} \quad (2.81)$$

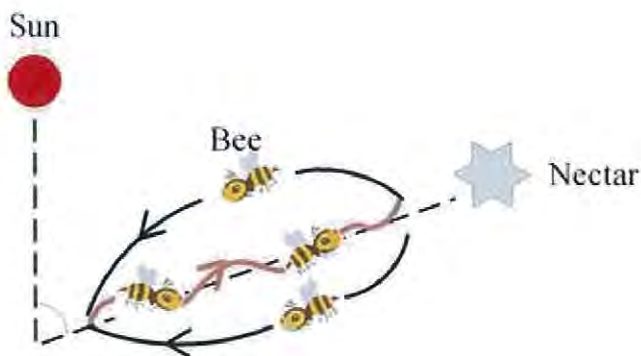
$$\hat{Q} = S_{R,BIG}^T P S_{R,BIG} \in \mathcal{R}^{k \times k} \quad (2.82)$$

2.7 ขั้นตอนวิธีแบบฝูงผึ้ง (Bee Algorithm)

ขั้นตอนวิธีแบบฝูงผึ้ง (Bee Algorithm) ได้ถูกนำเสนอโดย Pham และคณะ [11] ซึ่งเป็นกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยทำการเลียนแบบพฤติกรรมการหาแหล่งอาหารของฝูงผึ้งและเป็นกระบวนการหาค่าตอบชนิดหนึ่งที่มีพื้นฐานมาจากการเลียนแบบพฤติกรรมของฝูงแมลง (Swarm Based Optimization Algorithm) โดยลักษณะเด่นของกระบวนการหาค่าตอบในกลุ่มนี้จะใช้ค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการในการสุ่มค่าตัวแปรด้วยจำนวนประชากรจำนวนหนึ่งเข้าไป แล้วนำผลลัพธ์มาทำการคำนวณ คัดเลือกและปรับค่า แล้วทำการคำนวณวนรอบซ้ำจนกระทั่งได้คำตอบที่เหมาะสมที่สุด ลักษณะของ ผึ้งผึ้งในธรรมชาติ ผึ้งจะบินออกไปหาอาหารในระยะทางไกลมากกว่า 14 กิโลเมตรในหลายๆทิศทาง พร้อมๆกัน โดยมีเป้าหมายในการสำรวจหาแหล่งอาหารให้ได้อาหารจำนวนมาก ผึ้งผึ้งจะถูกส่งให้ไปสำรวจแหล่งอาหารที่มีอาหารอุดมสมบูรณ์ ตามทฤษฎีแหล่งที่มีดอกไม้ซึ่งให้ปริมาณน้ำหวานจากเกสร สูงและมีคุณภาพดีก็จะมีจำนวนผึ้งมากกว่าที่บริเวณอื่น เช่นเดียวกับแหล่งอาหารที่มีอาหารน้อยกว่า และคุณภาพต่ำกว่า ก็จะมีจำนวนผึ้งที่น้อยกว่า

ขบวนการในการหาอาหารของผึ้งเริ่มต้นจาก การส่งผึ้งสังเกตการณ์ (Scout Bees) เข้าไปสำรวจหาแหล่งอาหาร ผึ้งสังเกตการณ์จะบินสุ่มไปยังที่หนึ่งและสุ่มย้ายไปยังที่อื่นๆ ในช่วงฤดูเก็บเกี่ยวอาหาร ผึ้งผึ้งจะสุ่มสำรวจแหล่งอาหารเมื่อผึ้งสังเกตการณ์บินกลับมาที่รัง ผึ้งตัวที่พบแหล่งอาหารที่มีคุณภาพสูงกว่ามาตรฐาน เช่น มีส่วนประกอบของน้ำตาลสูงจะนำน้ำหวานมาเก็บแล้วไปที่ลานเต้น (Dance Floor) เพื่อทำการเต้นที่เรียกว่า “เต้นแกว่ง” (Waggle Dance) การเต้นนั้นมีความสำคัญสำหรับการสื่อสารของผึ้งผึ้งเป็นอย่างมาก เนื่องจากผึ้งจะใช้ช่วงระหว่างการเต้นนี้ในการสื่อสารข้อมูลสามชุดที่เกี่ยวกับแหล่งอาหารนั้นคือ ทิศทางของแหล่งอาหาร ระยะห่างจากรัง และระดับคุณภาพของน้ำหวาน ซึ่งแหล่งข้อมูลเหล่านี้จะทำให้ผึ้งตัวอื่นบินไปหาแหล่งอาหารได้อย่างแม่นยำโดยไม่ต้องมีแผนที่ ผึ้งผึ้งจะนำข้อมูลที่ได้จากการสำรวจภายนอกแต่ละชุดมาสื่อสารระหว่างกันในช่วงที่ทำการเต้นแกว่ง และทำการเปรียบเทียบทั้งในด้านคุณภาพของอาหารและพลังงานที่ต้องใช้ในการออกไปหาอาหาร หลังจากการเต้นแกว่งบนลานเต้น ผึ้งสังเกตการณ์ก็จะกลับไปยังแหล่งอาหารร่วมกับผึ้งตัวอื่นๆ ซึ่งอยู่ในรังผึ้ง ผึ้งส่วนมากจะถูกส่งไปยังบริเวณที่เชื่อว่ามีอาหารที่มีคุณภาพสูงกว่า ในขณะที่เดียวกันผึ้งจำนวนน้อยกว่าจะถูกส่งไปยังแหล่งอาหารที่เชื่อว่ามีคุณภาพต่ำกว่า ซึ่งจากพฤติกรรมดังกล่าวจะทำให้ผึ้งผึ้งสามารถหาอาหารได้อย่างรวดเร็วและมีประสิทธิภาพ ซึ่งการเต้นแกว่งเพื่อสื่อสารข้อมูลของแหล่งอาหารของผึ้งแสดงได้ดังรูปที่ 2.23 แสดงถึงระยะทางของแหล่งอาหารที่อยู่ไกลกว่า 100 เมตร ลักษณะการเต้นแบบนี้ ท้องจะส่ายไปมาโดยผึ้ง จำนวนรอบและระยะเวลาในการเต้นจะเป็นตัวกำหนดระยะทางของแหล่งอาหารกับที่ตั้งของรัง นอกจากนี้ตำแหน่งการเต้นและองศาของการเต้นที่ทำมุมกับดวงอาทิตย์ จะเป็นตัวบอกทิศทางระหว่างแหล่งอาหาร ที่ตั้งของรังและดวงอาทิตย์



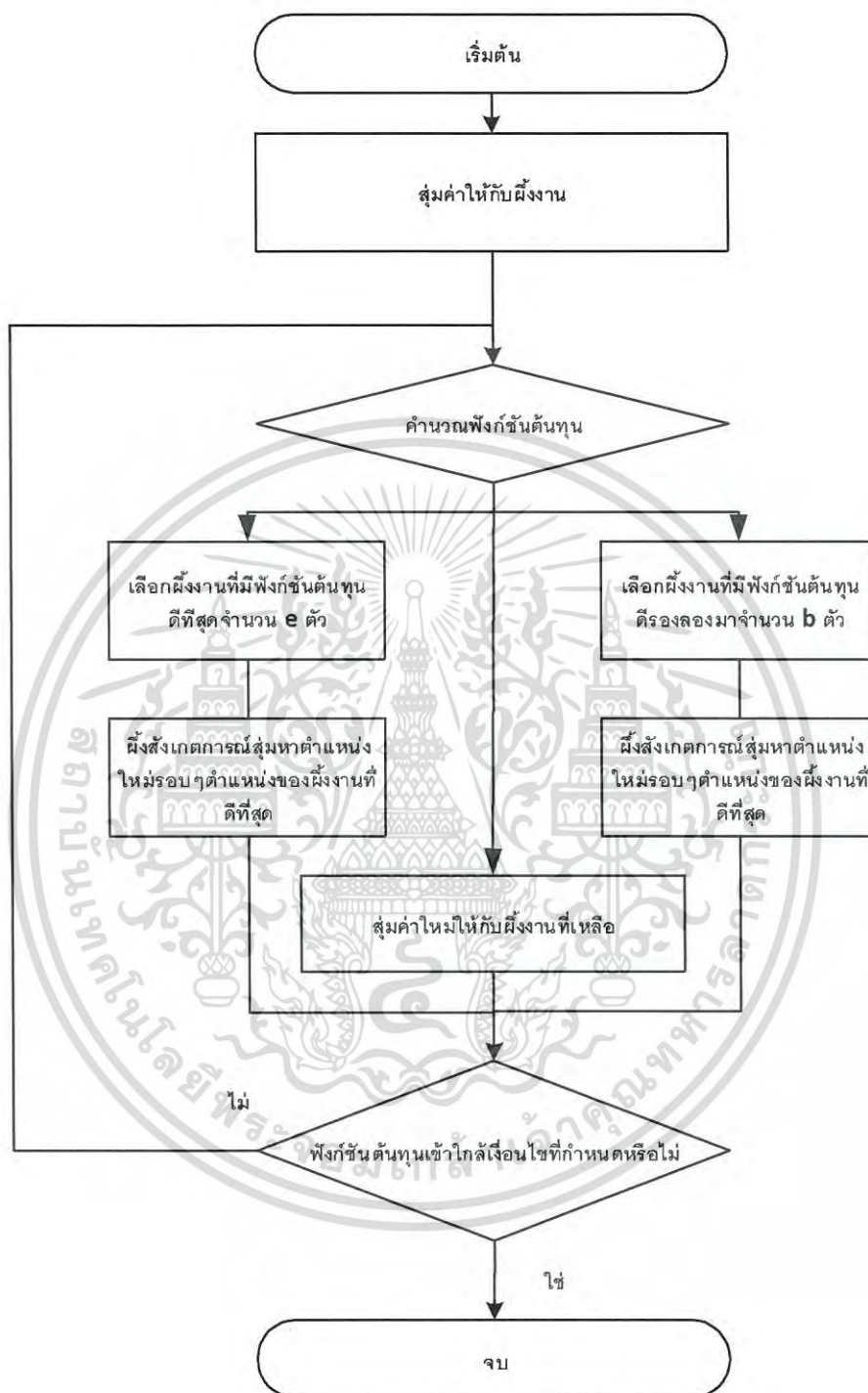
รูปที่ 2.23 การเต้นแวงของผึ้ง

ขั้นตอนวิธีแบบผึ้ง [11] เป็นขั้นตอนวิธีที่ใช้ในการแก้ปัญหาการหาค่าหรือวิธีการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด จากค่าหรือวิธีการที่เป็นไปได้ทั้งหมดเพื่อให้ได้คำตอบที่ต้องการ เช่น ค่าที่น้อยที่สุดหรือมากที่สุดของปัญหา ขั้นตอนวิธีแบบผึ้งได้เลียนแบบพฤติกรรมการออกหาอาหารของผึ้ง ประชากรของผึ้งแบ่งได้เป็น 2 ส่วนคือ ผึ้งงาน (Employed Bees) และผึ้งเฝ้าดู (Onlooker Bees) โดยผึ้งงานจะออกหาอาหารแล้วกลับมาให้ข้อมูลเกี่ยวกับแหล่งอาหารที่พบให้กับผึ้งเฝ้าดูที่อยู่ในรัง ผึ้งเฝ้าดูจะทำการเปรียบเทียบข้อมูลเพื่อเลือกไปยังแหล่งข้อมูลที่ได้มาจากผึ้งงาน ถ้าแหล่งอาหารใดถูกเก็บจนหมดแล้ว ผึ้งงานที่เป็นเจ้าของแหล่งอาหารนั้นก็จะเป็นผึ้งสำรวจ (Scout Bees) เพื่อสำรวจแหล่งอาหารใหม่ ขั้นตอนวิธีแบบผึ้งสำหรับการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดมีขั้นตอนหลักดังนี้

1. ทำการสุ่มค่าให้กับผึ้งงาน
2. คำนวณหาค่าฟังก์ชันต้นทุน
3. เลือกผึ้งงานที่หาตำแหน่งที่ได้ค่าฟังก์ชันต้นทุนที่ดีที่สุด
4. ผึ้งสังเกตการณ์ทำการสุ่มหาตำแหน่งรอบๆตำแหน่งของผึ้งงานที่ดีที่สุด
5. เลือกผึ้งงานที่หาตำแหน่งได้รองลงมา
6. ผึ้งสังเกตการณ์ทำการสุ่มหาตำแหน่งรอบๆตำแหน่งของผึ้งที่รองลงมาตามจำนวนตัวที่กำหนด
7. ทำการสุ่มค่าใหม่ให้กับผึ้งงานที่เหลือ
8. ทำการปรับค่าพารามิเตอร์ให้เป็นค่าล่าสุด
9. พิจารณาค่าฟังก์ชันต้นทุนว่าได้ตามข้อกำหนดหรือไม่ หากยังไม่ได้ให้กลับไปทำตั้งแต่ข้อ 2 ซ้ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากขั้นตอนดังกล่าวสามารถเขียนได้เป็นผังงานได้ดังรูปที่ 2.24



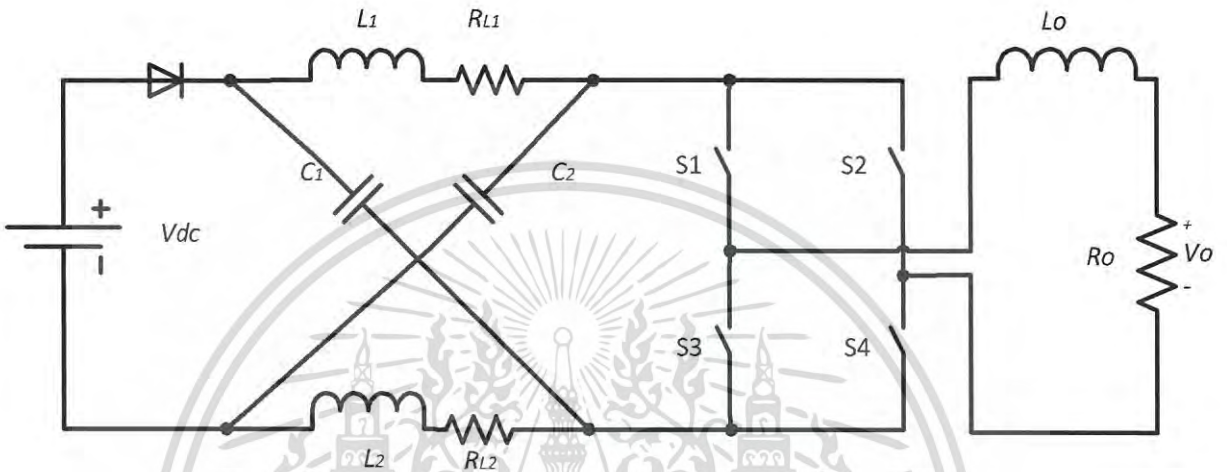
รูปที่ 2.24 ผังงานของขั้นตอนวิธีแบบฝ้งฝ้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การหาแบบจำลอง

3.1 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์



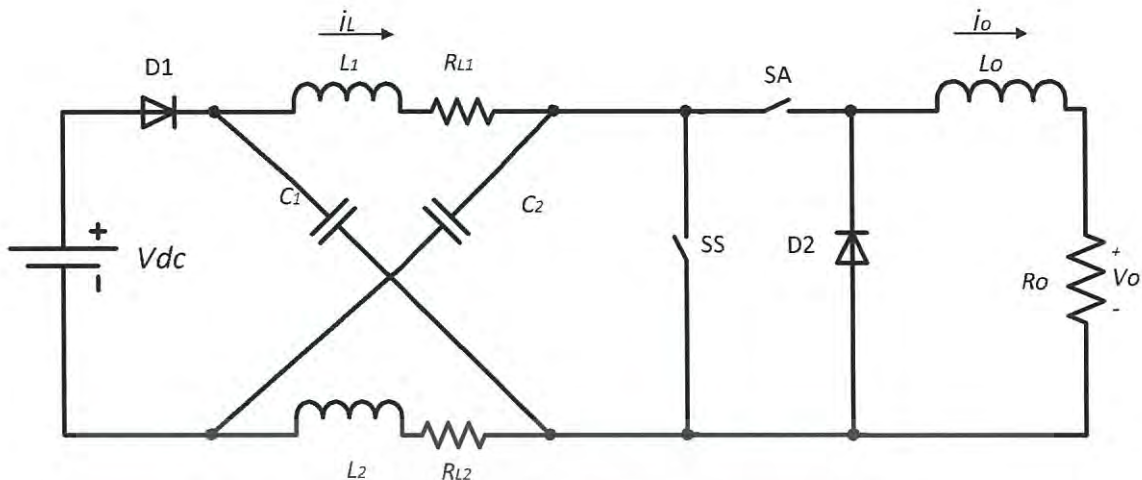
รูปที่ 3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

รูปที่ 3.1 แสดงวงจรของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์เฟสเดียวเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ กำหนดให้

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= C_2 = C \\ L_1 &= L_2 = L \\ R_{L1} &= R_{L2} = R_L \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

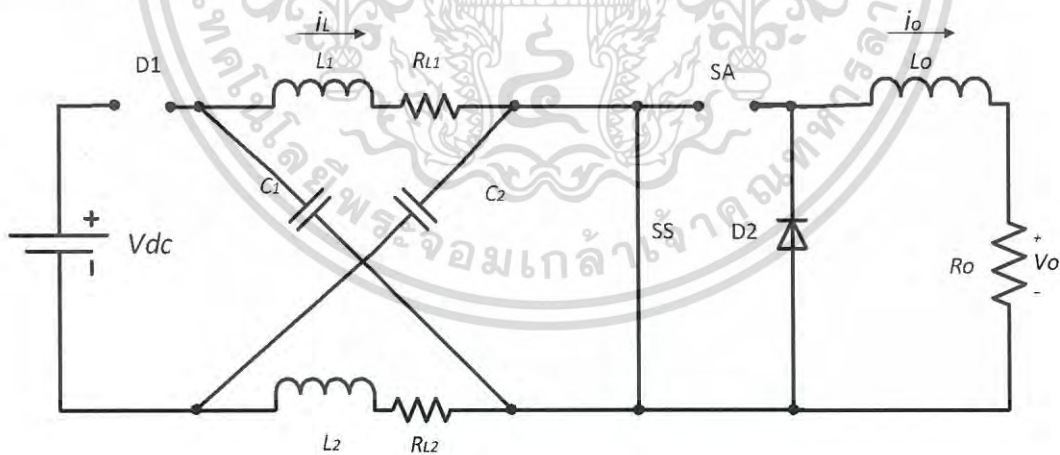
ซึ่งทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสองตัวมีค่าเท่ากันและแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน การทำงานของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์สามารถแบ่งโหมดการทำงานเป็น 3 สถานะได้แก่ Active state, Zero state และ Shoot-through zero state ซึ่งมีอัตราส่วนดิวตี้เป็น $m, 1-d-m$ และ d ตามลำดับ โหมดการทำงานที่เพิ่มขึ้นมาจากอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันคือ Shoot-through zero state ทำให้สามารถเพิ่มแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้ [1] จากการทำงานของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ [7]-[8] ดังรูปที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



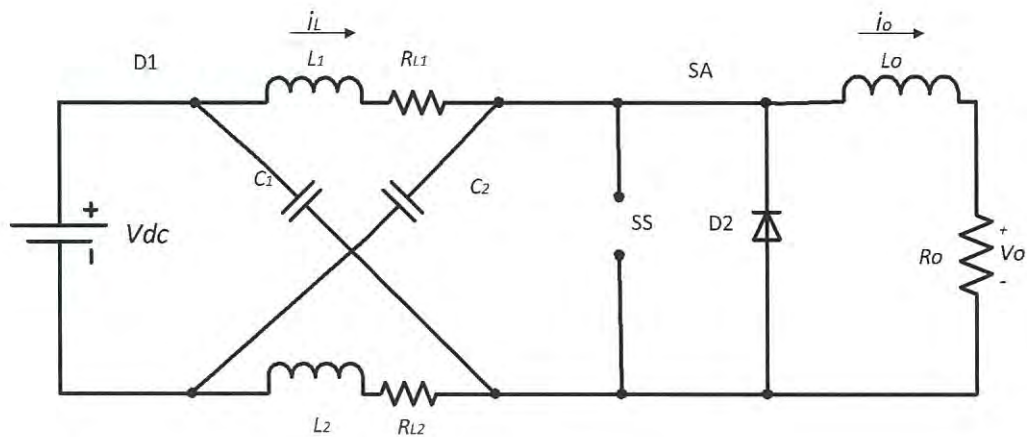
รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลกระแสตรง

วงจรสมมูลแสดงด้วยสวิตช์สองตัว สวิตช์ SS ปิดวงจรในสถานะ Shoot-through zero state และมีการสวิตช์ด้วยอัตราส่วนดิวตี้เท่ากับ d สวิตช์ SA ปิดวงจรในสถานะ Active state สวิตช์ด้วยอัตราส่วนดิวตี้เท่ากับ m โดยที่ $d+m \leq 1$ สามารถเขียนสถานะการสวิตช์ได้ดังตารางที่ 1 พิจารณาตัวแปรสแตทคือ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุของโครงข่ายอิมพีแดนซ์ v_c , กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของโครงข่ายอิมพีแดนซ์ i_L , กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลด i_o

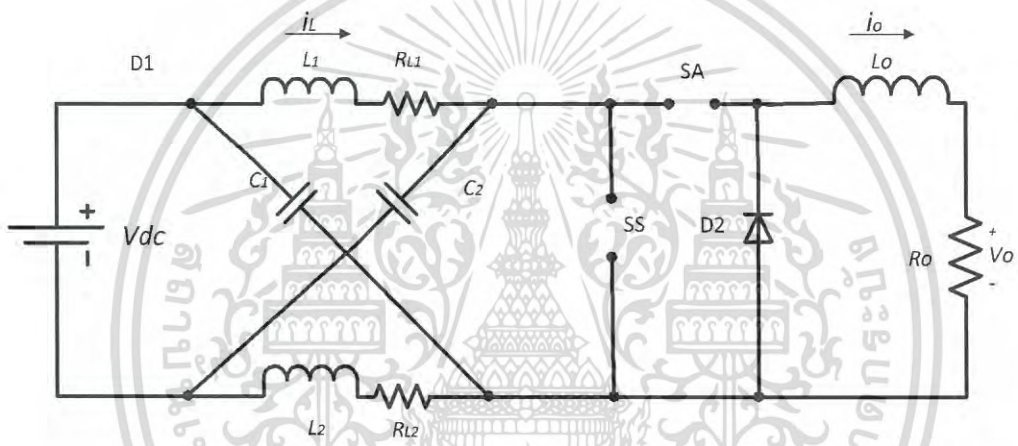


(ก) Shoot-through zero state

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) Active state



(ค) Zero state

รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลในแต่ละโหมดการทำงาน

โหมดการทำงานแรกคือ Shoot-through zero state เกิดขึ้นเมื่อสวิตช์ SS ปิดวงจรและสวิตช์ SA เปิดวงจรในโหมดการทำงานนี้ไดโอด D1 ถูกไบแอสย้อนกลับ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลดผ่าน ไดโอด D2 โดยโหมดนี้มีอัตราส่วนดิวตี้เท่ากับ d จากวงจรสมมูลรูปที่ 3.3(ก) จะได้สมการสเตทเป็น

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \\ \dot{i}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดการทำงานที่สองคือ Active state เกิดขึ้นเมื่อสวิตช์ SS เปิดวงจรและสวิตช์ SA ปิดวงจร ซึ่งโหมดนี้มีอัตราส่วนดิวตี้เท่ากับ m จากวงจรสมมูลรูปที่ 3.3(ข) จะได้สมการสเตทเป็น

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \\ \dot{i}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & \frac{2}{L_o} & -\frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{L} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

โหมดการทำงานสุดท้ายคือ Zero state เกิดขึ้นเมื่อสวิตช์ SS เปิดวงจรและสวิตช์ SA เปิดวงจรกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลดผ่านไดโอด D2 ซึ่งโหมดนี้มีอัตราส่วนดิวตี้เท่ากับ $1-d-m$ จากวงจรสมมูลรูปที่ 3.3(ค) จะได้สมการสเตทเป็น

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \\ \dot{i}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

ด้วยการเฉลี่ยปริภูมิสเตท (state space averaging) สามารถรวมแบบจำลองระบบในทั้งสามโหมดการทำงานเท่ากับ $(2)*d + (3)*m + (4)*(1-d-m)$ ได้เป็นสมการที่ (3.5) ซึ่งเป็นระบบไม่เป็นเชิงเส้นมีตัวแปรสเตทคือ i_L, v_C และ i_o มีอินพุตคือ d และ m เพื่อควบคุม v_C และ v_o

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \\ \dot{i}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{2d-1}{L} & 0 \\ -\frac{2d-1}{C} & 0 & -\frac{m}{C} \\ 0 & \frac{2m}{L_o} & -\frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L}(1-d) \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{L}m \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

จากคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุมีความสัมพันธ์เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left. \begin{aligned} R_L I_L - (2D-1)V_C - (1-D)V_{dc} &= 0 \\ (2D-1)I_L + MI_o &= 0 \\ 2MV_C - R_o I_o - MV_{dc} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

เพื่อสร้างแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กเพิ่มการรบกวนระบบที่จุดการทำงาน (I_L, V_C, I_o, D, M) โดย $\hat{i}_L, \hat{v}_C, \hat{i}_o, \hat{d}, \hat{m}$ เป็นการรบกวนของตัวแปรสเตทและอินพุตระบบที่จุดทำงาน สมการ (3.7) เมื่อพิจารณาที่จุดสมดุลและไม่คิดผลขององค์ประกอบกำลังสองสามารถจัดรูปอย่างง่ายของสมการได้เป็นสมการ (3.8)

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{v}}_C \\ \dot{\hat{i}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{2(D-\hat{d})-1}{L} & 0 \\ -\frac{2(D-\hat{d})-1}{C} & 0 & -\frac{(M+\hat{m})}{C} \\ 0 & \frac{2(M+\hat{m})}{L_o} & -\frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L + \hat{i}_L \\ V_C + \hat{v}_C \\ I_o + \hat{i}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L}(1-(D+\hat{d})) \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{L_o}(M+\hat{m}) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{\hat{i}}_L &= -\frac{R_L}{L}\hat{i}_L + \frac{2D-1}{L}\hat{v}_C + \frac{2V_C - V_{dc}}{L}\hat{d} \\ \dot{\hat{v}}_C &= -\frac{2D-1}{C}\hat{i}_L - \frac{M}{C}\hat{i}_o - \frac{2I_L}{C}\hat{d} - \frac{I_o}{C}\hat{m} \\ \dot{\hat{i}}_o &= \frac{2M}{L_o}\hat{v}_C - \frac{R_o}{L_o}\hat{i}_o + \frac{2V_C - V_{dc}}{L_o}\hat{m} \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

3.2 การทำให้เป็นเชิงเส้น

วิธีการออกแบบตัวควบคุมของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่นิยมก็คือการทำระบบให้เป็นเชิงเส้น จากนั้นจึงออกแบบตัวควบคุมซึ่งสามารถใช้ได้กับการทำงานรอบๆจุดทำงานที่เลือกมาออกแบบ สำหรับระบบไม่เป็นเชิงเส้นที่มีรูปแบบในสมการที่ (3.9)

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (3.9)$$

โดยที่ x คือตัวแปรสเตทและ u คือตัวแปรควบคุมหรืออินพุตของระบบ ในการทำให้เป็นเชิงเส้นรอบๆจุดทำงาน (x_{ss}, u_{ss}) สามารถเขียน $f(x, u)$ ในรูปอนุกรมเทย์เลอร์รอบจุดทำงาน สำหรับจุดทำงาน $(x_{ss} + x_\delta, u_{ss} + u_\delta)$ ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\dot{x}_\delta = \frac{\delta}{\delta x} f(x_{ss}, u_{ss}) x_\delta + \frac{\delta}{\delta u} f(x_{ss}, u_{ss}) u_\delta \quad (3.10)$$

จากแบบจำลองข้างต้นสามารถหาแบบจำลองเชิงเส้นของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์รอบจุดทำงานเขียนได้เป็น

$$A = \left. \frac{\delta f}{\delta x} \right|_{x=x_{ss}, u=u_{ss}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{2D-1}{L} & 0 \\ -\frac{2D_{ss}-1}{C} & 0 & -\frac{M_{ss}}{C} \\ 0 & \frac{2M_{ss}}{L_o} & -\frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$B = \left. \frac{\delta f}{\delta u} \right|_{x=x_{ss}, u=u_{ss}} = \begin{bmatrix} \frac{2V_{C_{ss}} - V_{dc}}{L} & 0 \\ -\frac{2I_{L_{ss}}}{C} & -\frac{I_{oss}}{C} \\ 0 & \frac{2V_{C_{ss}} - V_{dc}}{L_o} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

เมื่อให้ \hat{v}_C และ \hat{v}_o เป็นเอาต์พุตของระบบ จาก $\dot{x} = Ax + Bu$ และ $y = Cx + Bu$ ได้ปริภูมิสเตรตของระบบอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์รอบจุดทำงานเป็น

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{v}}_C \\ \dot{\hat{i}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{2D-1}{L} & 0 \\ -\frac{2D_{ss}-1}{C} & 0 & -\frac{M_{ss}}{C} \\ 0 & \frac{2M_{ss}}{L_o} & -\frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \\ \hat{i}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2V_{C_{ss}} - V_{dc}}{L} & 0 \\ -\frac{2I_{L_{ss}}}{C} & -\frac{I_{oss}}{C} \\ 0 & \frac{2V_{C_{ss}} - V_{dc}}{L_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{m} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_C \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & R_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \\ \hat{i}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{m} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

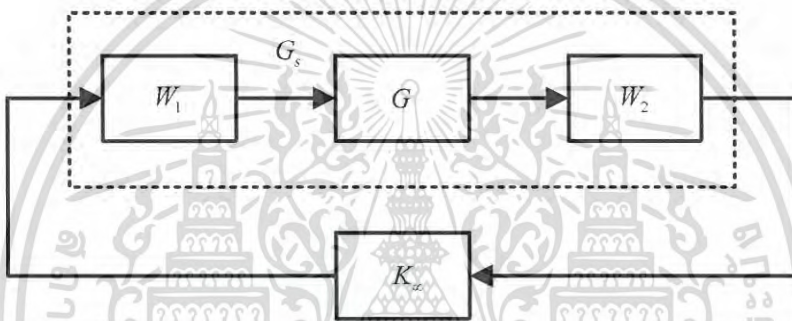
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบตัวควบคุม

4.1 ออกแบบตัวควบคุมแบบจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้

เมื่อได้จำลองปริภูมิเสถียรของระบบแล้ว ต่อไปทำการออกแบบการควบคุมแบบจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้เป็นวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนถูกนำเสนอขึ้นครั้งแรกโดย McFarlane และ Glover [9] การออกแบบชุดควบคุมนี้จะต้องจัดสรรฐานของวงรอบด้วยฟังก์ชันชดเชยน้ำหนัก โดยในงานวิจัยนี้จัดสรรฐานโดยใช้ฟังก์ชันน้ำหนักส่วนหน้า W_1 (pre-compensator) เท่านั้น ซึ่งมีโครงสร้างการควบคุมดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 การควบคุมแบบจัดสรรฐานวงรอบ

กำหนดพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์และทำการจำลองวงจรเพื่อหาค่าต่างๆที่สภาวะคงตัวด้วยโปรแกรม MATLAB โดยพารามิเตอร์ของระบบที่ได้จากการจำลองมีค่าตามตารางที่ 1 แทนค่าในสมการ (3.13)-(3.14) ได้ปริภูมิเสถียรของระบบเป็นสมการ (4.1)-(4.2)

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{v}}_C \\ \dot{\hat{i}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -537.6 & -77.42 & 0 \\ 360 & 0 & -350 \\ 0 & 24.48 & -3846 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \\ \hat{i}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 13300 & 0 \\ -653.4 & -219.5 \\ 0 & 2162 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{m} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

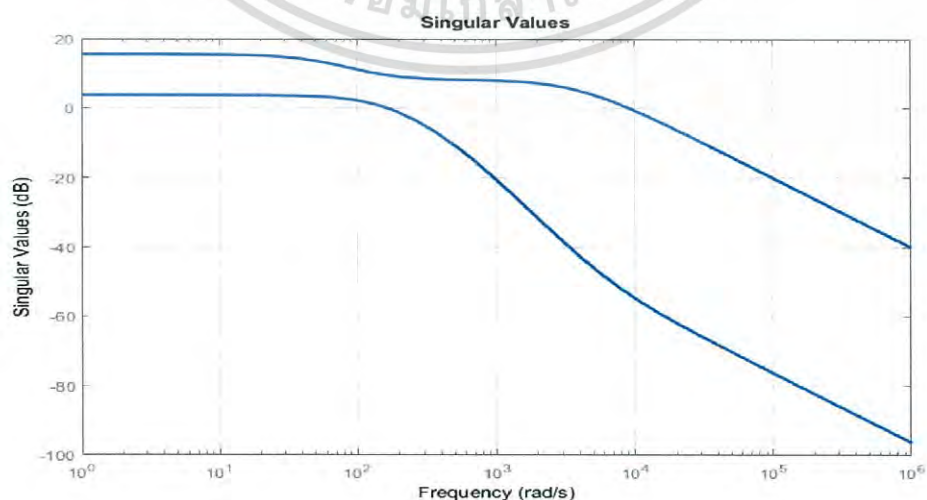
$$\begin{bmatrix} \hat{v}_C \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/42.92 & 0 \\ 0 & 0 & 110/24 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \\ \hat{i}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{m} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

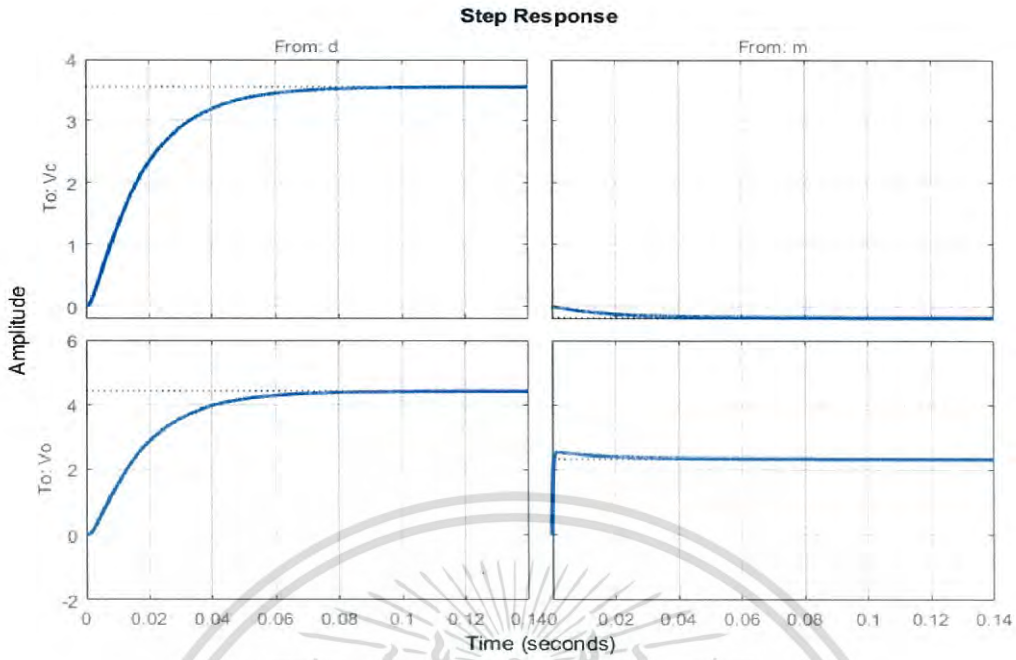
ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของระบบที่สภาวะคงตัว

พารามิเตอร์	ค่า	พารามิเตอร์	ค่า
L	4.65 mH	I_{oss}	0.219 A
R_L	2.5 Ω	I_{Lss}	0.326 A
C	1000 μ F	$V_{C_{ss}}$	42.92 V
R_o	110 Ω	$V_{O_{ss}}$	24.14 V
L_o	28.6 mH	D_{ss}	0.32
V_{dc}	24 V	M_{ss}	0.35

พล็อตค่าเอกฐานวงรอบเปิดของระบบได้จะได้กราฟแสดงค่าเอกพจน์ (Singular Values) ของระบบซึ่งในระบบที่เป็นระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตกราฟที่ได้จะแสดงค่าเอกพจน์ที่มากที่สุด (Maximum singular values) และค่าเอกพจน์ที่น้อยที่สุด (Minimum singular values) ที่แต่ละความถี่ดังรูปที่ 4.2(ก) พบว่าระบบมีความถี่ข้ามผ่านสูง(มากกว่า 10^3 rad/sec) เนื่องจากว่าระบบใช้ความถี่ 50 Hz นอกจากนี้ที่ความถี่สูงยังมีความสามารถในการลดผลจากสัญญาณรบกวนต่ำซึ่งเป็นข้อเสียของระบบอินเวอร์เตอร์อยู่เนื่องจากการสวิทช์ของอุปกรณ์อินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สูงจะมีการสร้างสัญญาณรบกวนอยู่เสมอและ เมื่อดูผลตอบสนองทางเวลารูปที่ 4.2(ข) มีการพุ่งเกินและคล้อยปลี่ยนกันระหว่างอินพุต - เอาต์พุตซึ่งทำให้เกิดความยุ่งยากในการควบคุม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ผลตอบสนองทางเวลา

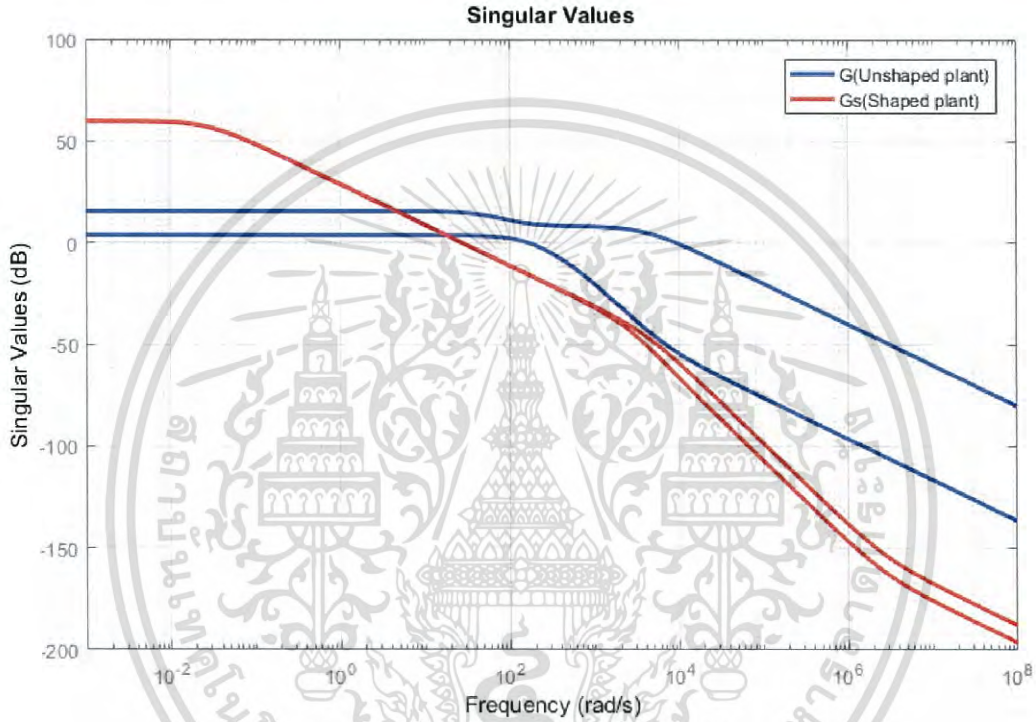
รูปที่ 4.2 ค่าเอกฐานและผลตอบสนองของระบบก่อนจัดสัณฐาน

เพื่อให้ได้ระบบที่มีคุณสมบัติตามต้องการนั้นก็คือมีความถี่ข้ามผ่านต่ำ มีอัตราขยายสูงที่ความถี่ต่ำและอัตราขยายต่ำที่ความถี่สูง ทำการหาค่าน้ำหนักของระบบใหม่ซึ่งต้องให้ค่าความถี่ข้ามผ่านของระบบมีค่าต่ำกว่าความถี่การสุ่มตัวอย่าง (Sampling frequency) โดยใช้วิธี Rational Matrix Greatest Common Divisors (GCDs) [12] ซึ่งได้ค่าน้ำหนักเท่ากับ w ดังสมการที่ (4.3)-(4.4) ซึ่งทำให้ระบบมีอัตราขยายสูงที่ความถี่ต่ำเพื่อสมรรถนะในการตามรอยคำสั่งที่ดีและอัตราขยายต่ำที่ความถี่สูงเพื่อลดผลของสัญญาณรบกวนโดยเลือกความถี่ข้ามผ่านอยู่ที่ 20 rad/s ดังรูปที่ 4.3 (แดง) เทียบกับค่าเอกฐานวงรอบเปิดของระบบที่ก่อนการจัดสัณฐานรูปที่ 4.3 (น้ำเงิน)

$$W = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
W_{11} &= \frac{0.001012s^5 + 2029s^4 + 9.379 \times 10^6 s^3 + 4.492 \times 10^9 s^2 + 2.202 \times 10^{11} s + 4.403 \times 10^9}{s^5 + 1.075 \times 10^4 s^4 + 3.771 \times 10^7 s^3 + 4.286 \times 10^{10} s^2 + 1.714 \times 10^9 s + 1.714 \times 10^7} \\
W_{12} &= \frac{-1.317 \times 10^{-6} s^5 - 2.637 s^4 - 4541 s^3 + 2.947 \times 10^7 s^2 + 1.603 \times 10^{10} s + 3.206 \times 10^8}{s^5 + 1.075 \times 10^4 s^4 + 3.771 \times 10^7 s^3 + 4.286 \times 10^{10} s^2 + 1.714 \times 10^9 s + 1.714 \times 10^7} \\
W_{21} &= \frac{9.884 \times 10^{-9} s^5 + 0.02738 s^4 + 1.519 \times 10^4 s^3 - 3.958 \times 10^7 s^2 - 4.152 \times 10^{11} s - 8.304 \times 10^9}{s^5 + 1.075 \times 10^4 s^4 + 3.771 \times 10^7 s^3 + 4.286 \times 10^{10} s^2 + 1.714 \times 10^9 s + 1.714 \times 10^7} \quad (4.4) \\
W_{22} &= \frac{4.157 \times 10^{-6} s^5 + 8.358 s^4 + 8.743 \times 10^4 s^3 + 3.003 \times 10^8 s^2 + 3.362 \times 10^{11} s + 6.725 \times 10^9}{s^5 + 1.075 \times 10^4 s^4 + 3.771 \times 10^7 s^3 + 4.286 \times 10^{10} s^2 + 1.714 \times 10^9 s + 1.714 \times 10^7}
\end{aligned}$$



รูปที่ 4.3 ค่าเอกฐานวงรอบเปิดก่อนและหลังจัดสัญญาณ

ทำการแก้สมการริคาคีเพื่อหาค่า γ_{\min} ของระบบจาก

$$\gamma_{\min} = \varepsilon_{\max}^{-1} = \left\{ 1 - \|[N \ M]\|_H^2 \right\}^{-\frac{1}{2}} = (1 + \rho(XZ))^{\frac{1}{2}} \quad (4.5)$$

และ

$$(A - BS^{-1}D^T C)Z + Z(A - BS^{-1}D^T C)^T - ZC^T R^{-1}CZ + BS^{-1}B^T = 0 \quad (4.6)$$

$$(A - BS^{-1}D^T C)^T X + X(A - BS^{-1}D^T C) - XBS^{-1}B^T X + C^T R^{-1}C = 0 \quad (4.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$R = I + DD^T, \quad S = I + D^T D \quad (4.8)$$

เมื่อแก้สมการริคาตีพบว่ามามีค่า $\gamma_{\min} = 1.4262$ ทำการสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบเอชอินฟินิตี้โดยเลือก $\gamma = \gamma_{\min} = 1.4312$ แทนลงในสมการ (4.9) ได้ตัวควบคุม K_{∞} จากการสังเคราะห์เป็นดังสมการ (4.12)-(4.13)

$$K = \left[\frac{A + BF + \gamma^2 (L^T)^{-1} ZC^T (C + DF)}{B^T X} \mid \frac{\gamma^2 (LT)^{-1} ZC^T}{-D^T} \right] \quad (4.9)$$

$$F = -S^{-1} (D^T C + B^T X) \quad (4.10)$$

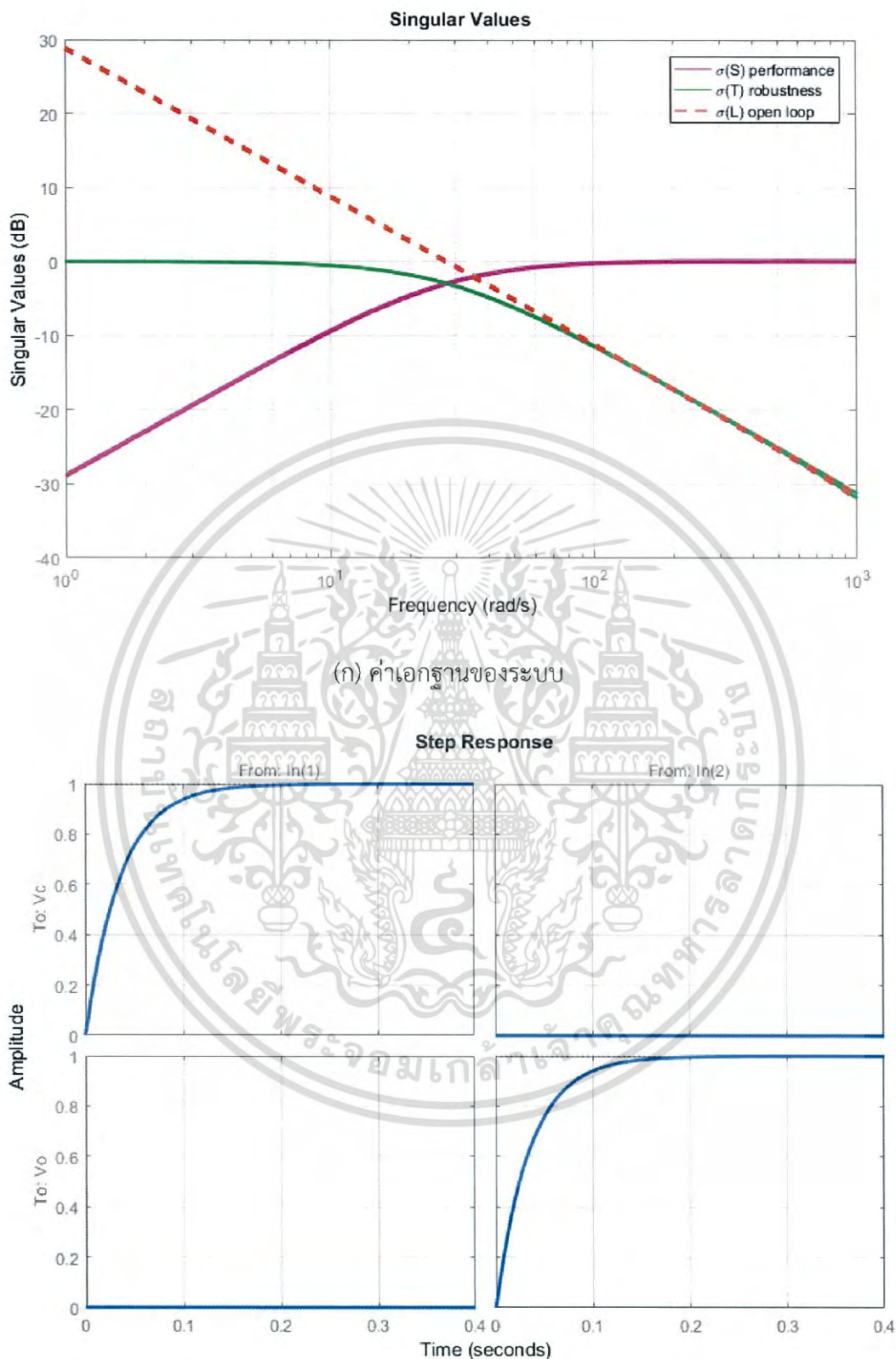
$$L = (1 - \gamma^2) I + XZ \quad (4.11)$$

$$K_{\infty} = \begin{bmatrix} K_{\infty 11} & K_{\infty 12} \\ K_{\infty 21} & K_{\infty 22} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\begin{aligned} K_{\infty 11} &= \frac{1.012s^3 + 1.092 \times 10^4 s^2 + 3.843 \times 10^7 s + 4.38 \times 10^{10}}{s^3 + 1.083 \times 10^4 s^2 + 3.846 \times 10^7 s + 4.463 \times 10^{10}} \\ K_{\infty 12} &= \frac{0.0039s^3 + 42.13s^2 + 1.489 \times 10^5 s + 1.716 \times 10^8}{s^3 + 1.083 \times 10^4 s^2 + 3.846 \times 10^7 s + 4.463 \times 10^{10}} \\ K_{\infty 21} &= \frac{-0.0039s^3 - 42.13s^2 - 1.485 \times 10^5 s - 1.7 \times 10^8}{s^3 + 1.083 \times 10^4 s^2 + 3.846 \times 10^7 s + 4.463 \times 10^{10}} \\ K_{\infty 22} &= \frac{1.012s^3 + 1.092 \times 10^4 s^2 + 3.865 \times 10^7 s + 4.473 \times 10^{10}}{s^3 + 1.083 \times 10^4 s^2 + 3.846 \times 10^7 s + 4.463 \times 10^{10}} \end{aligned} \quad (4.13)$$

ปิดวงรอบและพล็อตค่าเอกฐานและผลตอบสนองทางเวลาของระบบวงรอบปิดที่ออกแบบเป็นดังรูปที่ 4.4 มีค่าฟังก์ชันความไว (S) พบว่าระบบที่มีการเพิ่มตัวควบคุมที่ได้จากการสังเคราะห์นั้นมีค่าอัตราขยายต่ำในย่านความถี่ต่ำเพื่อลดผลของสัญญาณรบกวนและฟังก์ชันเติมเต็มความไว (T) มีค่าประมาณ 1 ที่ความถี่ต่ำเพื่อสมรรถนะการตามรอยคำสั่งที่ดีและมีค่าต่ำที่ความถี่สูงเพื่อลดผลของการรบกวนจากเครื่องมือวัด หาค่า $\|T_{zw}\|_{\infty}$ ของระบบพบว่ามามีค่าเท่ากับ 1.4262 เมื่อตรวจสอบผลตอบสนองเชิงเวลาของระบบพบว่าสามารถตามรอยคำสั่งได้และไม่มีผลการคลีปปลิงระหว่างช่องสัญญาณทำให้การควบคุมทำได้ง่ายขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ผลตอบสนองฟังก์ชันขึ้นบันไดทางเวลา

รูปที่ 4.4 ระบบวงรอบปิดที่ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ทรงเคชัน

ในการนำตัวควบคุมระบบมีรูปแบบดังนี้

$$K = W_1 K_\infty \quad (4.14)$$

ซึ่งจากตัวควบคุมเอชอินฟินิตี้ที่ได้จากการสังเคราะห์นั้นเมื่อนำมารวมเข้ากับฟังก์ชันนำหนักรที่ได้ออกแบบไว้ข้างต้นจะทำให้ตัวควบคุมที่ได้นั้นมีอันดับสูงถึงอันดับ 8 ซึ่งไม่เหมาะสมในการนำไปใช้งานเนื่องจากจะทำให้ตัวควบคุมมีความซับซ้อนมาก จึงต้องทำการลดอันดับเพื่อให้ง่ายในการนำไปใช้โดยในที่นี้จะทำการลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ทรงเคชัน [10] ซึ่งจะพิจารณาพิจารณาจากค่าเอกฐานแองเคิล (Hankel singular values) รูปที่ 4.6 ทำการลดอันดับตัวควบคุมด้วยวิธีบาลานซ์ทรงเคชัน ทำการหาและจัดเรียงค่าเอกฐานแองเคิลเพื่อหาค่าเอกฐานจาก

$$\sigma_i \triangleq \lambda_r^{\frac{1}{2}}(PQ), i=1, \dots, n. \quad (4.15)$$

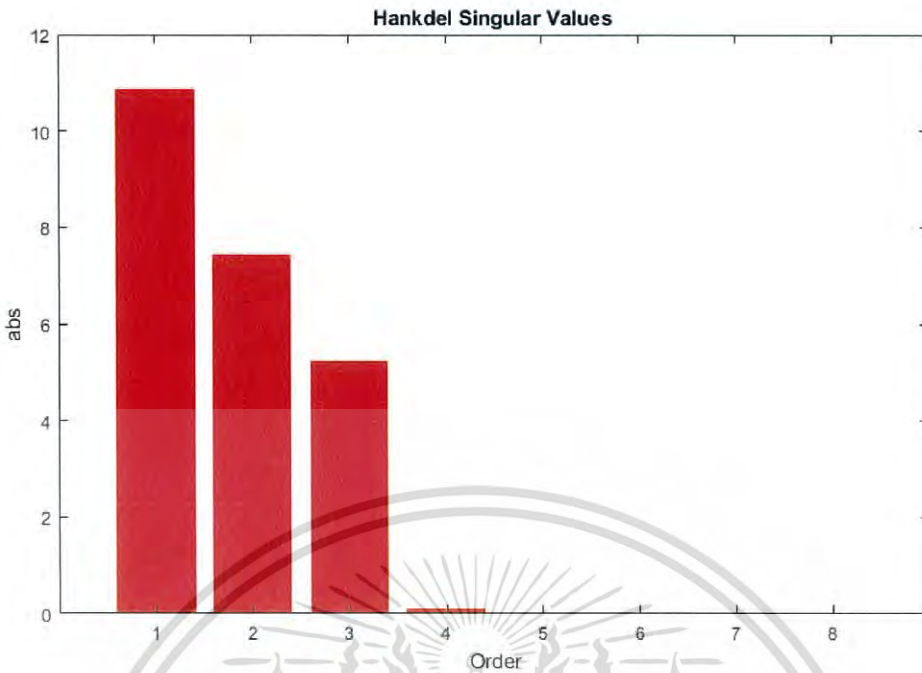
$$AP + PA^T + BB^T = 0 \quad (4.16)$$

$$A^T Q + QA + C^T C = 0 \quad (4.17)$$

$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_m \gg \sigma_{m+1} \geq \dots \geq \sigma_n > 0$ สามารถลดอันดับให้ได้ระบบใหม่ขนาด m (A_r, B_r, C_r)

$$A = \begin{bmatrix} A_r & * \\ * & * \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} B_r \\ * \end{bmatrix}, C = [C_r \quad *] \quad (4.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 ค่าเอกฐานแองเคิล (Hankel singular values) ของตัวควบคุมที่ได้จากการสังเคราะห์

จากรูปที่ 4.5 พบว่าค่าเอกฐานตั้งแต่อันดับที่ 3 ขึ้นไปมีค่าน้อย เมื่อลดตัวควบคุมด้วยวิธีการที่ได้แสดงไว้ในหัวข้อที่ 2.6 [10] เหลืออันดับ 3 แล้ว จะได้ตัวควบคุมที่ลดอันดับแล้วเป็นสมการ (4.19)-(4.20)

$$K_r = \begin{bmatrix} K_{r11} & K_{r12} \\ K_{r21} & K_{r22} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$K_{r11} = \frac{0.001s^3 + 2.0617 \times 10^3 s^2 + 3.3383 \times 10^4 s + 667.0269}{s^3 + 6.6329 \times 10^3 s^2 + 264.9084s + 2.6450}$$

$$K_{r12} = \frac{2.62 \times 10^{-6} s^3 + 5.426s^2 + 2.6175 \times 10^3 s + 52.1857}{s^3 + 6.6329 \times 10^3 s^2 + 264.9084s + 2.6450} \quad (4.20)$$

$$K_{r21} = \frac{-6.2321 \times 10^{-9} s^3 + 2.1356s^2 - 6.325 \times 10^4 s - 1.2613 \times 10^3}{s^3 + 6.6329 \times 10^3 s^2 + 264.9084s + 2.6450}$$

$$K_{r22} = \frac{4.2072 \times 10^{-6} s^3 + 7.882s^2 + 5.1906 \times 10^4 s + 1.0349 \times 10^3}{s^3 + 6.6329 \times 10^3 s^2 + 264.9084s + 2.6450}$$

$$\|T_{zv}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} W_1^{-1} \\ G \end{bmatrix} (I + K G)^{-1} [W_1 \quad G] \right\|_{\infty} \quad (4.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากได้ตัวควบคุมที่ลดอันดับแล้วทำการตรวจสอบโดยแทนตัวควบคุมลงในสมการที่ (4.21) พบว่าค่านอร์มอนันต์ $\|T_{zw}\|_{\infty}$ ของระบบมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 4.3143 ซึ่งทำให้ความคงทนของระบบลดลง

4.3 การลดอันดับด้วยกรรมวิธีแบบฝูงผึ้ง

ขั้นตอนวิธีแบบฝูงผึ้ง (Bee Algorithm) ได้ถูกนำเสนอโดย Pham และคณะ [14] ซึ่งเป็นกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยทำการเลียนแบบพฤติกรรมกรหาแหล่งอาหารของฝูงผึ้งและเป็นกระบวนการหาคำตอบชนิดหนึ่งที่มีพื้นฐานมาจากการเลียนแบบพฤติกรรมของฝูงแมลง (Swarm Based Optimization Algorithm) โดยมีขั้นตอนดังนี้

- 1) กำหนดโครงสร้างตัวควบคุมให้มีอันดับเหมือนกับตัวควบคุมที่ได้จากวิธีบาลานซ์ทรงเคชัน สุ่มกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ให้ผึ้งแต่ละตัว โดยให้ผึ้งตัวหนึ่งมีสัมประสิทธิ์เหมือนกับตัวควบคุมที่ได้จากบาลานซ์ทรงเคชัน
- 2) ทำการหาฟังก์ชันต้นทุน $\|T_{zw} - \|T_{zw}^*\|_{\infty}$ เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบทำให้ได้ K_{bees} จากผึ้งแต่ละตัว โดย $\|T_{zw}^*\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} W^{-1} \\ G \end{bmatrix} (I + K_{bees} G)^{-1} [W_1 \ G] \right\|_{\infty}$
- 3) จัดเรียงค่าฟังก์ชันต้นทุนเรียงจากน้อยไปมากโดยค่าน้อยหมายถึงดีที่สุด
- 4) เลือกตำแหน่งของผึ้ง m ตัวแรกเป็นพื้นที่ที่ถูกเลือก
- 5) เลือกตำแหน่งของผึ้ง e ตัวแรกเป็นพื้นที่ที่ดีที่สุด
- 6) สุ่มค่าของผึ้ง be รอบพื้นที่ที่ดีที่สุด (e) ทำการหาค่าฟังก์ชันต้นทุนแล้วจดจำตำแหน่งไว้
- 7) สุ่มค่าของผึ้ง bs รอบพื้นที่ที่ถูกเลือกที่เหลือ ($m-e$) ทำการหาค่าฟังก์ชันต้นทุนแล้วจดจำตำแหน่งไว้
- 8) สุ่มค่าตำแหน่งให้กับผึ้งที่เหลือเพื่อหาพื้นที่ใหม่ๆ
- 9) ทำซ้ำตั้งแต่ขั้นตอนที่ 2 จนครบรอบ (i)

ทำการหาตัวควบคุมโดยวนรอบด้วยพารามิเตอร์ต่างๆที่ได้จากการทดลองทำซ้ำเพื่อหาค่าที่เหมาะสม ซึ่งพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับวิธีแบบฝูงผึ้งแสดงดังตารางที่ 2 ทำการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ของผึ้งตัวแรกให้มีค่าเท่ากับสัมประสิทธิ์ของตัวควบคุมที่ได้จากการสังเคราะห์และวิธี

บาลานซ์ทรงเคชันเพื่อให้สามารถทำการค้นหาได้รวดเร็ว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

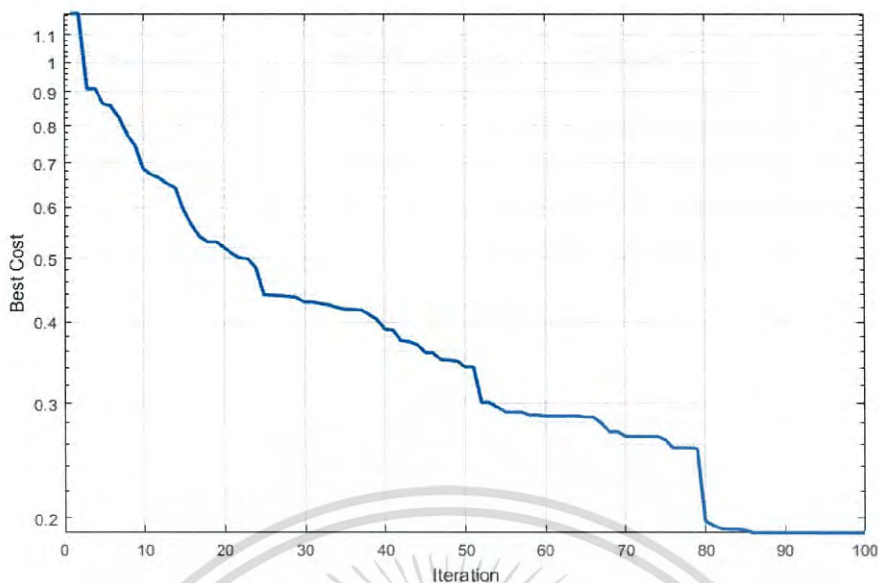
ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ของขั้นตอนวิธีแบบฝูงผึ้ง

พารามิเตอร์	ค่า
จำนวนรอบ (i)	100
จำนวนผึ้ง (n)	50
จำนวนพื้นที่ที่ถูกเลือก (m)	20
จำนวนพื้นที่ที่ดีที่สุด (e)	6
จำนวนพื้นที่ที่เหลือ ($m-e$)	14
จำนวนผึ้งสำหรับพื้นที่ที่เหลือ (bs)	15
จำนวนผึ้งสำหรับพื้นที่ที่ดีที่สุด (be)	30

ทำตามวิธีขั้นตอนแบบฝูงผึ้งเพื่อหาตัวควบคุมที่มีอันดับ 3 นั้นเมื่อทำการวนรอบโปรแกรมจะทำให้ค่าที่ได้จากการวนรอบเข้าใกล้ค่าที่ต้องการมากขึ้นเรื่อยๆ โดยรูปที่ 4.6 แสดงการลดลงของความแตกต่างระหว่างค่านอร์มอ์นันต์ $\|T_{zw}\|$ ของระบบวงรอบปิดที่ได้จากการสุ่มค่าตัวควบคุมด้วยวิธีการแบบฝูงเทียบกับค่านอร์มอ์นันต์ที่ต้องการ ($\Delta\|T_{zw}\|$) พบว่าหลังจากการวนรอบครบ 100 รอบ ตัวควบคุมที่ได้จะทำให้ค่าความแตกต่างเพียง 0.1987 และได้ตัวควบคุมใหม่ซึ่งมีอันดับเท่ากับ 3 และมีความตามสมการ (4.22)

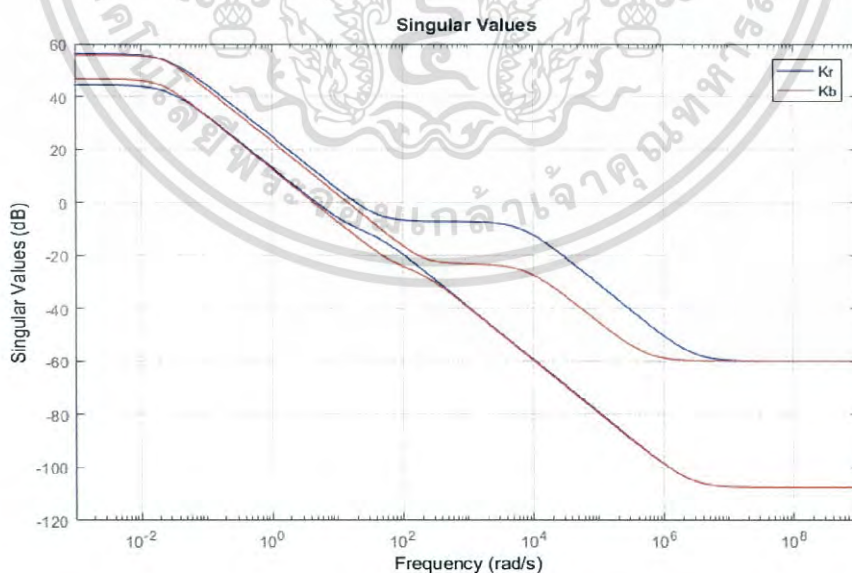
$$\begin{aligned}
 K_{bes11} &= \frac{0.001s^3 + 622.7501s^2 + 4.4015 \times 10^4 s + 780.8962}{s^3 + 1.0763 \times 10^4 s^2 + 264.9084s + 2.6450} \\
 K_{bes12} &= \frac{2.6204 \times 10^{-6} s^3 - 3.9446s^2 + 4.9044 \times 10^3 s + 310.2287}{s^3 + 1.0763 \times 10^4 s^2 + 264.9084s + 2.6450} \\
 K_{bes21} &= \frac{-6.32321^{-9} s^3 + 2.1356s^2 - 8.2257 \times 10^4 s - 1.2306 \times 10^3}{s^3 + 1.0763 \times 10^4 s^2 + 264.9084s + 2.6450} \\
 K_{bes22} &= \frac{4.2072 \times 10^{-6} s^3 + 7.8820s^2 + 6.6436 \times 10^4 s + 2.846 \times 10^3}{s^3 + 1.0763 \times 10^4 s^2 + 264.9084s + 2.6450}
 \end{aligned} \tag{4.22}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



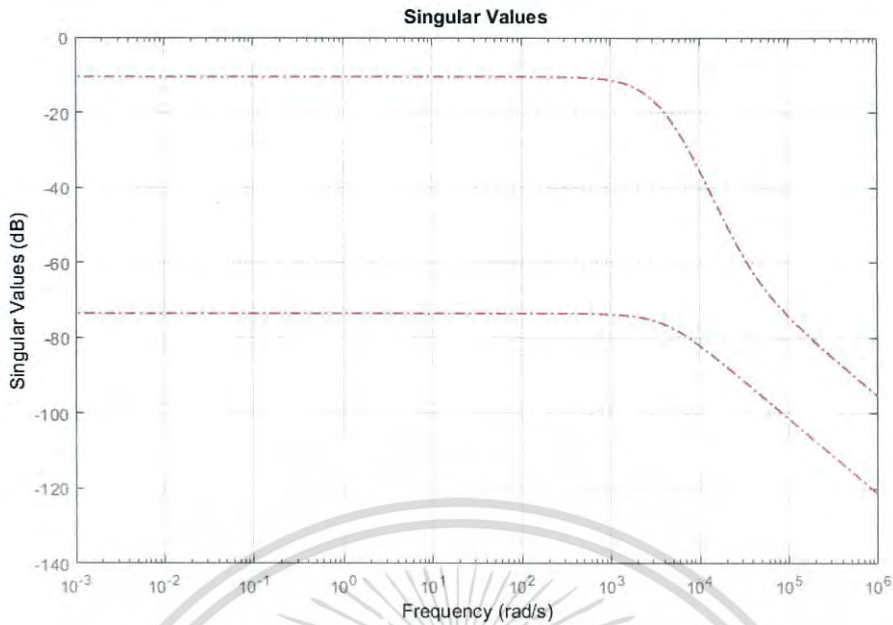
รูปที่ 4.6 ค่าฟังก์ชันต้นทุนในแต่ละรอบ

ทำการหาค่านอร์มอ์มนันต์ $\|T_{zw}\|$ โดยการแทนค่า K_{bees} ลงในสมการ (4.21) พบว่ามีค่า $\|T_{zw}\| = 1.6160$ ซึ่งน้อยกว่าค่าที่ได้จากที่ใช้ตัวควบคุมจากบาลานซ์ทริงเคชั่น รูปที่ 4.7 แสดงกราฟโบทของตัวควบคุมจากบาลานซ์ทริงเคชั่น (สีน้ำเงิน) และจากวิธีแบบฝูงผึ้ง



รูปที่ 4.7 กราฟโบทของตัวควบคุมที่ได้จากวิธีบาลานซ์ทริงเคชั่นและจากวิธีแบบฝูงผึ้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

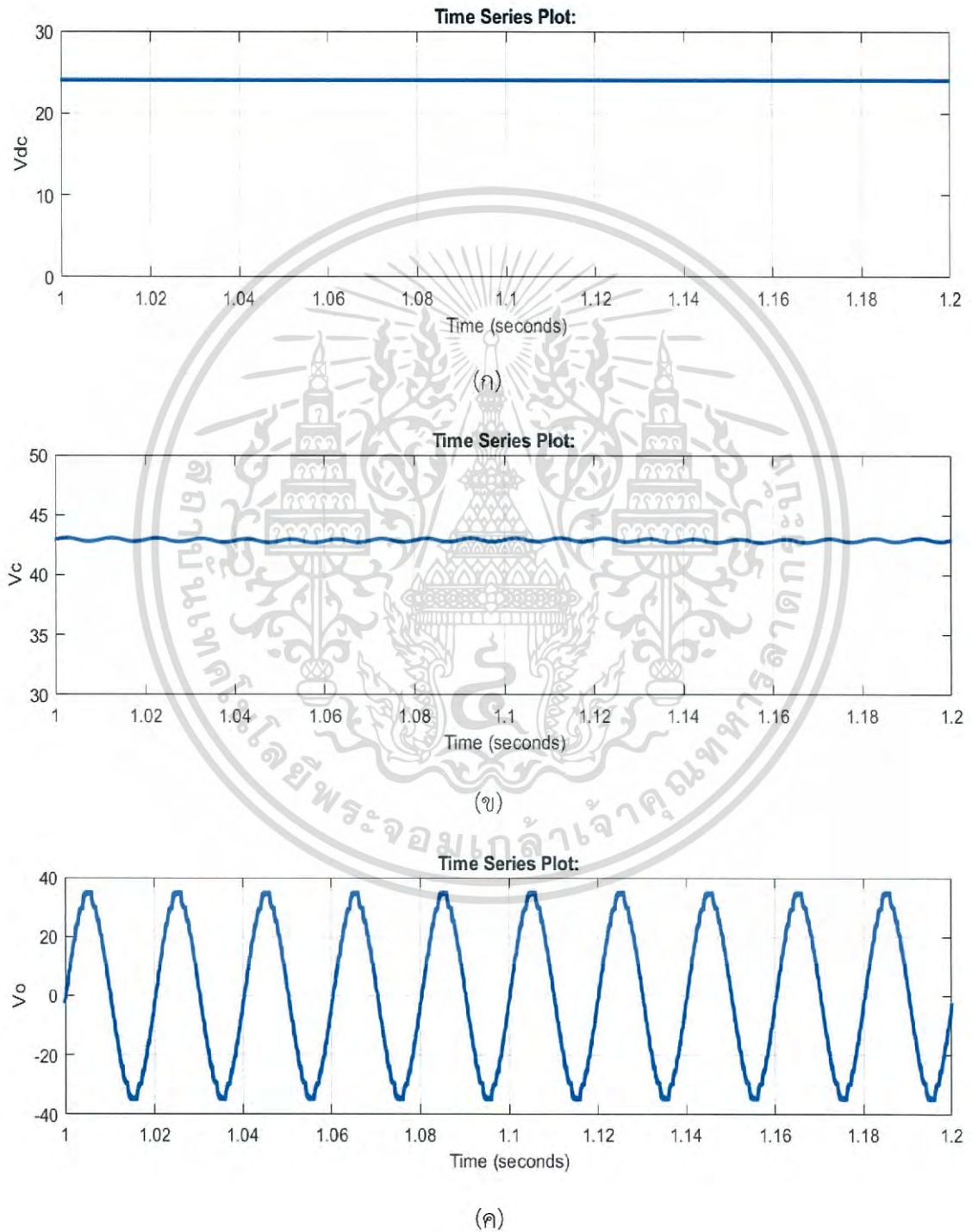


รูปที่ 4.8 กราฟโบดความแตกต่างระหว่างตัวควบคุมจากวิธีบาลานซ์ทรงเคชันและจากวิธีแบบฟุ้งฝิ่ง
($K_r - K_{bees}$)

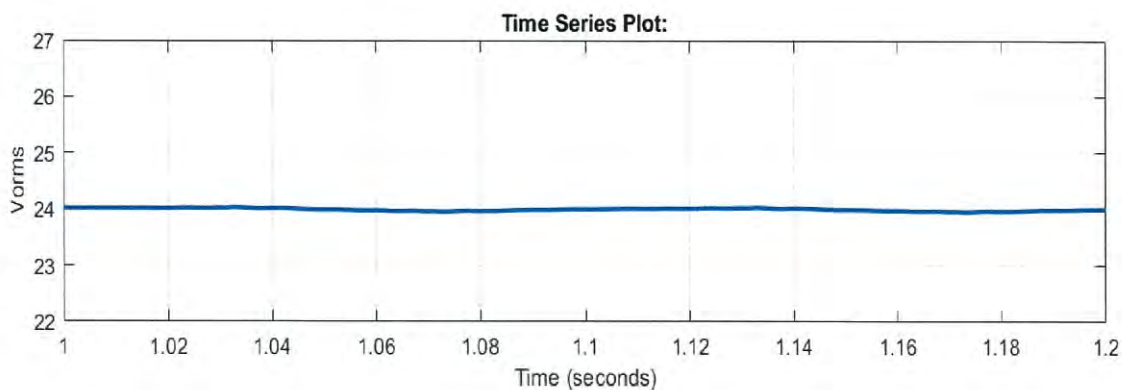
จากรูปที่ 4.8 แสดงกราฟโบดของความแตกต่างระหว่างตัวควบคุมทั้งสอง ($K_r - K_{bees}$) พบว่าหลังจากผ่านวิธีการแบบฟุ้งฝิ่งแล้วทำให้ตัวควบคุมที่ได้นั้นมีการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายเพื่อให้ได้ค่าความคงทนที่ดีขึ้น

5.2 ผลการจำลองในสภาวะคงตัว

ทำการจำลองระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ได้จากแต่ละวิธี ตั้งค่า set point $V_{Orms} = 24 V_{rms}$ และ $V_c = 42.9 V$ ทำการจำลองด้วยตัวควบคุมที่ไม่ได้ลดอันดับ (อันดับ 8) ด้วยพารามิเตอร์ในสภาวะคงตัวได้ผลการจำลองดังรูปที่ 5.2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

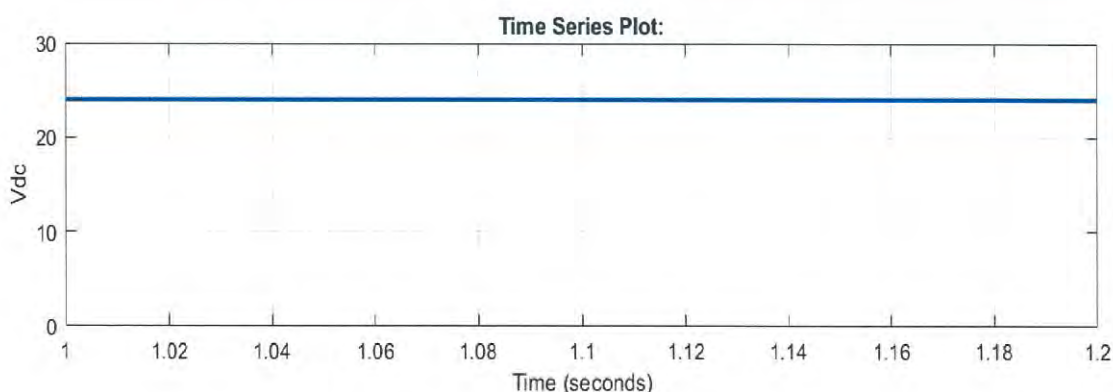


(ง)

รูปที่ 5.2 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ที่สถานะคงตัว
 (ก) แรงดันอินพุต (V_{dc}). (ข) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_C). (ค) แรงดันเอาต์พุต (V_O).
 (ง) แรงดันเอาต์พุต RMS (V_{Orms}).

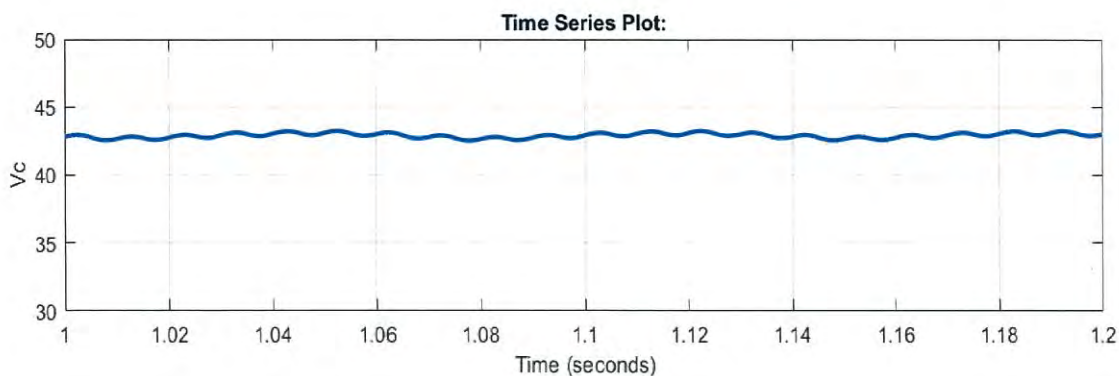
จากรูปที่ 5.2 ผลการจำลองของระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ได้จากวิธีจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ที่ไม่ได้ลดอันดับในสถานะที่แรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์คงที่นั้น ตัวควบคุมสามารถรักษาเสถียรภาพของระบบได้ มีการตามรอยคำสั่งที่ดีและเมื่อทำการวัดค่า THD_v ของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตามสมการ (5.1) พบว่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์มีค่า THD_v = 2.12 %

ทำการจำลองด้วยตัวควบคุมลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ทริงเคชัน (Balance truncation) ซึ่งมีอันดับ 3 ด้วยพารามิเตอร์ในสถานะคงตัวได้ผลการจำลองดังรูปที่ 5.3

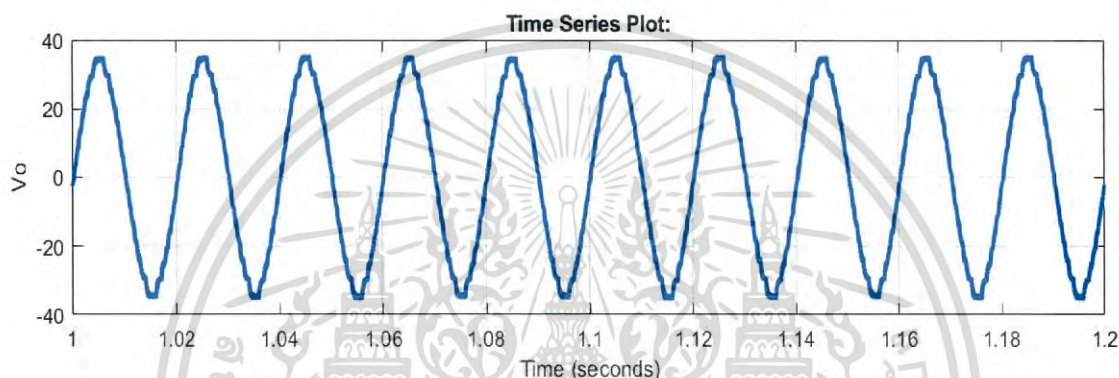


(ก)

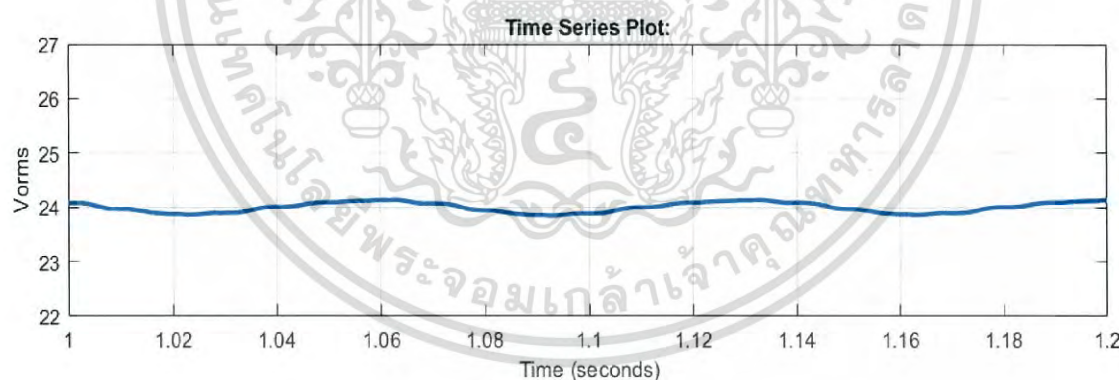
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)

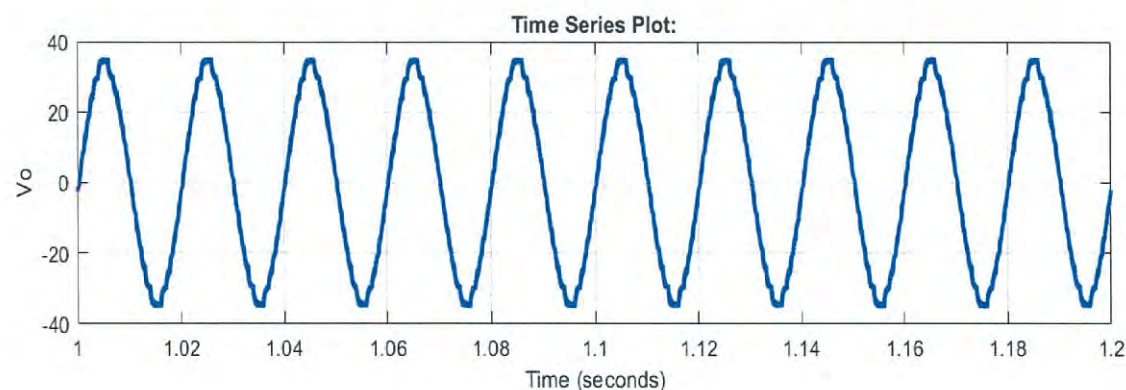
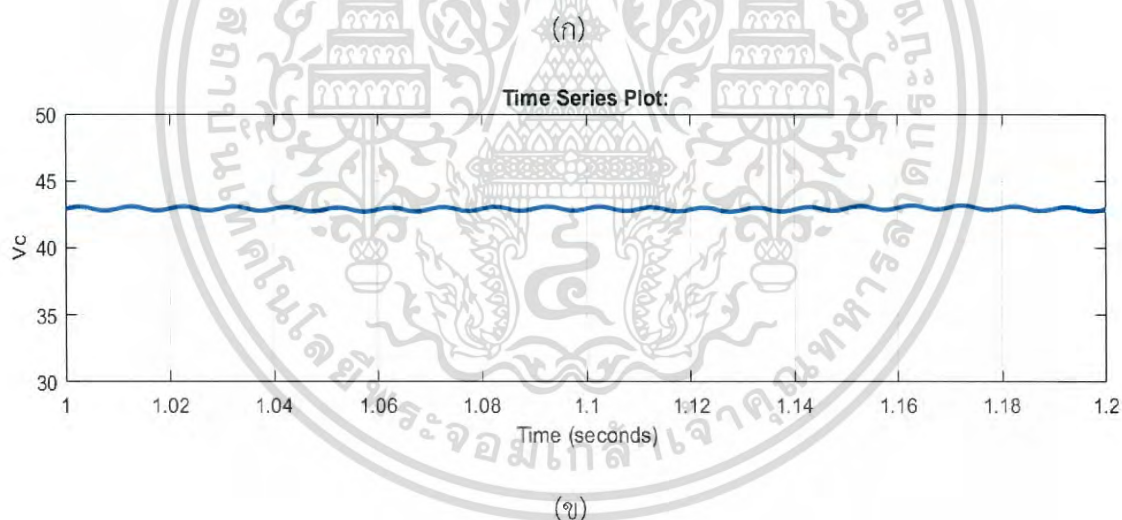
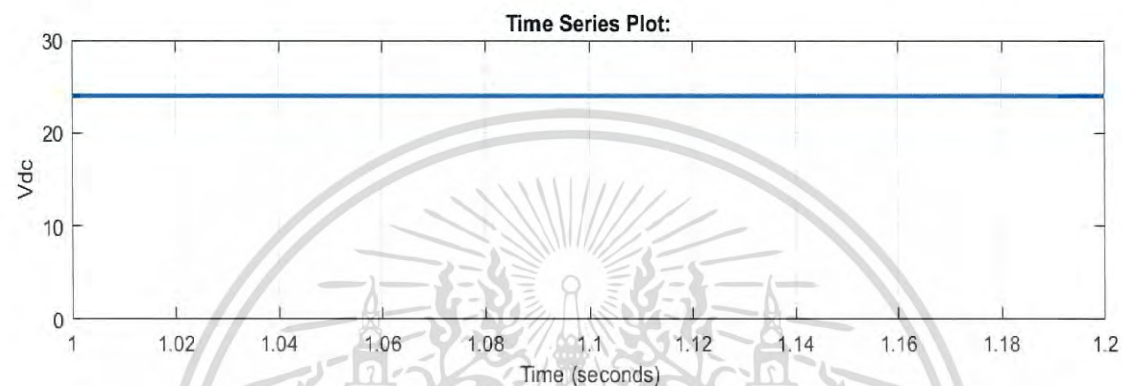


(ง)

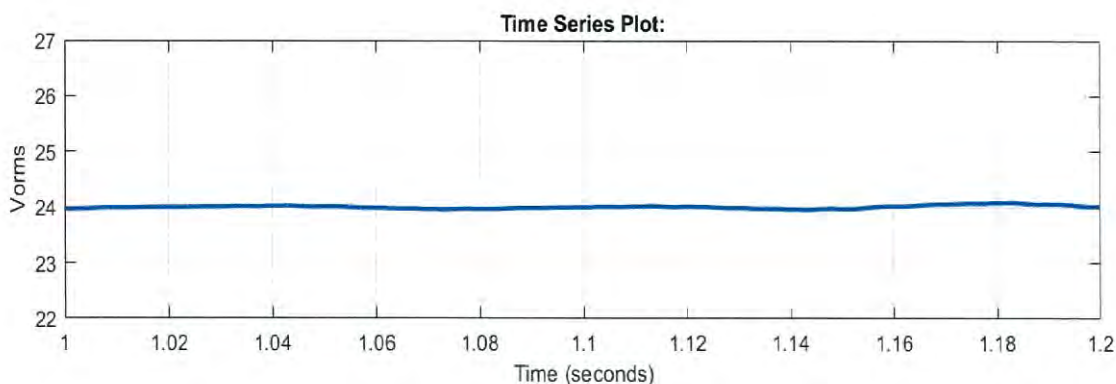
รูปที่ 5.3 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ทรงเคชันที่สถานะคงตัว
 (ก) แรงดันอินพุต (V_{dc}). (ข) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_c). (ค) แรงดันเอาต์พุต (V_o).
 (ง) แรงดันเอาต์พุต RMS (V_{orms}).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองรูปที่ 5.3 ผลการจำลองของระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ได้จากวิธีบาลานซ์
ทรงเคชั่นในสถานะที่แรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์คงที่นั้น ตัวควบคุมสามารถ
รักษาเสถียรภาพของระบบได้ มีการตามรอยคำสั่งที่ดีแต่จะมีการแกว่งในช่วงเล็กๆของแรงดันเอาต์พุต
และเมื่อทำการวัดค่า THD_v ของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตามสมการ (5.1) พบว่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต
ของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์มีค่า THD_v = 2.15 %



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีแบบฟุ้งที่สถานะคงตัว(ก) แรงดันอินพุต(V_{dc}).
 (ข) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_C). (ค) แรงดันเอาต์พุต (V_O). (ง) แรงดันเอาต์พุต RMS (V_{Orms}).

จากผลการทดลองรูปที่ 5.4 ผลการจำลองของระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ได้จากวิธีแบบฟุ้งในสถานะที่แรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์คงที่นั้น ตัวควบคุมสามารถรักษาเสถียรภาพของระบบได้ มีการตามรอยคำสั่งที่ดีแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีความใกล้เคียงกับกรณีที่ใช้ตัวควบคุมที่ไม่ได้ลดอันดับของแรงดันเอาต์พุตและเมื่อทำการวัดค่า THD_v ของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตามสมการ (5.1) พบว่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์มีค่า THD_v = 2.12 %

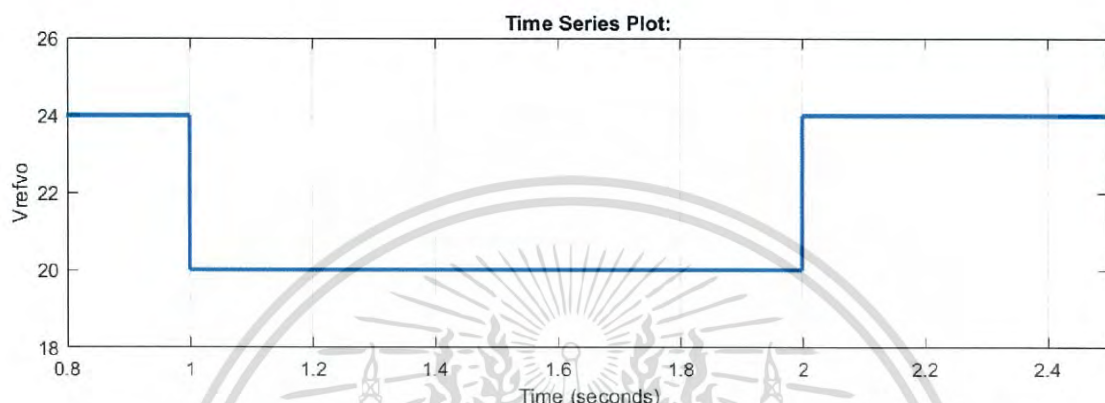
ตารางที่ 5.1 ค่า THD_v ของระบบในสถานะคงตัว

ระบบที่ใช้ตัวควบคุม	THD _v
การจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้	2.12%
วิธีบาลานซ์ทรงเคชัน	2.15%
วิธีแบบฟุ้ง	2.12%

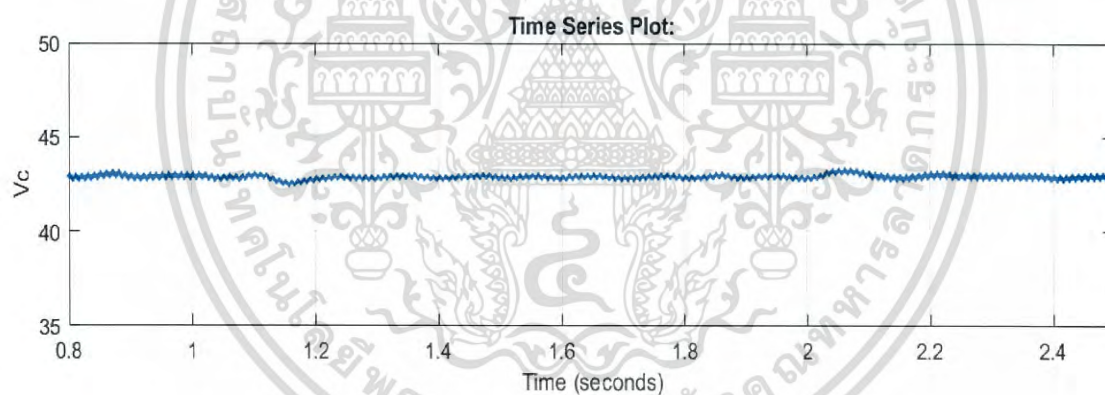
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 ผลการจำลองเมื่อทำการเปลี่ยนค่าอ้างอิงแรงดันเอาต์พุต V_o

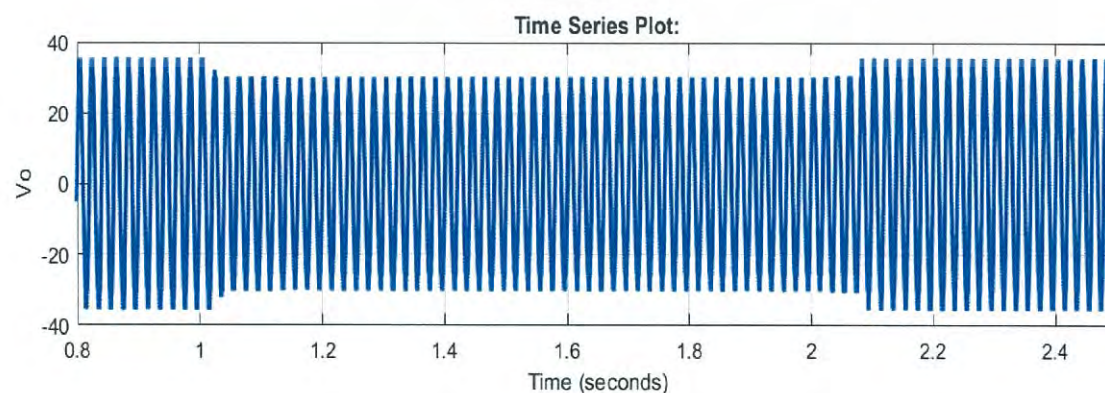
ทำการทดสอบความสามารถในการตามรอยคำสั่งโดยทำการเปลี่ยนค่าสัญญาณอ้างอิงของระบบให้ลดลงจาก $V_{orms} = 24 V_{rms}$ ไปเป็น $22 V_{rms}$ ที่เวลา $t = 1$ วินาทีและเพิ่มขึ้นจาก $22 V_{rms}$ เป็น $24 V_{rms}$ ที่เวลา $t = 2$ วินาที โดยให้ $V_c = 42.9 V$ คงที่โดยสัญญาณอ้างอิง V_{orms} แสดงดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 สัญญาณอ้างอิงคำสั่งสำหรับแรงดันเอาต์พุต (V_{orms}).

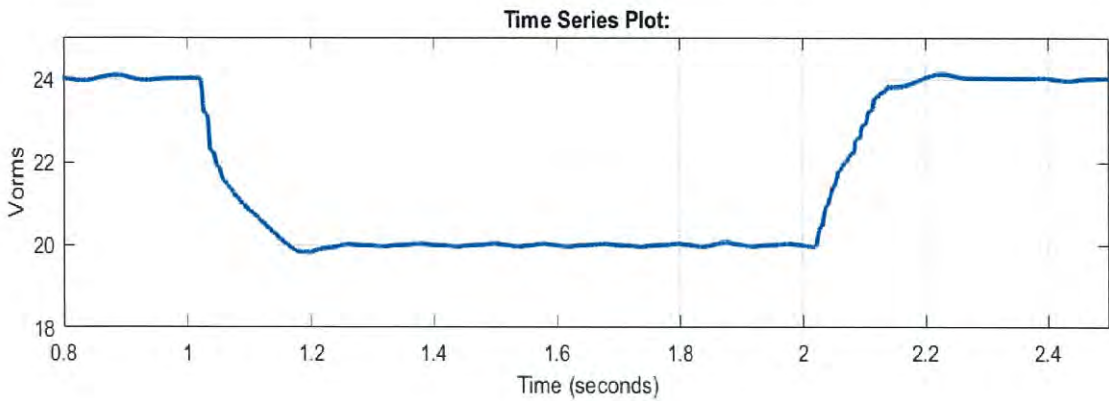


(ก)



(ข)

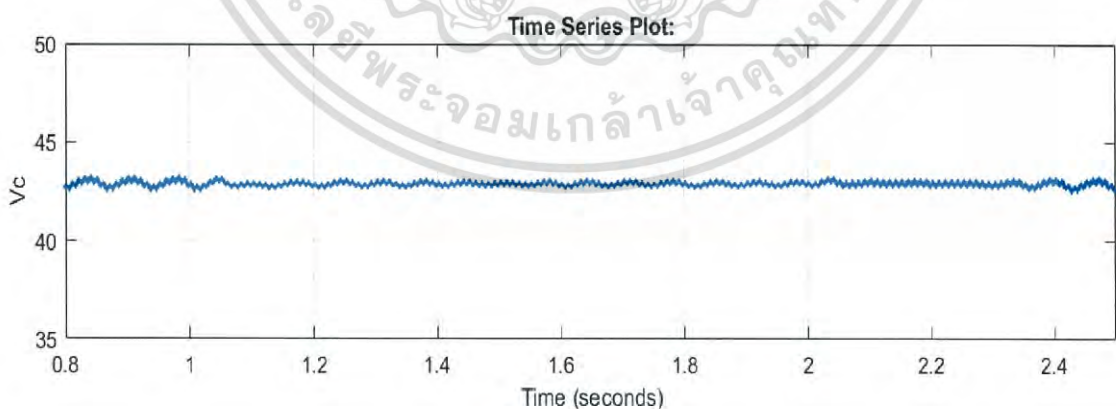
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

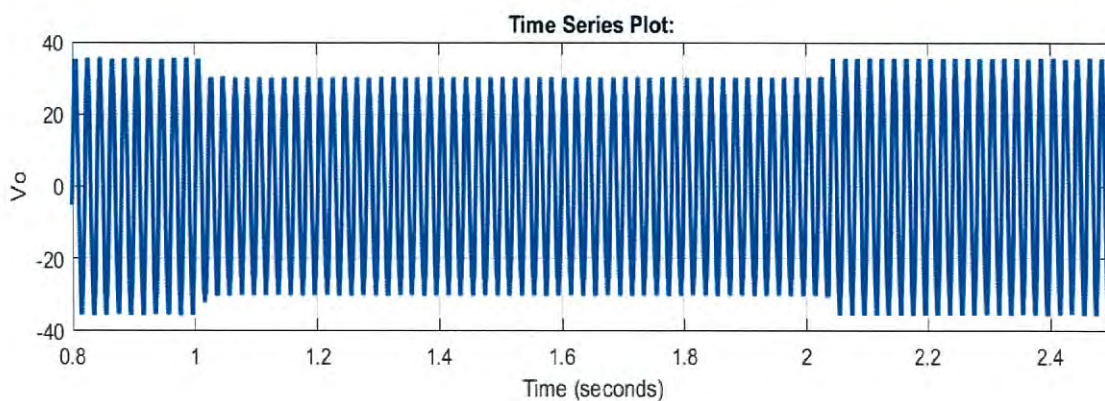
รูปที่ 5.6 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงแรงดันเอาต์พุตที่เวลา $t=1s$ และ $t=2s$ (ก) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_C). (ข) แรงดันเอาต์พุต (V_O). (ค) แรงดันเอาต์พุต RMS (V_{Orms}).

จากรูปที่ 5.6 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงของแรงดันเอาต์พุต (V_{Orms}) พบว่ามีเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวเมื่อทำการเปลี่ยนสัญญาณอ้างอิงขาลง 0.134 วินาที และขาขึ้นเท่ากับ 0.117 วินาที แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุสามารถรักษาแรงดันได้คงที่เนื่องจากการไม่มีการคลี่ปลิงระหว่างช่องสัญญาณ

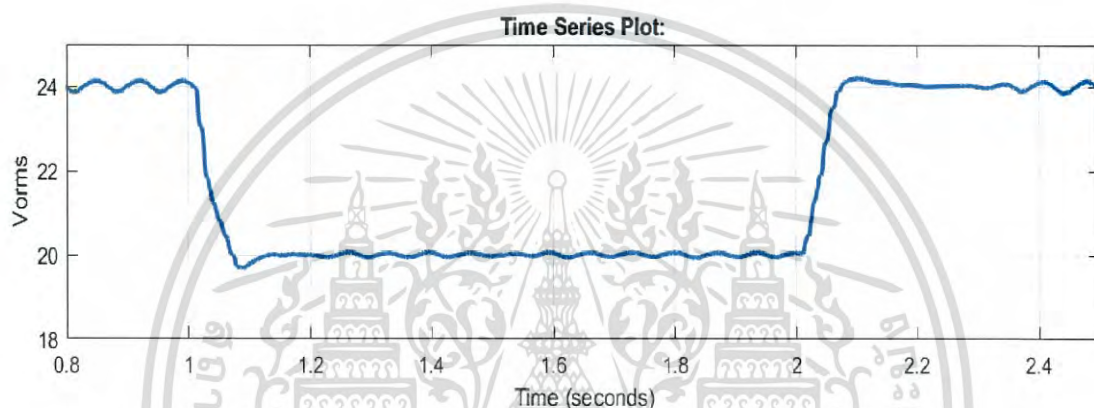


(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

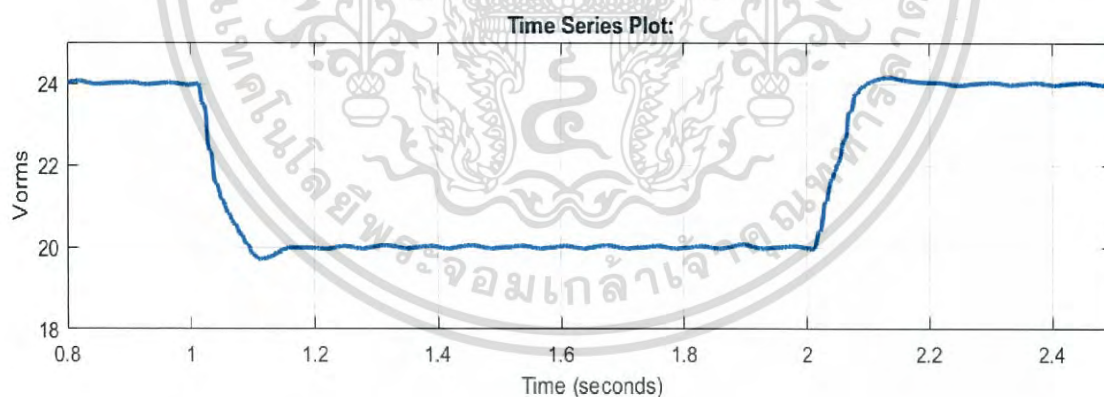
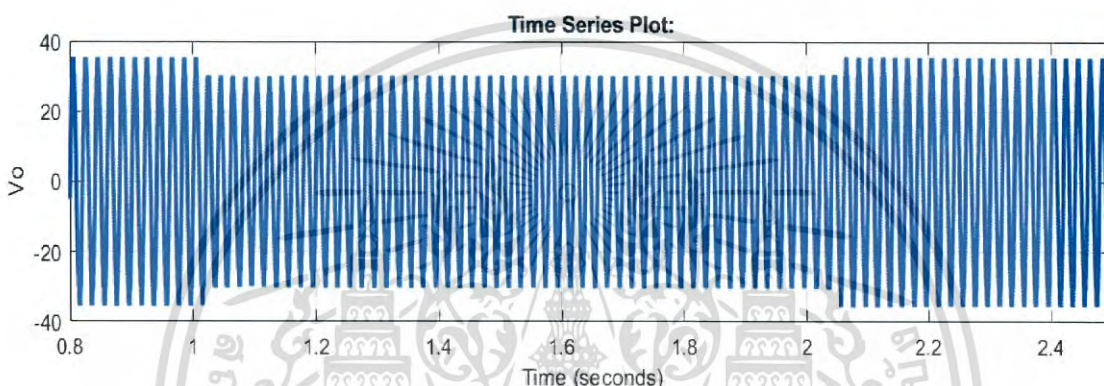
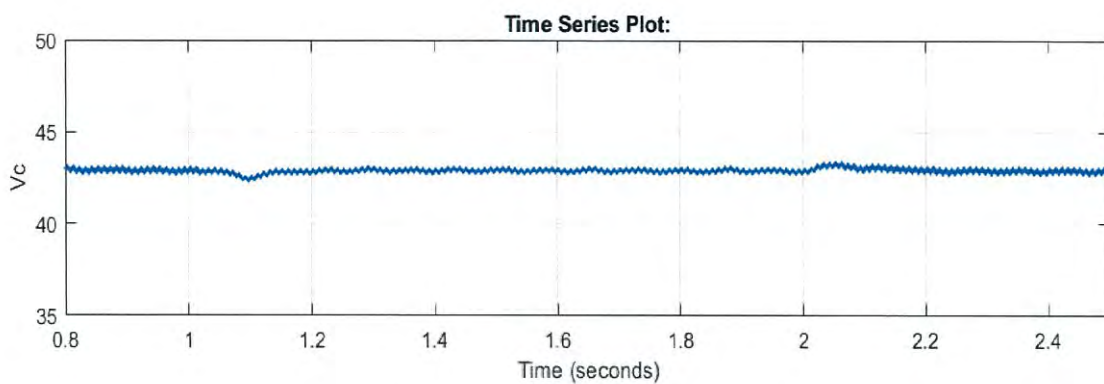


(ค)

รูปที่ 5.7 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ทรงเคชั่นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงแรงดันเอาต์พุตที่เวลา $t=1\text{s}$ และ $t=2\text{s}$ (ก) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_C). (ข) แรงดันเอาต์พุต (V_O). (ค) แรงดันเอาต์พุต RMS (V_{Orms}).

จากรูปที่ 5.7 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีบาลานซ์ทรงเคชั่นเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงของแรงดันเอาต์พุต (V_{Orms}) พบว่ามีเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวเมื่อทำการเปลี่ยนสัญญาณอ้างอิงขาลง 0.063 วินาที และขาขึ้นเท่ากับ 0.063 วินาทีเท่ากัน แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุและแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีการแกว่งเกิดขึ้น แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุสามารถรักษาแรงดันได้คงที่เนื่องจากไม่มีการคลี่ปลิงระหว่างช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีแบบฟลูมั้งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิง แรงดันเอาต์พุตที่เวลา $t=1\text{s}$ และ $t=2\text{s}$ (ก) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_C). (ข) แรงดันเอาต์พุต (V_O). (ค) แรงดันเอาต์พุต RMS (V_{Orms}).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.8 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีแบบฝูงผึ้งเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงของแรงดันเอาต์พุต (V_{Orms}) พบว่าโดยมีเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวเมื่อทำการเปลี่ยนสัญญาณอ้างอิงขาลง 0.077 วินาที และขาขึ้นเท่ากับ 0.075 วินาทีเท่ากัน แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุสามารถรักษาแรงดันได้คงที่เนื่องจากไม่มีการคล่ปลั้งระหว่างช่องสัญญาณ

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบสมรรถนะเชิงเวลาของแรงดันเอาต์พุต V_o ขณะมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงแรงดันเอาต์พุต V_o

ระบบที่ใช้ตัวควบคุม	เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน (M_p) %		เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว (t_s) (วินาที)	
	ขาลง	ขาขึ้น	ขาลง	ขาขึ้น
การจัดสัญญาณวงรอบ เอชอินฟินิตี้	0.9	0.5	0.134	0.117
วิธีบาลานซ์ทรงเคชัน	1.6	0.83	0.063	0.063
วิธีแบบฝูงผึ้ง	1.35	0.625	0.077	0.075

ตารางที่ 5.3 ผลกระทบต่อแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_c ขณะมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงแรงดันเอาต์พุต V_o

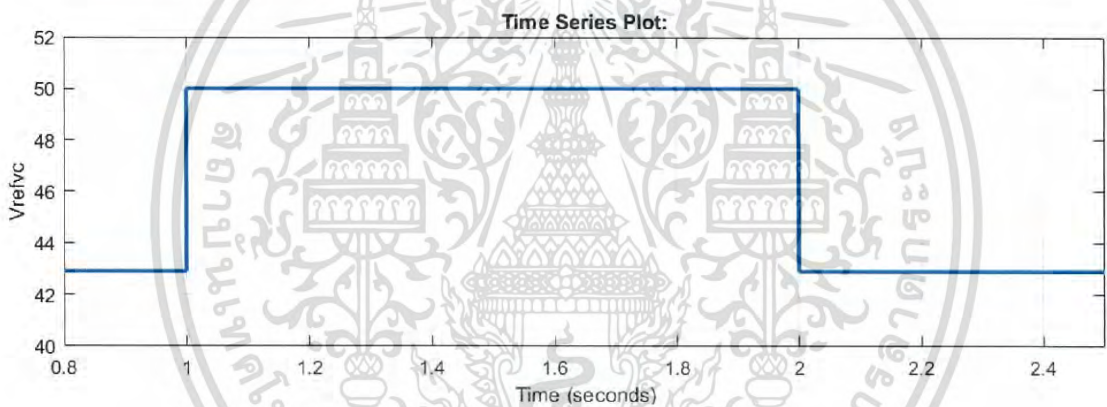
ระบบที่ใช้ตัวควบคุม	เปอร์เซ็นต์ผิดเพี้ยนจากสภาวะคงตัว%	เวลากลับเข้าสู่สภาวะคงตัว (t_s) วินาที
การจัดสัญญาณวงรอบ เอชอินฟินิตี้	ไม่มี	ไม่มี
วิธีบาลานซ์ทรงเคชัน	ไม่มี	ไม่มี
วิธีแบบฝูงผึ้ง	ไม่มี	ไม่มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

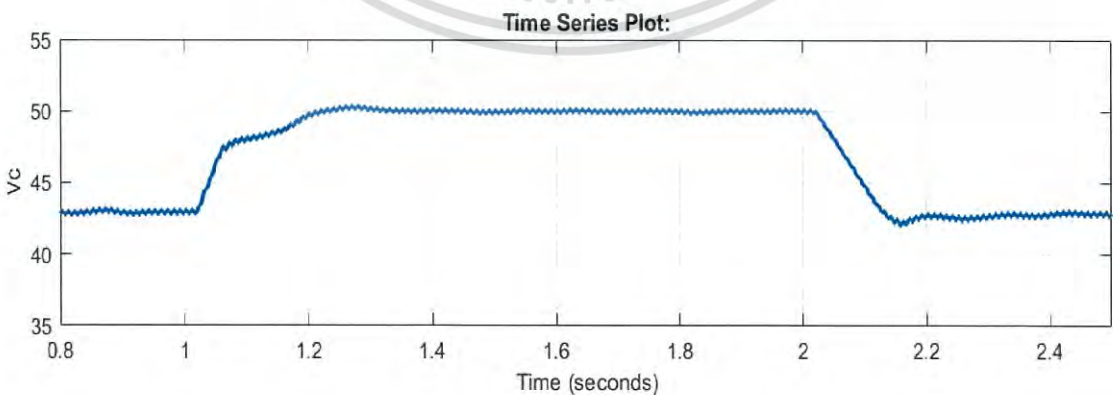
จากตารางที่ 5.2 และ ตารางที่ 5.3 พบว่าตัวควบคุมทั้งสามสามารถรักษาเสถียรภาพได้โดยความผิดพลาดที่สภาวะคงตัวเป็นศูนย์แต่ตัวควบคุมที่ได้จากบาลานซ์ฟังก์ชันนั้นจะมีค่าการพุ่งเกินสูงสุดและจากกราฟรูปที่ 5.7 จะเห็นได้ว่าการแกว่งของแรงดันที่สภาวะคงตัวมากกว่าระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตีและแบบฟุ้งอย่างเห็นได้ชัด

5.4 ผลการจำลองเมื่อทำการเปลี่ยนค่าอ้างอิงแรงดันเอาท์พุท V_c

ทำการทดสอบความสามารถในการตามรอยคำสั่งของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_c โดยทำการเปลี่ยนค่าสัญญาณอ้างอิงของระบบให้เพิ่มขึ้นจาก $V_c = 42.9 \text{ V}$ ไปเป็น 50 V ที่เวลา $t = 1$ วินาทีและลดลงจาก 50 V เป็น 42.9 V ที่เวลา $t = 2$ วินาที โดยให้ $V_{rms} = 24 \text{ V}_{rms}$ คงที่โดยสัญญาณอ้างอิง V_c แสดงดังรูปที่ 5.9

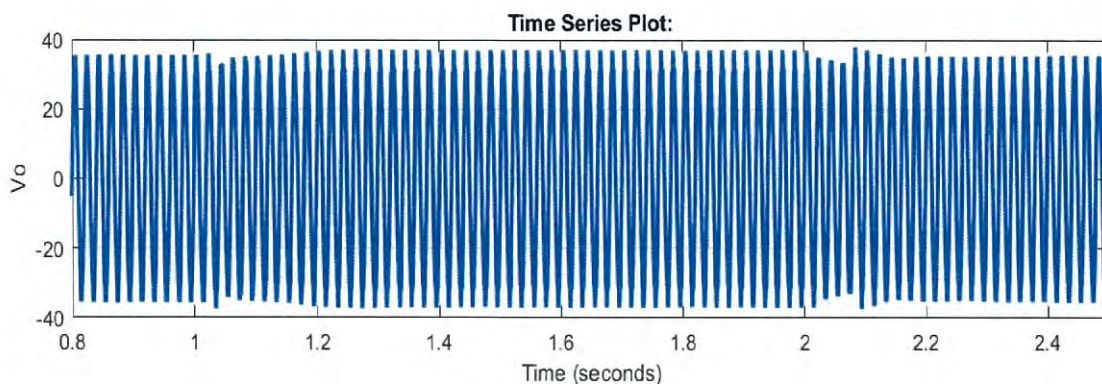


รูปที่ 5.9 สัญญาณอ้างอิงคำสั่งสำหรับแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_c).

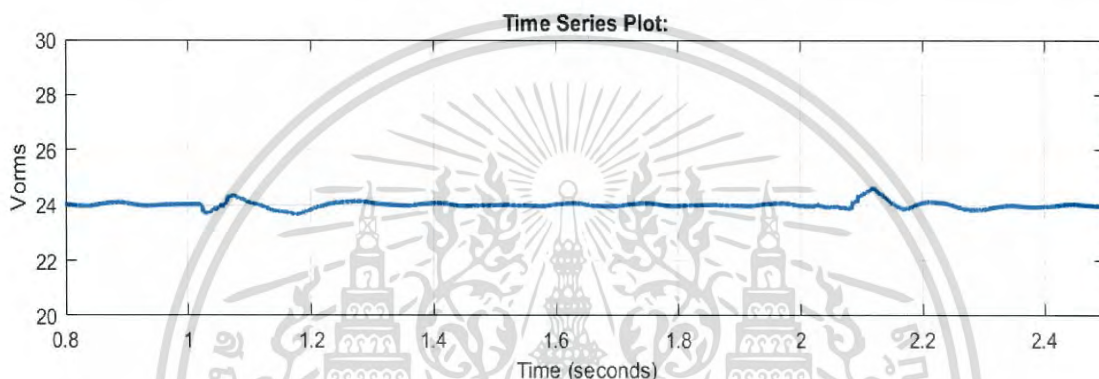


(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

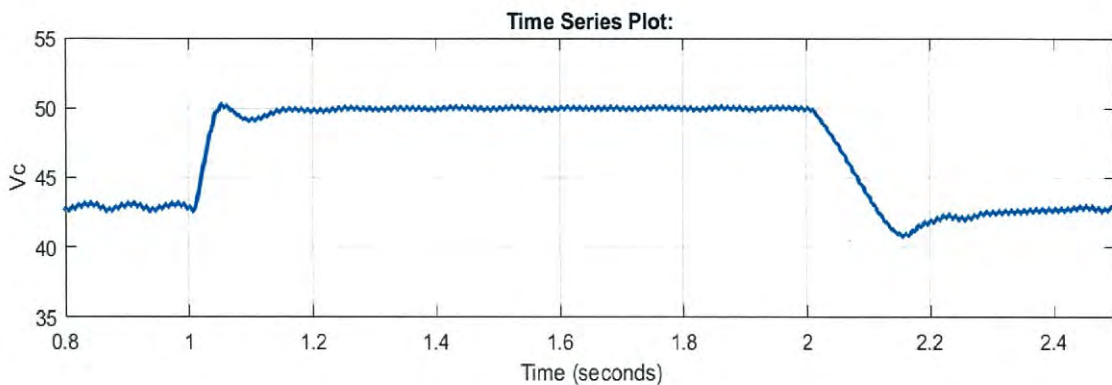


(ค)

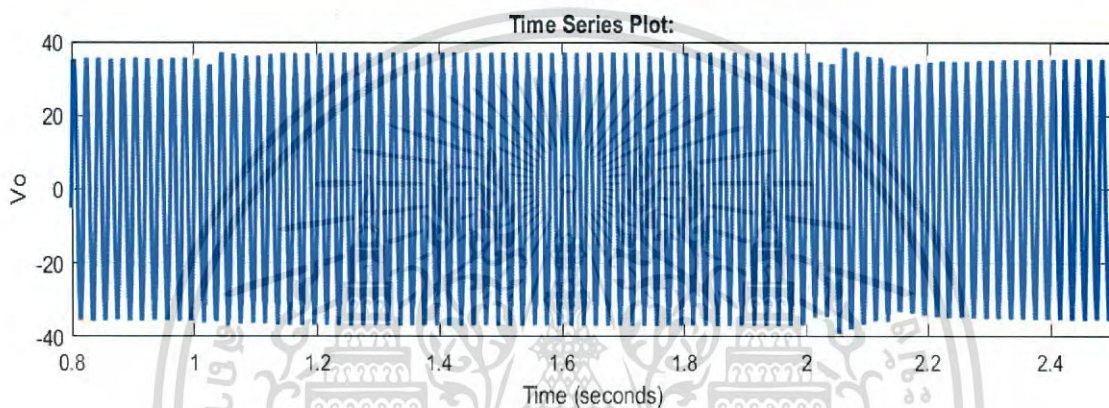
รูปที่ 5.10 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลา $t=1\text{s}$ และ $t=2\text{s}$ (ก) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_C). (ข) แรงดันเอาต์พุต (V_O). (ค) แรงดันเอาต์พุต RMS ($V_{O_{rms}}$).

จากรูปที่ 5.10 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_C) พบว่ามีเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวเมื่อทำการเปลี่ยนสัญญาณอ้างอิงขาขึ้น 0.19 วินาที และขาลงเท่ากับ 0.13 วินาที แรงดันเอาต์พุตสามารถรักษาเสถียรภาพได้แต่มีช่วงทรานเซียนเล็กน้อย

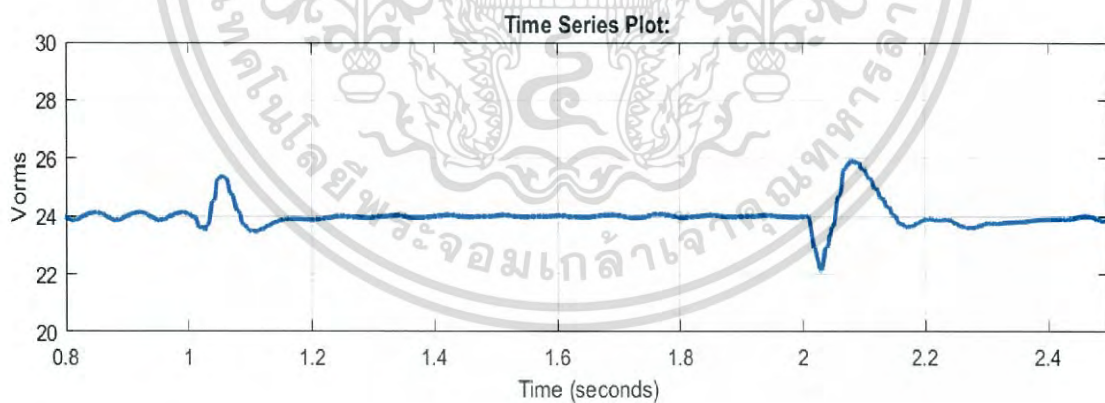
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

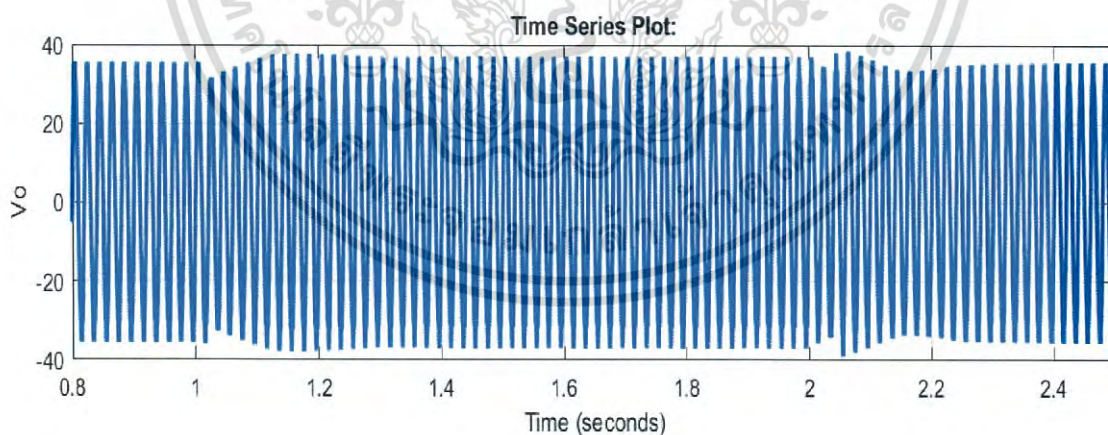
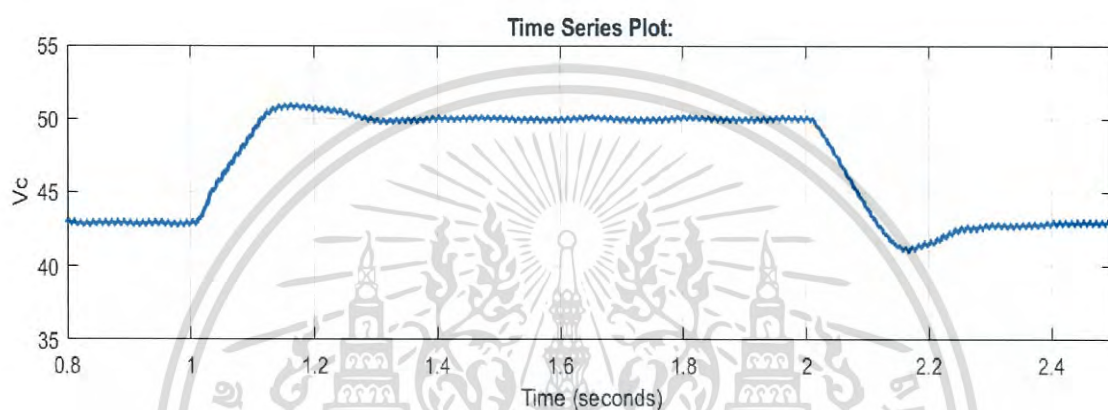


(ค)

รูปที่ 5.11 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ทรงเคชั่นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลา $t=1s$ และ $t=2s$ (ก) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_c). (ข) แรงดันเอาต์พุต (V_o). (ค) แรงดันเอาต์พุตรMS (V_{orms}).

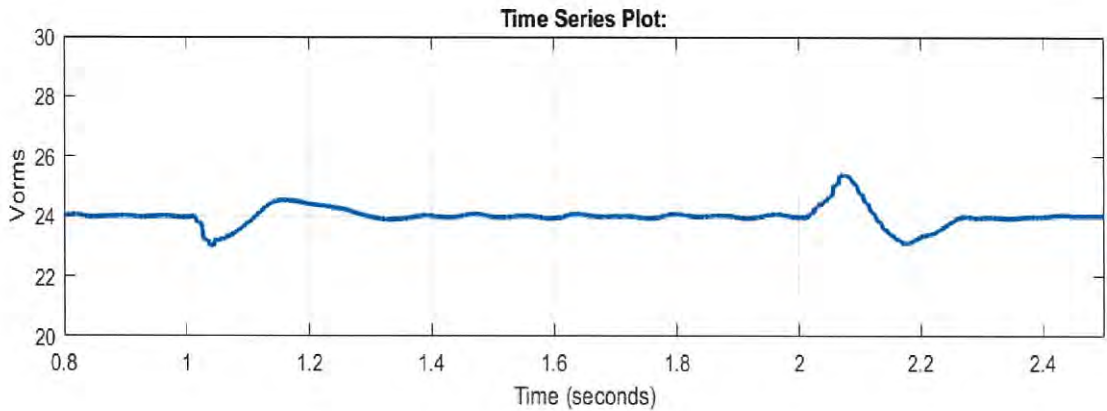
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.11 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ทรงเคชันเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_c) พบว่ามีเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวเมื่อทำการเปลี่ยนสัญญาณอ้างอิงขาขึ้น 0.042 วินาที และขาลงเท่ากับ 0.05 วินาที แรงดันเอาต์พุตสามารถรักษาเสถียรภาพได้แม้มีช่วงทรานเซียน 0.16 วินาทีและมีขนาดการฟุ้งเกินมากกว่าตัวควบคุมจากวิธีจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีแบบพุ่งผั่งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลา $t=1$ s และ $t=2$ s (ก) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_C). (ข) แรงดันเอาต์พุต (V_O). (ค) แรงดันเอาต์พุต RMS (V_{Orms}).

จากรูปที่ 5.12 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่จากวิธีการแบบพุ่งผั่งเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_C) พบว่ามีเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงขาขึ้น 0.11 วินาที และขาลงเท่ากับ 0.125 วินาที แรงดันเอาต์พุตสามารถรักษาเสถียรภาพได้แต่มีช่วงทรานเซียน 0.2 วินาที มีขนาดของการแกว่งต่ำกว่าระบบที่ใช้ตัวควบคุมแบบบาลานซ์ทรงเคชั่น

ตารางที่ 5.4 เปรียบเทียบสมรรถนะเชิงเวลาของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_C ขณะมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_C

ระบบที่ใช้ตัวควบคุม	เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน (M_p) %		เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว (t_s) (วินาที)	
	ขาขึ้น	ขาลง	ขาขึ้น	ขาลง
การจัดสัดส่วนวงรอบเอชอินฟินิตี้	0.6	0.65	0.19	0.13
วิธีบาลานซ์ทรงเคชั่น	0.86	0.7	0.042	0.05
วิธีแบบพุ่งผั่ง	1.8	4.24	0.111	0.125

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

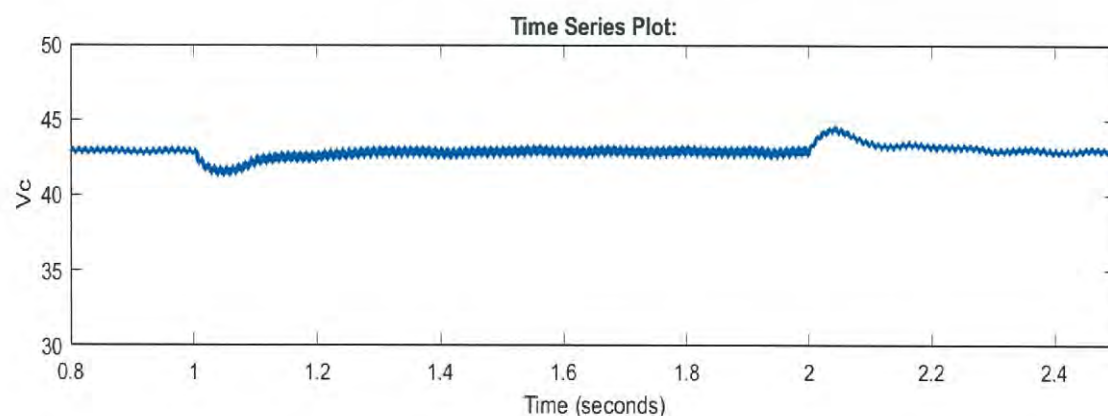
ตารางที่ 5.5 ผลกระทบต่อแรงดันเอาต์พุต V_o ขณะมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงแรงดัน
ตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_C

ระบบที่ใช้ตัวควบคุม	เปอร์เซ็นต์ผิดพลาด จากสถานะคงตัว%	เวลากลับเข้าสู่ สถานะคงตัว (t_s) วินาที
การจัดสัญญาณวงรอบ เอชอินฟินิตี้	1.5	0.2
วิธีบาลานซ์หรั่งเคชัน	7.95	0.16
วิธีแบบฟูจั้ง	4.1667	0.2

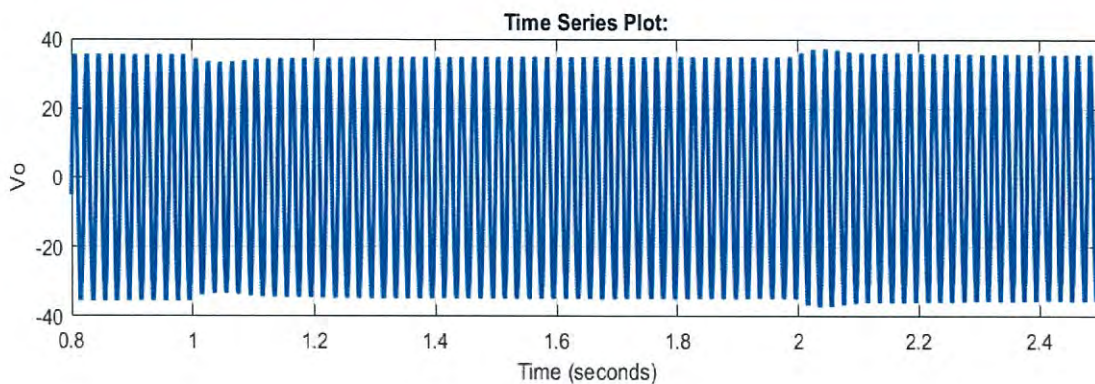
จากตารางที่ 5.4 และ ตารางที่ 5.5 พบว่าตัวควบคุมทั้งสามมีสมรรถนะการตามรอยคำสั่งแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุได้ดีและรักษาเสถียรภาพได้ โดยความผิดพลาดที่สถานะคงตัวและการพุ่งเกินนั้นระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้จะมีค่าน้อยที่สุด

5.4 ผลการจำลองเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน

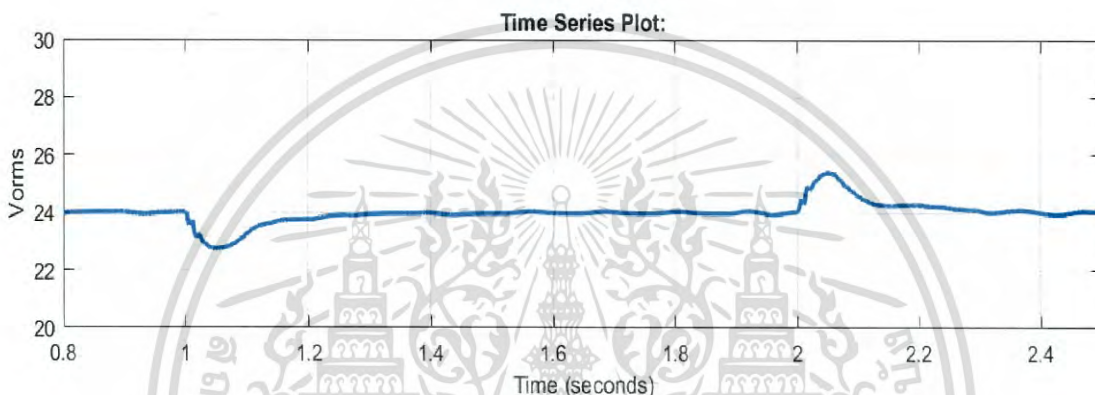
ทำการทดสอบความสามารถในการลดผลจากการรบกวน โดยทำการเปลี่ยนแปลงโหลดที่พันโวลต์ลดลงจาก 110 Ω ไปเป็น 55 Ω ที่เวลา $t = 1$ วินาทีและเพิ่มขึ้นจาก 55 Ω เป็น 110 Ω ที่เวลา $t = 2$ วินาที



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

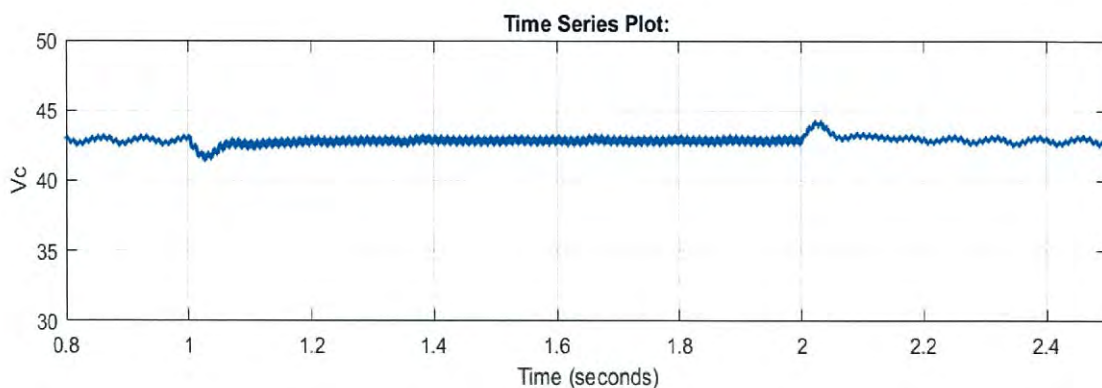


(ค)

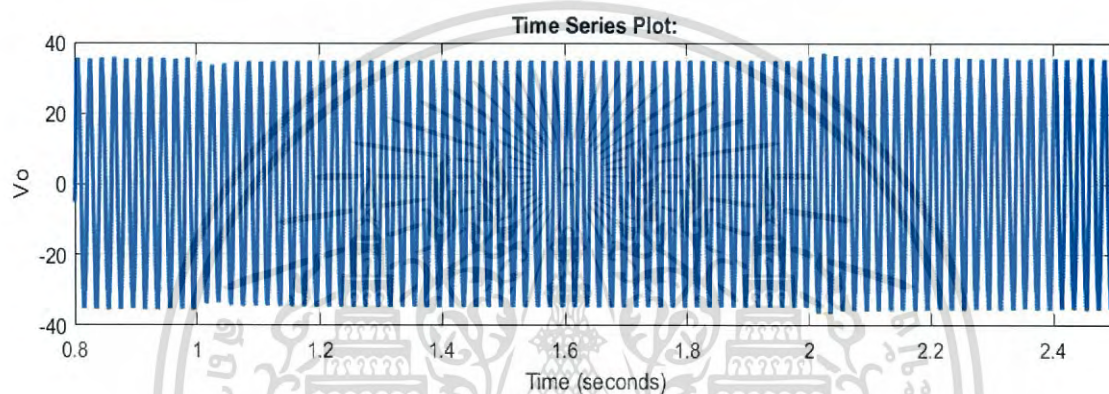
รูปที่ 5.13 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้เมื่อมีการการเปลี่ยนแปลงโหลด จาก $110\ \Omega$ ไปเป็น $55\ \Omega$ และเพิ่มขึ้นจาก $55\ \Omega$ เป็น $110\ \Omega$ $t=1\text{ s}$ และ $t=2\text{ s}$ (ก) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_C). (ข) แรงดันเอาต์พุต (V_O). (ค) แรงดันเอาต์พุต RMS (V_{Orms}).

จากรูปที่ 5.13 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ไม่ได้ลดอันดับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก $110\ \Omega$ ไปเป็น $55\ \Omega$ และเพิ่มขึ้นจาก $55\ \Omega$ เป็น $110\ \Omega$ $t=1\text{ s}$ และ $t=2\text{ s}$ พบว่ามีเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงโหลดมากขึ้น 0.2 วินาที และขาลงเท่ากับ 0.2 วินาที แรงดันเอาต์พุตสามารถรักษาเสถียรภาพได้

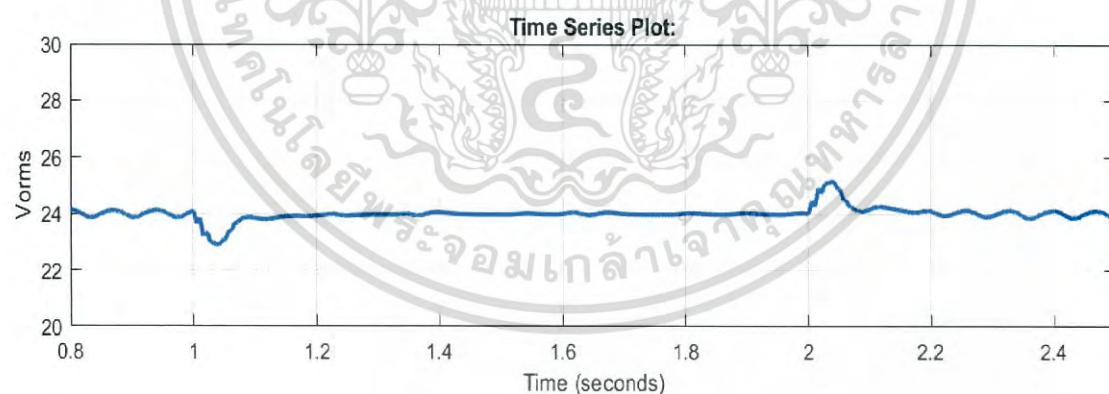
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

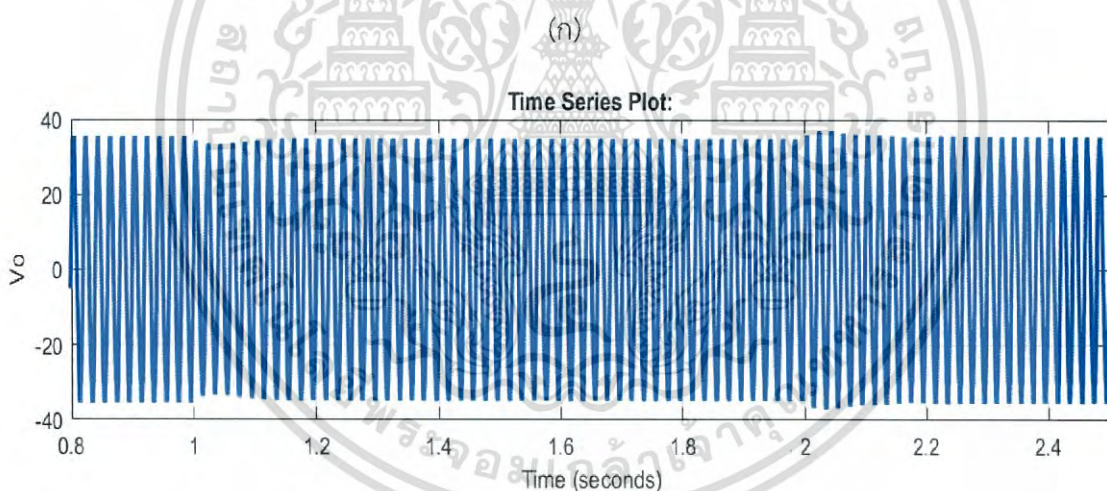
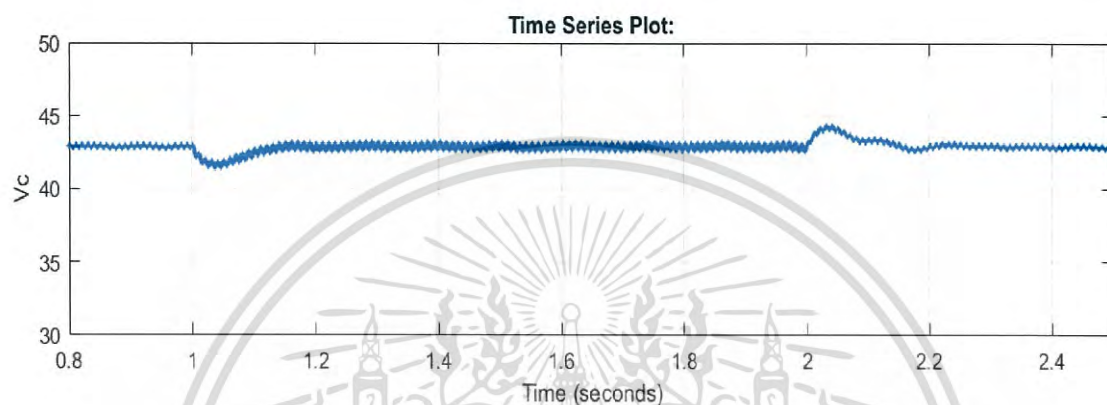


(ค)

รูปที่ 5.14 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ทรงเคชันเมื่อมีการการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 110 Ω ไปเป็น 55 Ω และเพิ่มขึ้นจาก 55 Ω เป็น 110 Ω ที่เวลา $t=1s$ และ $t=2s$ (ก) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_c). (ข) แรงดันเอาต์พุต (V_o). (ค) แรงดันเอาต์พุต RMS (V_{orms}).

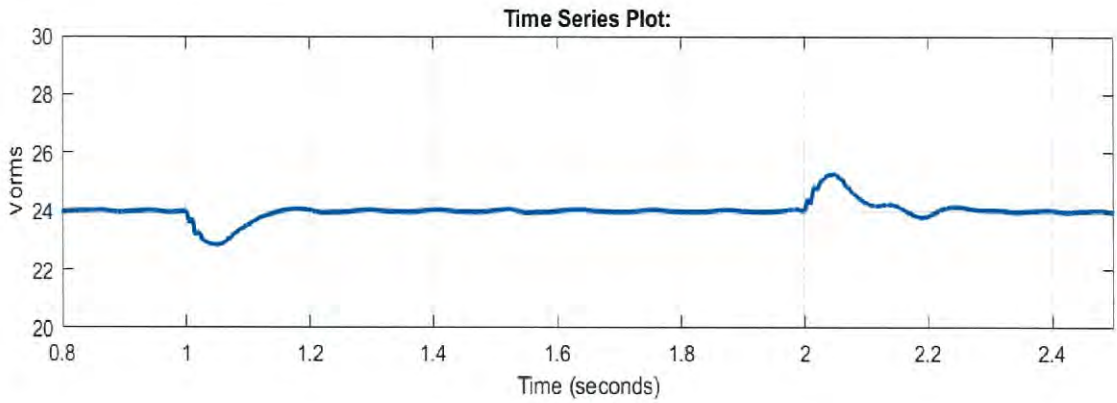
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.14 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ทรงเคชันเมื่อทำการเปลี่ยนแปลง โหลดจาก 110 Ω ไปเป็น 55 Ω และเพิ่มขึ้นจาก 55 Ω เป็น 110 Ω $t=1s$ และ $t=2s$ พบว่ามีเวลา เข้าสู่สภาวะคงตัวเร็วกว่าตัวควบคุมจากวิธีจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้แต่จะมีการแกว่งของ สัญญาณมากกว่า



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 5.15 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีแบบพุ่งฝั่งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 110 Ω ไปเป็น 55 Ω และเพิ่มขึ้นจาก 55 Ω เป็น 110 Ω $t=1s$ และ $t=2 s$ (ก) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_C). (ข) แรงดันเอาต์พุต (V_O). (ค) แรงดันเอาต์พุตรMS (V_{Orms}).

จากรูปที่ 5.15 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีแบบพุ่งฝั่งเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 110 Ω ไปเป็น 55 Ω และเพิ่มขึ้นจาก 55 Ω เป็น 110 Ω $t=1s$ และ $t=2 s$ พบว่ามีคุณสมบัติใกล้เคียงกับตัวควบคุมจากวิธีการจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้และมีการแกว่งของสัญญาณน้อยกว่าผลที่ได้จากตัวควบคุมจากวิธีบาลานซ์ทรงเคชั่น

ตารางที่ 5.6 เปรียบเทียบสมรรถนะเชิงเวลาของแรงดันเอาต์พุต V_O ขณะมีการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน

ระบบที่ใช้ตัวควบคุม	เปอร์เซ็นต์ผิดเพี้ยนจากสถานะคงตัว%		เวลากลับเข้าสู่สภาวะคงตัว (t_s) วินาที	
	110 Ω ->55 Ω	55 Ω ->110 Ω	110 Ω ->55 Ω	55 Ω ->110 Ω
การจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้	3.54	3.54	0.2	0.2
วิธีบาลานซ์ทรงเคชั่น	2.62	2.62	0.16	0.16
วิธีแบบพุ่งฝั่ง	4.31	4.31	0.2	0.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.7 เปรียบเทียบสมรรถนะเชิงเวลาของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_C ขณะมีการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน

ระบบที่ใช้ตัวควบคุม	เปอร์เซ็นต์ผิดเพี้ยนจาก สภาวะคงตัว%		เวลากลับเข้าสู่สภาวะคงตัว (t_s) วินาที	
	110Ω->55Ω	55Ω->110Ω	110Ω->55Ω	55Ω->110Ω
การจัดสัญญาณวงรอบ เอชอินฟินิตี้	3.2	3.2	0.1	0.1
วิธีบาลานซ์ทรงเคชั่น	3.15	3.15	0.076	0.076
วิธีแบบฟุ้งฝุ้ง	3.21	3.21	0.1	0.1

จากตารางที่ 5.6 และ ตารางที่ 5.7 พบว่าสมรรถนะเชิงเวลาของตัวควบคุมจากวิธีแบบฟุ้งฝุ้งมีค่าใกล้เคียงกับตัวควบคุมที่ได้จากการจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ ในขณะที่ตัวควบคุมที่ได้จากวิธีบาลานซ์ทรงเคชั่นแม้ว่าจะมีสมรรถนะเชิงเวลาที่ดีกว่าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดแต่ในสภาวะคงตัวยังมีการแกว่งของแรงดันมากกว่าตัวควบคุมที่ได้จากวิธีอื่นอยู่ตลอดเวลา

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

งานวิจัยนี้ได้มุ่งเน้นเพื่อทำการออกแบบตัวควบคุมและลดอันดับของตัวควบคุมเพื่อลดความยุ่งยากซับซ้อนในการนำไปประยุกต์ใช้งาน และยังสามารได้สมรรถนะการตามรอยสัญญาณที่ดีมีความคงทนที่เหนือกว่าการลดอันดับด้วยวิธีแบบดั้งเดิม

เมื่อทำการหาแบบจำลองของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ด้วยวิธีการสัญญาณขนาดเล็ก นำแบบจำลองที่ได้มาออกแบบตัวควบคุมคงทนสำหรับระบบไม่เชิงเส้นหลายอินพุตหลายเอาต์พุตด้วยวิธีจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H_∞ loop-shaping) จากการสังเคราะห์จะได้ตัวควบคุมที่มีอันดับ 8 ซึ่งสามารถลดผลการคับปลิงระหว่างช่องสัญญาณได้ และมีค่าสมรรถนะความคงทนที่อยู่ในเกณฑ์ที่ดี แต่เนื่องด้วยการออกแบบด้วยวิธีการดังกล่าวตัวควบคุมที่ได้นั้นจะมีอันดับที่สูงทำให้ยุ่งยากต่อการใช้งานจึงได้ทำการลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ฟังก์ชันโดยพิจารณาจากค่าเอกฐานแองเกิลให้เหลืออันดับ 3 ซึ่งตัวควบคุมที่ได้พบว่ามีสมรรถนะความคงทนลดลงด้วย ดังนั้นเพื่อที่จะทำให้ได้ความคงทนที่เพิ่มขึ้นจากตัวควบคุมที่อันดับน้อยลงในงานวิจัยนี้ได้ทำการประยุกต์ใช้ขั้นตอนวิธีแบบผึ้งซึ่งเป็นวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ที่เลียนแบบมาจากการหาแหล่งอาหารของผึ้งในธรรมชาติเพื่อช่วยในการหาค่าที่เหมาะสมสำหรับสัมประสิทธิ์ของตัวควบคุมหลายอินพุตหลายเอาต์พุตอันดับ 3 เพื่อให้ได้สมรรถนะความคงทนที่มากกว่าตัวควบคุมที่ได้จากบาลานซ์ฟังก์ชันและใกล้เคียงกับตัวควบคุมที่ได้จากการจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ซึ่งมีอันดับ 8 พบว่าหลังจากใช้วิธีขั้นตอนแบบผึ้งทำการหาค่าที่เหมาะสมแล้วสามารถเพิ่มความคงทนของตัวควบคุมได้ประมาณ 62.54% จากการจำลองด้วยเครื่องมือ SIMPOWER SYSTEM ในโปรแกรม MATLAB SIMULINK พบว่าในสถานะคงตัวระบบอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้และตัวควบคุมจากวิธีแบบผึ้งนั้นให้ค่าความผิดพลาดรวมฮาร์มอนิกส์ที่เท่ากันและดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากบาลานซ์ฟังก์ชันเล็กน้อย ต่อมาเมื่อทำการเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงคำสั่งของทั้ง V_c และ V_o ตัวควบคุมที่ไม่ได้ลดอันดับสามารถติดตามคำสั่งได้ดีที่สุด ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีบาลานซ์ฟังก์ชันสามารถติดตามคำสั่งได้รวดเร็วแต่มีการแกว่งของสัญญาณที่สถานะคงตัวด้วย ตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีแบบผึ้งสามารถติดตามคำสั่งได้แต่มีสมรรถนะเชิงเวลาช้ากว่าตัวควบคุมอื่นเล็กน้อย และการทดสอบด้วยการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใดนั้นพบว่าตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยบาลานซ์ฟังก์ชันนั้นสามารถกลับเข้าสู่สถานะคงตัวได้เร็วที่สุดแต่มีการแกว่งที่สถานะคง

เอกสารนี้เป็นส่วนหนึ่งของงานวิจัยที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาและพัฒนาเทคโนโลยีใหม่ ๆ ไม่ควรนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมรรถนะคล้ายกันคือสามารถกลับเข้าสู่สภาวะคงตัวได้และมีเสถียรภาพ ไม่เกิดการแกว่งของสัญญาณที่สภาวะคงตัว ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าการออกแบบและลดอันดับด้วยวิธีการแบบพุ่งฝั่งที่น่าเสนอนั้นทำให้ตัวควบคุมที่ได้มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับตัวควบคุมแบบคงทนที่ได้จากการสังเคราะห์ซึ่งมีอันดับสูงกว่า และยังให้สมรรถนะในสภาวะคงตัวดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากบาลานซ์ทรงเคชันในด้านการแกว่งของสัญญาณในสภาวะคงตัว

6.2 ข้อเสนอแนะ

จากการออกแบบตัวควบคุมดังที่ได้แสดงในงานนี้สามารถสรุปเป็นหัวข้อที่ต้องพิจารณาดังนี้

- ก. ควรทำการออกแบบในหลายๆจุดการทำงานเพื่อให้สามารถทำงานได้ในช่วงที่กว้างขึ้น
- ข. ควรทำการศึกษาเพิ่มเติมในเรื่องวิธีการออกแบบที่สามารถรักษาความคงทนและยังทำให้ได้สมรรถนะทางเวลาที่ดีขึ้นด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 2, pp. 504–510, Mar./Apr. 2003.
- [2] J. Liu, J. Hu, and L. Xu; "A modified space vector PWM for Z-source inverter-modeling and design," *ICEMS*, vol. 2, pp. 1242-1247, 2005.
- [3] P. C. Loh, D. M. Vilathgamuwa, C. J. Gajanayake, Y. R. Lim, and C.W. Teo "Transient modeling and analysis of pulse-width modulated Z-source inverter," *Proc. of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2-6 Oct. 2005, vol 4, pp. 2782-2789.
- [4] C. Gajanayake, D. Vilathgamuwa, and P. Loh, "Small-signal and signal-flow-graph modeling of switched Z-source impedance network," *IEEE Power Electronics Letters*, vol 3, Issue 3, pp.111-116, Sept.2005.
- [5] C. J. Gajanayake, D. M. Vilathgamuwa, and P. Loh, "Modeling and design of multi-loop closed loop controller for Z-source inverter for Distributed Generation," *Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conference*, 2006, pp. 1353-1359.
- [6] T. Vinh, T. Chun, J. Ahn, and H. Lee, "Algorithms for controlling both the DC boost and AC output voltage of the Z-source inverter," *Proc of IEEE Industrial Electronics Society Conference*, 2005, pp. 970-974.
- [7] M. Shen, Q. Tang and F. Z. Peng, "Modeling and Controller Design of the Z-Source Inverter with Inductive Load," *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, FL, 2007, pp. 1804-1809.
- [8] C. Ruqi, Z. Gengshen, G. Tianyong, Z. ergang, Z. yao and Q. chao, "Modeling and state feedback control of Z-source inverter," *2009 2nd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS)*, Shenzhen, 2009, pp. 125-129.
- [9] M. Duncan and G. Keith, "A loop shaping design procedure using H^∞ synthesis," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 37, no. 6, pp. 759-769, 1992.
- [10] M. G. Safonov and R. Y. Chiang, "A Schur method for balanced-truncation model reduction," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 34, no. 7, pp. 729-733, Jul 1989.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [11] D.T. Pham , A. Ohanbarzadeh , E. Koc, S. Olri, S. Rahim , M. Zaidi. "The Bees Algorithm - A Novel Tool for Complex Optimisation Problems" Proceedings of 2 Virtual International Conference on Intelligent Production Machines and Systems (IPROMS 2006). The Internet, July 2006.
- [12] V. X. Le and M. G. Safonov, "Rational matrix GCDs and the design of squaring-down compensators-a state-space theory," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 37, no. 3, pp. 384-392, Mar 1992.
- [13] M. S. Bakar, N. A. Rahim and K. H. Ghazali, "Analysis of various PWM controls on single-phase Z-source inverter," *2010 IEEE Student Conference on Research and Development (SCORed)*, Putrajaya, 2010, pp. 448-451.
- [14] S. Skogestad and I. Postlethwaite, "Multivariable Feedback Control Analysis and design," 2nd ed, John Wiley & Sons, New York.
- [15] K. Zhou and J. C. Doyle, "Essential of Robust Control," 1996, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey.
- [16] วีระเชษฐ์ ชันเงิน, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง, พิมพ์ครั้งที่ 9, กรุงเทพฯ: หจก.วี.เจ. พรินตติ้ง , 2552.
- [17] สมยศ เกียรติวนิชวิไล, ระบบควบคุม, พิมพ์ครั้งที่ 1, กรุงเทพฯ: มินิ เซอร์วิส ซัพพลาย, 2554.
- [18] ชำนาญ โกยทรัพย์. "การควบคุมแบบจัดสัญญาณวงรอบแบบคงทนสำหรับระบบไฟฟ้ากำลัง โดยใช้เทคนิคแอลเอ็มไอ และวิธีเชิงพันธุกรรมอย่างกระชับ." วิทยานิพนธ์ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2554
- [19] ภาสุระ อังกุลานนท์ และพงศ์ชนัน เหลืองไพบูลย์. "การศึกษาเปรียบเทียบวิธีซัพเฟิลพรอกลิปปีง วิธีกลุ่มอนุภาคและวิธีบีส์สำหรับพื้นผิวคำตอบสองชนิดไม่มีเงื่อนไขข้อจำกัดทางทรัพยากร" การประชุมวิชาการด้านการวิจัยดำเนินงานแห่งชาติ, 2553. 128-134
- [20] วัฒนา เกาทิพย์. Computation Methods for PDEs. [Online]. Available: <https://home.kku.ac.th/wattou/teaching/323462/202.pdf>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

บทความวิชาการ

การประชุมวิชาการ

[1] ปฐวี กັນชัน. วรชาติ สุวรรณงาม. และสมยศ เกียรติวนิชวิไล. 2560. “การควบคุมแบบคงทนหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ในระบบเซลล์แสงอาทิตย์ด้วยการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบฝังและการตัดปลายอย่างสมดุล.” หน้า 359-367. ใน การประชุมวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทยครั้งที่ 13. เชียงใหม่ : มหาวิทยาลัยแม่โจ้และมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี.

การประชุมนวชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 13
(13th Conference On Energy Network of Thailand (E-NETT 13th))

ขอมอบเกียรติบัตรนี้เพื่อแสดงว่า

ปฐวี กันชัน วรชาติ สุวรรณงาม และ สมยศ เกียรติวนิชวิไล

ได้เข้าร่วมนำเสนอผลงานวิจัย "ภาคบรรยาย"

การควบคุมแบบคงทนหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ในระบบเซลล์
แสงอาทิตย์ด้วยการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบฝังและการตัดปลายอย่างสมดุล

ระหว่างวันที่ 31 พฤษภาคม – 2 มิถุนายน พ.ศ. 2560

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ณัฐฉิ คุชฎี)
ประธานคณะกรรมการจัดงาน

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เจ้านิธร อดิครา)
อธิการบดีมหาวิทยาลัยแม่โจ้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมแบบคงทนหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ในระบบเซลล์
 แสงอาทิตย์ด้วยการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบผึ้งและการตัดปลายอย่างสมดุล
 Robust MIMO Control of Z-source Inverter for Photovoltaic System using Bee Colony
 Optimization and Balanced truncation technique

ปฐวี กันฉั้น, วรชาติ สุวรรณงาม และ สมยศ เกียรติวนิชวิไล

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 เลขที่ 1 ซอยฉลองกรุง 1 เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520
 *ผู้ติดต่อ: Patawee.kanson@gmail.com, 089-523-2106

บทคัดย่อ

ระบบควบคุมแบบคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบหรือคงทนต่อการรบกวน ถูกนำมาใช้ในระบบอินเวอร์เตอร์ของแผงผลิตพลังงานจากแสงอาทิตย์เพื่อรักษาคุณภาพของกำลังขาออกภายใต้สภาวะที่มีการเปลี่ยนแปลงภาระไฟฟ้าหรือเมื่อเกิดสถานะที่ไม่เหมาะสม แม้ว่างานวิจัยส่วนใหญ่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดีในการควบคุมซึ่งให้มีประสิทธิภาพในการติดตามคำสั่งสูง อย่างไรก็ตามตัวควบคุมแบบพีไอดีนั้นยังไม่เพียงพอสำหรับระบบที่ต้องการความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์หรือการรบกวนต่างๆ นอกจากนี้อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์มีลักษณะเป็นระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตซึ่งมีความซับซ้อนในการควบคุมให้ได้ประสิทธิภาพและความคงทนของระบบตามที่ต้องการ ในงานวิจัยนี้นำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมและลดรูปตัวควบคุมที่มีอันดับสูงให้มีอันดับที่น้อยลงแต่คงประสิทธิภาพและความคงทนได้ ขั้นตอนวิธีแบบผึ้งและการตัดปลายอย่างสมดุลถูกนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกันเพื่อลดอันดับตัวควบคุมให้มีอันดับที่ต่ำแต่มีส่วนเมื่อเสถียรภาพสูง นอกจากนี้ยังได้เปรียบเทียบผลการจำลองการติดตามคำสั่งและคุณภาพของแรงดันเอาต์พุตระหว่างตัวควบคุมที่นำเสนอและตัวควบคุมที่ลดอันดับด้วยวิธีการทั่วไป เพื่อทดสอบประสิทธิภาพและความคงทนของตัวควบคุมด้วยการต่อเข้ากับแหล่งจ่ายที่ไม่คงที่เช่นระบบเซลล์แสงอาทิตย์โดยทำการจำลองด้วยโปรแกรม SIMPOWER SYSTEM

คำหลัก: อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์, การควบคุมหลายอินพุตหลายเอาต์พุต, การจัดอันดับวงรอบเอชอินฟินิตี้, ขั้นตอนวิธีแบบผึ้ง, ระบบเซลล์แสงอาทิตย์

Abstract

In the PV inverter system, robust control against the parameter changing or disturbance is needed to maintain the power quality of the output under the partial shading or undesired conditions. Although the simple PID controller is mostly adopted in the system to provide high performance tracking; however, this type of controller is not enough when the consideration of robustness is required. In addition, in the Z-source inverter which is the MIMO (Multi-input Multi-Output) system, the more complex controller to deal with this control objective problem is needed to achieve both performance and robustness of the entire system. In this paper, the new model reduction technique for MIMO robust loop shaping control was applied to control the Z-source inverter to achieve the reduction in the controller order, high performance and robustness. Bee colony algorithms in conjunction with the balanced truncation were adopted to enhance the ability of the reduced order controller in terms of the higher stability margin. Moreover, the comparison in terms of power quality and tracking between the proposed technique and the conventional model reduction, balanced truncation, is demonstrated to show the effectiveness of the proposed controller. Robustness test to validate the system was done on the SIMPOWER SYSTEM toolbox by applying the proposed controller to the unstable source of solar cell.

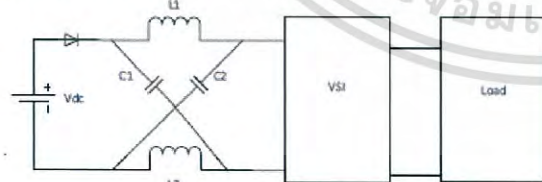
Keywords: Z-source Inverter, MIMO control, H_∞ loop shaping, Bees algorithm, PV system.

1. บทนำ

ปัจจุบันการใช้งานพลังงานไฟฟ้ามีแนวโน้มสูงขึ้นเรื่อยๆ เนื่องมาจากการใช้งานอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มากขึ้นจึงต้องมีการพัฒนาระบบพลังงานทดแทนที่มีประสิทธิภาพ พลังงานแสงอาทิตย์ซึ่งเป็นพลังงานสะอาดจึงถูกพัฒนาขึ้นเพื่อตอบสนองความต้องการใช้พลังงานที่เพิ่มขึ้น ซึ่งในระบบเซลล์แสงอาทิตย์มีส่วนประกอบที่สำคัญคือแผงเซลล์แสงอาทิตย์และอินเวอร์เตอร์ โดยอินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์แปรผันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อให้สามารถใช้งานกับอุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสสลับได้

อินเวอร์เตอร์สามารถแบ่งได้เป็นสองประเภทหลักได้แก่อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน (VSI) ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับโหลดโดยมีคุณสมบัติทอนแรงดันและอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแส (CSI) ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับโหลดโดยมีคุณสมบัติทอนแรงดัน อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน (VSI) เป็นที่นิยมใช้ในงานทั่วไปไม่มีข้อจำกัดบางประการเช่น แรงดันที่ขาออกมีขนาดน้อยกว่าแหล่งจ่ายกระแสตรง ต้องมีการเพิ่มटेดใหม่เพื่อป้องกันการเสียหายจากการลัดวงจรในขาเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ เพื่อลดข้อจำกัดดังกล่าวอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์นำเสนอบนโดย F. Z. Peng ในปี 2003 [1], J. Liu และคณะในปี 2005 [2] ซึ่งสามารถเพิ่มแรงดันได้จากโหมดการทำงานลัดวงจร ซึ่งอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันไม่สามารถทำได้ รูปที่ 1 แสดงอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ซึ่งมีการเพิ่มโครงข่ายอิมพีแดนซ์เข้าไปข้างหน้าอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

ในงานวิจัยหลายๆงานได้นำเสนอวิธีการการสร้างแบบจำลองของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์โดย P. C. Loh และคณะในปี 2005 [3],[4] และยังสามารถออกแบบตัวควบคุมสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่าย



รูปที่ 1 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ (Z-source Inverter)

อิมพีแดนซ์โดย C. J. Gajanayake และคณะในปี 2006 [5], T. Vinh และคณะในปี 2005 [6] โดยแยกการควบคุมเป็นวงรอบแรงดันขาออกและวงรอบแรงดันตัวเก็บประจุ ในงานวิจัยของ M. Shen และคณะในปี 2007 [7] และ C. Rucj ในปี 2009 [8] ได้แสดงการออกแบบโดยวิธีการวาง

โพลซึ่งไม่สามารถรับรองเสถียรภาพของระบบได้หากเกิดการรบกวน งานวิจัยนี้ได้ศึกษาการมอดูเลชันแบบต่างๆจากงานของ M. S. Bakar ในปี 2010 [9] และทำการหาแบบจำลองโดยทำให้เป็นเชิงเส้นและออกแบบตัวควบคุมคงทน (Robust) สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ด้วยวิธีการจัดสัมบูรณ์วงรอบเอชอินฟินิตี้ตามทฤษฎีของ McFarlane และ Glover [12] แบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตซึ่งทำให้ระบบคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบ แต่ในการออกแบบด้วยวิธีนี้ปัญหาส่วนใหญ่ที่พบก็คือตัวควบคุมที่ออกแบบมานั้นมักจะมีลำดับสูงซึ่งก่อให้เกิดความยุ่งยากในการใช้งานในสถานะจริงจึงต้องมีการใช้เทคนิคการลดอันดับตัวควบคุมโดยใช้วิธีการตัดปลายอย่างสมดุลง และทำการหาค่าที่เหมาะสมสำหรับโครงสร้างดังกล่าวเพื่อให้ระบบยังรักษาความคงทนไว้ได้โดยวิธีขั้นตอนแบบผึ้ง (Bee algorithm) ซึ่งนำเสนอโดย Pham และคณะในปี 2006 [14] ซึ่งมีความซับซ้อนน้อยกว่าการหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบกลุ่มอนุภาค (Particle Swarm Optimization) ทำให้ผลลัพธ์จากวิธีขั้นตอนวิธีแบบผึ้งนั้นหาได้อย่างแม่นยำมากกว่า

2. แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์



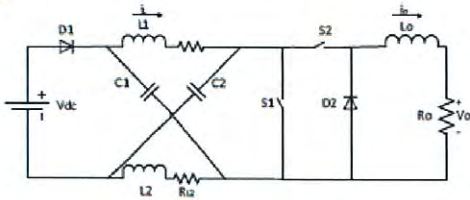
รูปที่ 2 วงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

รูปที่ 2 แสดงวงจรของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์เฟสเดียวเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์กำหนดให้

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= C_2 = C \\ L_1 &= L_2 = L \\ R_{L1} &= R_{L2} = R_L \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

ซึ่งทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสองตัวมีค่าเท่ากันและแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน การทำงานของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์สามารถแบ่งโหมดการทำงานเป็น 3 สถานะได้แก่ Active state, Zero state และ Shoot-through zero state ซึ่งมีอัตราส่วนดิวตี้เป็น , และ ตามลำดับ โหมดการทำงานที่เพิ่มขึ้นมาจากอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันคือ Shoot-through zero state ทำให้สามารถเพิ่มแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้ [1] จากการทำงานของอินเวอร์เตอร์

แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 วงจรสมมูลกระแสตรง

วงจรสมมูลแสดงด้วยสวิตช์สองตัว สวิตช์ S1 ปิดวงจรในสถานะ Shoot-through zero state และมีการสวิตช์ด้วยอัตราส่วนดิวตี้เท่ากับ d สวิตช์ S2 ปิดวงจรในสถานะ Active state สวิตช์ด้วยอัตราส่วนดิวตี้เท่ากับ m โดยที่ $d+m \leq 1$ สามารถเขียนสถานะการสวิตช์ได้ดังตารางที่ 1 พิจารณาตัวแปรสถานะคือ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุของโครงข่ายอิมพีแดนซ์ v_c , กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของโครงข่ายอิมพีแดนซ์ i_L , กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลด i_o

จาก [7] ได้แสดงการหาสมการสถานะของแบบจำลองอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ซึ่งได้เป็น

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \\ \dot{i}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_L}{L} & \frac{2(D-d)-1}{L} & 0 \\ \frac{2(D-d)-1}{C} & 0 & \frac{(M+m)}{C} \\ 0 & \frac{2(M+m)}{L_o} & \frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L + \hat{i}_L \\ v_c + \hat{v}_c \\ i_o + \hat{i}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L}(1-(D+d)) \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{L_o}(M+m) \end{bmatrix} \quad (2)$$

โดย $\hat{i}_L, \hat{v}_c, \hat{i}_o, \hat{d}, \hat{m}$ เป็นการรบกวนของตัวแปรสถานะและอินพุตระบบที่จุดทำงาน

3. การออกแบบตัวควบคุม

3.1 การทำให้เป็นเชิงเส้น

วิธีการออกแบบตัวควบคุมของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่นิยมก็คือการทำให้ระบบเป็นเชิงเส้นจากนั้นจึงออกแบบตัวควบคุมซึ่งสามารถใช้ได้กับการทำงานรอบๆจุดทำงานที่เลือกมาออกแบบ สำหรับระบบไม่เป็นเชิงเส้นที่มีรูปแบบในสมการ (3)

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (3)$$

โดยที่ x คือตัวแปรสถานะและ u คือตัวแปรควบคุมหรืออินพุตของระบบ ในการทำให้เป็นเชิงเส้นรอบๆ

จุดทำงาน (x_{ss}, u_{ss}) เราสามารถเขียน $f(x, u)$ ในรูปอนุกรมเทย์เลอร์รอบจุดทำงานสำหรับจุดทำงาน $(x_{ss} + x_s, u_{ss} + u_s)$ ได้เป็น

$$\dot{x}_s = \frac{\delta}{\delta x} f(x_{ss}, u_{ss})x_s + \frac{\delta}{\delta u} f(x_{ss}, u_{ss})u_s \quad (4)$$

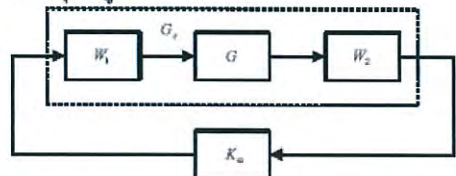
จากแบบจำลองข้างต้นเราสามารถหาแบบจำลองเชิงเส้นของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์รอบจุดทำงานเมื่อให้ \hat{v}_c และ \hat{i}_o เป็นเอาต์พุตของระบบ จาก $\dot{x} = Ax + Bu$ และ $y = Cx + Bu$ ได้ปริภูมิสถานะของระบบอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์รอบจุดทำงานเป็นสมการ (5)-(6)

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{v}}_c \\ \dot{\hat{i}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{2D-1}{L} & 0 \\ -\frac{2D_{ss}-1}{C} & 0 & -\frac{M_{ss}}{C} \\ 0 & \frac{2M_{ss}}{L_o} & -\frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_c \\ \hat{i}_o \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{2V_{C_{ss}} - V_{dc}}{L} & 0 \\ \frac{2I_{L_{ss}}}{C} & -\frac{I_{o_{ss}}}{C} \\ 0 & \frac{2V_{C_{ss}} - V_{dc}}{L_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{v}_c \\ \hat{i}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & R_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_c \\ \hat{i}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{m} \end{bmatrix} \quad (6)$$

3.2 การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้

เมื่อได้จำลองปริภูมิสถานะของระบบแล้ว ต่อไปทำการออกแบบการควบคุมแบบจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้เป็นวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนถูกนำเสนอขึ้นครั้งแรกโดย McFarlane และ Glover [12] การออกแบบชุดควบคุมนี้จะต้องจัดสรรฐานของวงรอบด้วยฟังก์ชันชดเชยน้ำหนักโดยในงานวิจัยนี้จัดสรรฐานโดยใช้ฟังก์ชันน้ำหนักส่วนหน้า W_1 (pre-compensator) เท่านั้น ซึ่งมีโครงสร้างการควบคุมดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 การควบคุมแบบจัดสรรฐานวงรอบปิด

กำหนดพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรอินเวอร์เตอร์ แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์และทำการจำลองวงจรด้วยโปรแกรม SIMPOWER SYSTEM ใน MATLAB เพื่อหาค่าต่างๆที่สภาวะคงตัว พารามิเตอร์ของระบบมีค่าตามตารางที่ 1 แทนค่าในสมการ (5)-(6) ได้ปริภูมิสถานะของระบบเป็นสมการ (7)-(8)

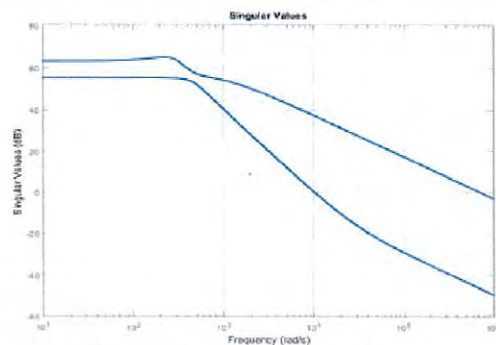
ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของระบบที่สภาวะคงตัว

พารามิเตอร์	ค่า
L	2 mH
R_L	0.5 Ω
C	2.2 mF
R_O	50 Ω
L_o	50 mH
V_{dc}	400 V
I_{oss}	4.604 A
$I_{L,ss}$	3.737 A
V_{Cr1}	570 V
D_{ss}	0.2
M_{ss}	0.316

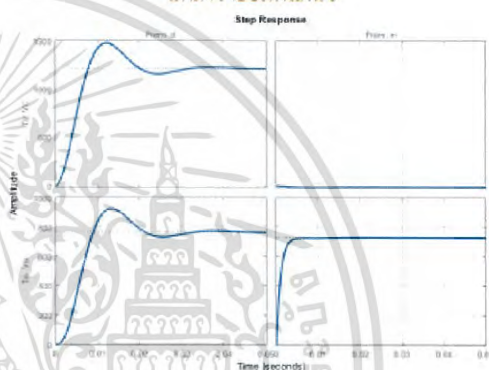
$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{v}}_C \\ \dot{\hat{i}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -250 & -300 & 0 \\ 272.73 & 0 & -143.6 \\ 0 & 12.6 & -1000 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \\ \hat{i}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 37000 & 0 \\ -3397.3 & -2092.7 \\ 0 & 14800 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{m} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_C \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 50 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \\ \hat{i}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{m} \end{bmatrix} \quad (8)$$

พล็อตค่าเอกฐานวงรอบเปิดของระบบได้ดังรูปที่ 5 (ก.) พบว่าระบบมีความถี่ข้ามผ่านสูง (มากกว่า 10^4 rad/sec) เพราะว่ารระบบใช้ความถี่ 50 Hz นอกจากนี้ที่ความถี่สูงยังมีความสามารถในการลดผลจากสัญญาณรบกวนต่ำซึ่งเป็นข้อเสียของระบบอินเวอร์เตอร์อยู่เนื่องจากการสวิตช์ของอุปกรณ์อินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สูงจะมีการสร้างสัญญาณรบกวนอยู่เสมอและ เมื่อดูผลตอบสนองทางเวลารูปที่ 5 (ข.) มีการพุ่งเกินและคลัสป์ลิ่งกันระหว่าง อินพุต - เอาท์พุตซึ่งทำให้เกิดความยุ่งยากในการควบคุม



(ก.) ค่าเอกฐานของระบบอินเวอร์เตอร์ แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

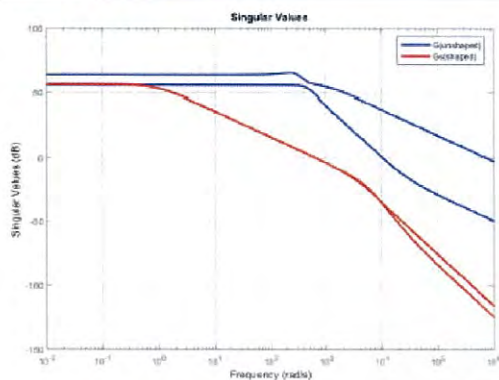


(ข.) ผลตอบสนองทางเวลา

รูปที่ 5 ค่าเอกฐานและผลตอบสนองของระบบที่ยังไม่ได้จัดสัญญาณ

เพื่อให้ได้ระบบที่มีคุณสมบัติตามต้องการนั้นก็คือมีความถี่ข้ามผ่านต่ำ, มีอัตราขยายสูงที่ความถี่ต่ำและอัตราขยายต่ำที่ความถี่สูง ทำการหาค่าน้ำหนักของระบบใหม่โดยวิธี GCD's [13] ได้ค่าน้ำหนักเท่ากับ W ดังสมการที่ (9)-(10) ซึ่งทำให้ระบบมีอัตราขยายสูงที่ความถี่ต่ำเพื่อสมรรถนะในการตามรอยคำสั่งที่ติและอัตราขยายต่ำที่ความถี่สูงเพื่อลดผลของสัญญาณรบกวนโดยเลือกความถี่ข้ามผ่านอยู่ที่ 639 rad/s ดังรูปที่ 6 (แดง) เทียบกับค่าเอกฐานวงรอบเปิดของระบบที่ก่อนการจัดสัญญาณรูปที่ 6 (น้ำเงิน) เมื่อแก้สมการราคาติพบว่า $\gamma_{min} = 1.8648$

$$W = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{bmatrix} \quad (9)$$



รูปที่ 6 ค่าเอกฐานวงรอบเปิดของอินเวอร์เตอร์
 แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

ทำการสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบเอชอินฟินิตี้ด้วย
 โปรแกรม MATLAB โดยเลือก $\gamma = \gamma_{\min} = 1.8648$ ได้
 ตัวควบคุม K_{∞} (11)-(12)

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

$$W_{11} = \frac{1.472 \times 10^{-6} s^5 + 147.2 s^4 + 6.396 \times 10^5 s^3 + 1.623 \times 10^8 s^2 + 4.923 \times 10^{10} s + 4.907 \times 10^{10}}{s^5 + 1.179 \times 10^4 s^4 + 4.626 \times 10^7 s^3 + 6.042 \times 10^{10} s^2 + 1.207 \times 10^{11} s + 6.033 \times 10^{10}} \quad (10)$$

$$W_{12} = \frac{-1.461 \times 10^{-9} s^5 - 0.1461 s^4 + 194.1 s^3 + 3.39 \times 10^6 s^2 + 5.88 \times 10^8 s + 5.846 \times 10^8}{s^5 + 1.179 \times 10^4 s^4 + 4.626 \times 10^7 s^3 + 6.042 \times 10^{10} s^2 + 1.207 \times 10^{11} s + 6.033 \times 10^{10}}$$

$$W_{21} = \frac{1.222 \times 10^{-10} s^5 + 0.01223 s^4 + 600.7 s^3 - 1.021 \times 10^7 s^2 - 5.108 \times 10^{10} s - 5.107 \times 10^{10}}{s^5 + 1.179 \times 10^4 s^4 + 4.626 \times 10^7 s^3 + 6.042 \times 10^{10} s^2 + 1.207 \times 10^{11} s + 6.033 \times 10^{10}}$$

$$W_{22} = \frac{5.535 \times 10^{-8} s^5 + 5.536 s^4 + 4.813 \times 10^4 s^3 + 1.243 \times 10^8 s^2 + 8.194 \times 10^{10} s + 8.182 \times 10^{10}}{s^5 + 1.179 \times 10^4 s^4 + 4.626 \times 10^7 s^3 + 6.042 \times 10^{10} s^2 + 1.207 \times 10^{11} s + 6.033 \times 10^{10}}$$

$$K_{\infty 11} = \frac{1.234 s^4 + 1.927 \times 10^4 s^3 + 1.146 \times 10^8 s^2 + 3.07 \times 10^{11} s + 3.122 \times 10^{14}}{s^4 + 1.729 \times 10^4 s^3 + 1.2 \times 10^8 s^2 + 3.88 \times 10^{11} s + 4.925 \times 10^{14}}$$

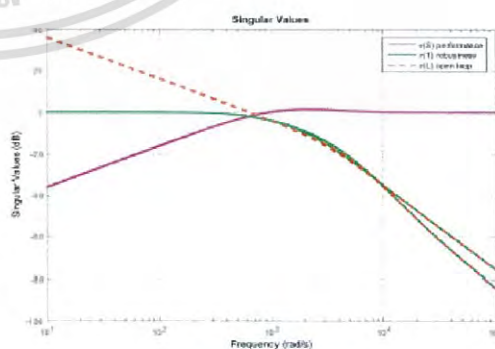
$$K_{\infty 12} = \frac{0.0047 s^4 + 79.2 s^3 + 5.101 \times 10^5 s^2 + 1.52 \times 10^9 s + 1.767 \times 10^{12}}{s^4 + 1.729 \times 10^4 s^3 + 1.2 \times 10^8 s^2 + 3.88 \times 10^{11} s + 4.925 \times 10^{14}} \quad (12)$$

$$K_{\infty 21} = \frac{-0.0044 s^4 - 74.25 s^3 - 4.874 \times 10^5 s^2 - 1.485 \times 10^9 s - 1.77 \times 10^{12}}{s^4 + 1.729 \times 10^4 s^3 + 1.2 \times 10^8 s^2 + 3.88 \times 10^{11} s + 4.925 \times 10^{14}}$$

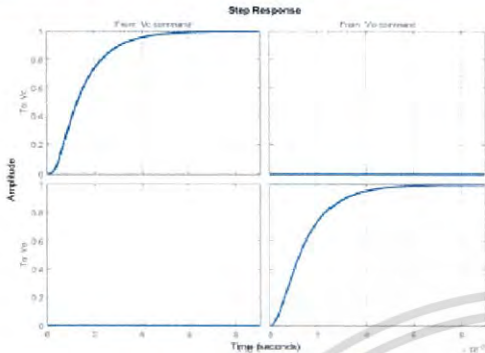
$$K_{\infty 22} = \frac{0.4026 s^4 + 8139 s^3 + 6.36 \times 10^7 s^2 + 2.296 \times 10^{11} s + 3.195 \times 10^{14}}{s^4 + 1.729 \times 10^4 s^3 + 1.2 \times 10^8 s^2 + 3.88 \times 10^{11} s + 4.925 \times 10^{14}}$$

$$\|T_{zw}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_{\infty} \end{bmatrix} (I + G_s K_{\infty})^{-1} M_s^{-1} \right\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_{\infty} \end{bmatrix} (I + G_s K_{\infty})^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \leq \epsilon^{-1} \quad (13)$$

ปิดวงรอบและหาค่าเอกฐานและผลตอบสนอง
 ทางเวลาของระบบวงรอบปิดที่ออกแบบเป็นดังรูปที่ 7 มีค่า
 ฟังก์ชันความไว (S) มีค่าต่ำในย่านความถี่ต่ำเพื่อลดผลของ
 สัญญาณรบกวน และฟังก์ชันเติมเต็มความไว (T) มี
 ค่าประมาณ 1 ที่ความถี่ต่ำเพื่อสมรรถนะการตามรอยคำสั่ง
 ที่ดีและมีค่าต่ำที่ความถี่สูงเพื่อลดผลของการรบกวนจาก
 เครื่องมือวัด หาค่า $\|T_{zw}\|_{\infty}$ ของระบบพบว่า มีค่าเท่ากับ
 1.8648 ตรวจสอบผลตอบสนองเชิงเวลาของระบบพบว่า
 สามารถตามรอยคำสั่งได้และไม่มีการคลัสป์ลิ่งระหว่าง
 ช่องสัญญาณทำให้การควบคุมทำได้ง่ายขึ้น



(ก.) ค่าเอกฐานของระบบ



(ข.) ผลตอบสนองฟังก์ชันขั้นบันไดทางเวลา
รูปที่ 7 ระบบวงรอบปิดที่ออกแบบ

3.3 การลดอันดับตัวควบคุม

ในการนำตัวควบคุมระบบมีรูปแบบดังนี้

$$K = W_r K_c \tag{14}$$

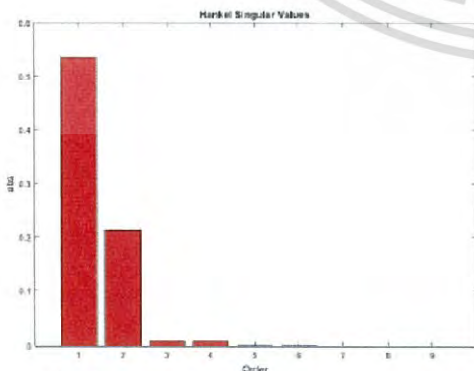
ซึ่งจากตัวควบคุมเอชอินฟินิตีแล้วฟังก์ชันนำหนักที่
สังเคราะห์ได้มีอันดับสูงถึงอันดับ 9 จึงต้องทำการลดอันดับ
เพื่อให้ง่ายในการนำไปใช้โดยพิจารณาจากค่าเอกฐานแอง
เกิล (Hankel singular values) รูปที่ 8 ทำการลดอันดับตัว
ควบคุมด้วยวิธีการตัดปลายอย่างสมดุล ทำการหาและ
จัดเรียงค่าเอกฐานแองเกิลเพื่อหาค่าเอกฐานจาก

$$K_{r11} = \frac{1.817 \times 10^{-6} s^4 + 181.7 s^3 + 4.527 \times 10^4 s^2 + 1.483 \times 10^7 s + 1.482 \times 10^7}{s^4 + 9366 s^3 + 2.869 \times 10^7 s^2 + 5.744 \times 10^7 s + 2.875 \times 10^7}$$

$$K_{r12} = \frac{6.428 \times 10^{-3} s^4 + 0.65 s^3 + 941.6 s^2 + 2.656 \times 10^5 s + 2.65 \times 10^5}{s^4 + 9366 s^3 + 2.869 \times 10^7 s^2 + 5.744 \times 10^7 s + 2.875 \times 10^7}$$

$$K_{r21} = \frac{-9.252 \times 10^{-11} s^4 - 0.0015 s^3 + 550.9 s^2 - 1.552 \times 10^7 s - 1.557 \times 10^7}{s^4 + 9366 s^3 + 2.869 \times 10^7 s^2 + 5.744 \times 10^7 s + 2.875 \times 10^7}$$

$$K_{r22} = \frac{2.228 \times 10^{-8} s^4 + 0.8797 s^3 + 8242 s^2 + 2.52 \times 10^7 s + 2.875 \times 10^7}{s^4 + 9366 s^3 + 2.869 \times 10^7 s^2 + 5.744 \times 10^7 s + 2.875 \times 10^7}$$



รูปที่ 8 ค่าเอกฐานแองเกิล (Hankel singular values)
ของตัวควบคุมที่ได้จากการสังเคราะห์

$$\sigma_i \triangleq \lambda_i^2(PQ), i=1, \dots, n. \tag{15}$$

$$AP + PA^T + BB^T = 0 \tag{16}$$

$$A^T Q + QA + C^T C = 0 \tag{17}$$

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_m \gg \sigma_{m+1} \geq \dots \geq \sigma_n > 0$$

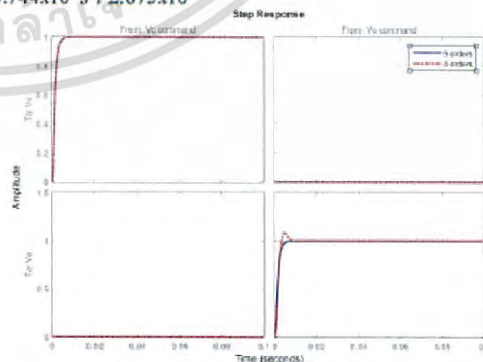
สามารถลดอันดับให้ได้ระบบใหม่ขนาด m (A_r, B_r, C_r)

$$A = \begin{bmatrix} A_r & * \\ * & * \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} B_r \\ * \end{bmatrix}, C = [C_r \quad *] \tag{18}$$

จากรูปที่ 8 พบว่าค่าเอกฐานตั้งแต่อันดับที่ 5 ขึ้นไป
มีค่าน้อย ดังนั้นทำการลดอันดับตัวควบคุมเหลือเพียงอันดับ
4 แล้ว จะได้ตัวควบคุมที่ลดอันดับแล้วเป็นสมการ (19)-(20)

$$K_r = \begin{bmatrix} K_{r11} & K_{r12} \\ K_{r21} & K_{r22} \end{bmatrix} \tag{19}$$

หลังจากได้ตัวควบคุมที่ลดอันดับแล้วทำการ
ตรวจสอบโดยแทนตัวควบคุมลงในสมการที่ (13) พบว่าค่า
นอร์มอินฟินิตี้ $\|T_{zw}\|_\infty$ ของระบบมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 2.3343 ซึ่ง
ทำให้ความคงทนของระบบลดลง รูปที่ 9 แสดงผลการ
ตอบสนองขั้นบันไดเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ทำการลด
อันดับด้วยวิธีการตัดปลายอย่างสมดุลและระบบที่ยังไม่ได้
ลดอันดับเห็นได้ว่าการพุ่งเกินเกิดขึ้นที่ของสัญญาณที่ 2



รูปที่ 9 ผลตอบสนองฟังก์ชันขั้นบันไดของตัวควบคุมที่
ได้จากการสังเคราะห์ (K) และตัวควบคุมที่ลดอันดับ (K_r)

3.4 การลดอันดับด้วยขั้นตอนวิธีแบบผึ้ง

ขั้นตอนวิธีแบบผึ้ง (Bee Algorithm) ได้ถูกนำเสนอโดย Pham และคณะ [14] ซึ่งเป็นกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยทำการเลียนแบบพฤติกรรมกรหาแหล่งอาหารของฝูงผึ้งและเป็นกระบวนการหาคำตอบชนิดหนึ่งที่มีพื้นฐานมาจากการเลียนแบบพฤติกรรมของฝูงแมลง (Swarm Based Optimization Algorithm) โดยมีขั้นตอนดังนี้

- 1) กำหนดโครงสร้างตัวควบคุมให้มีอันดับเหมือนกับตัวควบคุมที่จากวิธีการตัดปลายอย่างสมดุล สุ่มกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ให้ผึ้งแต่ละตัว โดยให้ผึ้งตัวหนึ่งมีสัมประสิทธิ์เหมือนกับตัวควบคุมที่ได้จากการตัดปลายอย่างสมดุล
- 2) ทำการหาฟังก์ชันต้นทุน $\|z_{sw} - \|z_{sw}^*\|_{\infty}$ เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบทำให้ได้ $K_{proposed}$ จากผึ้งแต่ละตัวโดย $\|z_{sw}^*\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} W_1^{-1} \\ G \end{bmatrix} (I + K_{proposed} G)^{-1} [W_1 \ G] \right\|_{\infty}$
- 3) จัดเรียงค่าฟังก์ชันต้นทุนเรียงจากน้อยไปมากโดยคำนึงหมายถึงดีที่สุด
- 4) เลือกตำแหน่งของผึ้ง m ตัวแรกเป็นพื้นที่ที่ถูกเลือก

$$\begin{aligned}
 K_{proposed11} &= \frac{1.817 \times 10^{-6} s^4 + 181.7 s^3 + 4.527 \times 10^4 s^2 + 1.489 \times 10^7 s + 1.482 \times 10^7}{s^4 + 9366 s^3 + 2.874 \times 10^7 s^2 + 5.745 \times 10^7 s + 2.875 \times 10^7} \\
 K_{proposed12} &= \frac{6.428 \times 10^{-9} s^4 + 0.6506 s^3 + 941.6 s^2 + 6.783 \times 10^4 s + 2.512 \times 10^5}{s^4 + 9366 s^3 + 2.874 \times 10^7 s^2 + 5.745 \times 10^7 s + 2.875 \times 10^7} \\
 K_{proposed21} &= \frac{-9.252 \times 10^{-11} s^4 - 0.0015 s^3 + 550.9 s^2 - 1.553 \times 10^7 s - 1.558 \times 10^7}{s^4 + 9366 s^3 + 2.874 \times 10^7 s^2 + 5.745 \times 10^7 s + 2.875 \times 10^7} \\
 K_{proposed22} &= \frac{-9.252 \times 10^{-11} s^4 - 0.8797 s^3 + 3.627 \times 10^6 s^2 + 2.504 \times 10^7 s + 2.515 \times 10^7}{s^4 + 9366 s^3 + 2.874 \times 10^7 s^2 + 5.745 \times 10^7 s + 2.875 \times 10^7}
 \end{aligned} \tag{21}$$

- 5) เลือกตำแหน่งของผึ้ง e ตัวแรกเป็นพื้นที่ที่ดีที่สุด
- 6) สุ่มค่าให้กับผึ้ง be ตัวรอบพื้นที่ที่ดีที่สุด (e) ทำการหาค่าฟังก์ชันต้นทุนแล้วจดจำตำแหน่งไว้
- 7) สุ่มค่าให้กับผึ้ง bs ตัวรอบพื้นที่ที่ถูกเลือกที่เหลือ ($m-e$) ทำการหาค่าฟังก์ชันต้นทุนแล้วจดจำตำแหน่งไว้
- 8) สุ่มค่าตำแหน่งให้กับผึ้งที่เหลือเพื่อหาพื้นที่ใหม่ ๆ
- 9) ทำซ้ำตั้งแต่ขั้นตอนที่ 2 จนครบรอบ (i)

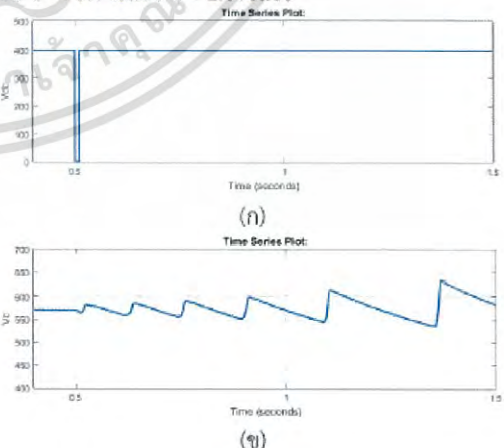
ตารางที่ 2 พารามิเตอร์ของขั้นตอนวิธีแบบผึ้ง

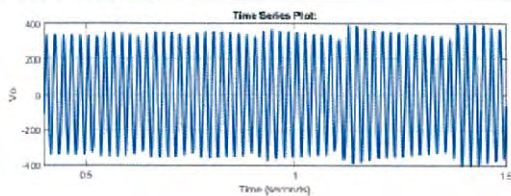
พารามิเตอร์	ค่า
จำนวนรอบ (i)	30
จำนวนผึ้ง (n)	50
จำนวนพื้นที่ที่ถูกเลือก (m)	20
จำนวนพื้นที่ที่ดีที่สุด (e)	6
จำนวนพื้นที่ที่เหลือ ($m-e$)	14
จำนวนผึ้งสำหรับพื้นที่ที่เหลือ (bs)	9
จำนวนผึ้งสำหรับพื้นที่ที่ดีที่สุด (be)	14

ทำการหาตัวควบคุมโดยวนรอบด้วยพารามิเตอร์ต่างๆตามตารางที่ 2 ได้ผลลัพธ์ตัวควบคุมดังสมการ (21)

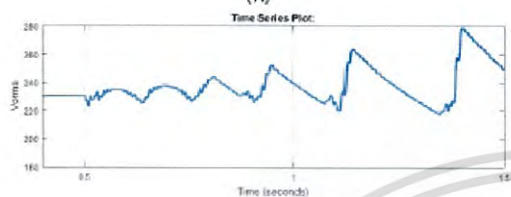
4. ผลการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab Simulink

จากการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการข้างต้นที่ได้ถูกนำมาใช้จำลองการทำงานด้วยเครื่องมือ SIMPOWER SYSTEM จาก โปรแกรม Matlab Simulink โดยใช้พารามิเตอร์ต่างๆตามตารางที่ 1 และใช้การมอดูเลชันสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มด้วยวิธีที่ปรับเปลี่ยนจากการมอดูเลชันปกติ (Modified PWM) [9] เพื่อให้เกิดช่วง Shoot-through zero state ด้วยอัตราการสวิตซ์ 25 kHz โดยมีการจำลองการรบกวนที่แรงดันอินพุตจาก 400 v ลงมาที่ 300 v ที่เวลา 0.5 วินาทีระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีการตัดปลายอย่างสมดุลแสดงในรูปที่ 10 และระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 11





(ค)

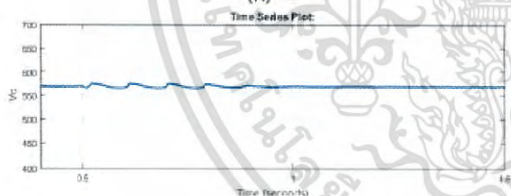


(ง)

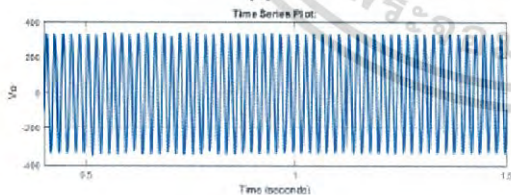
รูปที่ 10 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีการตัดปลายอย่างสมมูลถูกรบกวนที่เวลา 0.5 วินาที (ก) แรงดันอินพุต (V_{dc}), (ข) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_C), (ค) แรงดันเอาต์พุต (V_O), (ง) แรงดันเอาต์พุต RMS (V_{Orms}).



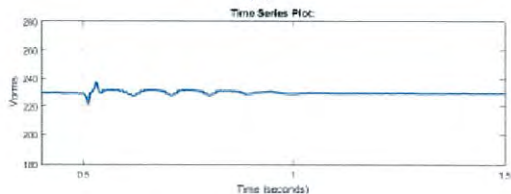
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 11 ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีที่นำเสนอเมื่อถูกรบกวนที่เวลา 0.5 วินาที (ก) แรงดันอินพุต (V_{dc}),

(ข) แรงดันที่ตัวเก็บประจุ (V_C), (ค) แรงดันเอาต์พุต (V_O), (ง) แรงดันเอาต์พุต RMS (V_{Orms}).

ทำการหาค่า THD_v ของระบบที่ใช้ตัวควบคุมแต่ละตัวจากสมการ(22) ได้ตามตารางที่ 3

$$THD_v = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_1} \quad (22)$$

ตารางที่ 3 ค่า THD_v ของระบบ

ระบบที่ใช้ตัวควบคุม	THD_v
จากวิธีตัดปลายอย่างสมมูล	6.07%
จากวิธีที่นำเสนอ	2.02%

5. สรุป

งานวิจัยนี้ได้ทำการหาแบบจำลองของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ด้วยวิธีการสัญญาณขนาดเล็ก นำแบบจำลองที่ได้มาออกแบบตัวควบคุมคงทนสำหรับระบบไม่เชิงเส้นหลายอินพุตหลายเอาต์พุตด้วยวิธีจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H_∞ loop-shaping) จากการสังเคราะห์จะได้ตัวควบคุมที่มีอันดับ 9 ซึ่งสามารถลดผลการคับปลิงระหว่างช่องสัญญาณได้เนื่องด้วยอันดับที่สูงทำให้ยุ่งยากต่อการใช้งานจึงได้ทำการลดอันดับด้วยวิธีตัดปลายอย่างสมมูลโดยพิจารณาจากค่าเอกฐานแองเกิลที่เหลืออันดับ 4 ซึ่งตัวควบคุมที่ได้พบว่ามีสมรรถนะความคงทนลดลงด้วย ทำการประยุกต์ใช้ขั้นตอนวิธีแบบฝังในการหาค่าที่เหมาะสมเพื่อให้ได้สมรรถนะความคงทนเท่าเดิม จากการจำลองด้วยเครื่องมือ SIMPOWER SYSTEM พบว่าเมื่อทำการรบกวนแรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีการตัดปลายอย่างสมมูลไม่สามารถรักษาเสถียรภาพไว้ได้ ในขณะที่ระบบที่ใช้ตัวควบคุมจากวิธีที่นำเสนอสามารถคงทนต่อการรบกวนและรักษาเสถียรภาพได้และมีค่า THD_v ที่ต่ำกว่าอีกด้วย ซึ่งทำให้สามารถนำระบบไปใช้ร่วมกับแหล่งจ่ายที่มีค่าไม่คงที่หรือถูกรบกวนได้ง่ายเช่นระบบเซลล์แสงอาทิตย์ เป็นต้น

6. กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับการสนับสนุนจาก กองทุนวิจัยสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง หมายเลขทุนวิจัย KREF045409

7. เอกสารอ้างอิง

- [1] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 2, pp. 504-510, Mar./Apr. 2003.
- [2] J. Liu, J. Hu, and L. Xu; "A modified space vector PWM for Z-source inverter-modeling and design," *ICEMS*, vol. 2, pp. 1242-1247, 2005.
- [3] P. C. Loh, D. M. Vilathgamuwa, C. J. Gajanayake, Y. R. Lim, and C.W. Teo "Transient modeling and analysis of pulse-width modulated Z-source inverter," *Proc. of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2-6 Oct. 2005, vol 4, pp. 2782-2789.
- [4] C. Gajanayake, D. Vilathgamuwa, and P. Loh, "Small-signal and signal-flow-graph modeling of switched Z-source impedance network," *IEEE Power Electronics Letters*, vol 3, Issue 3, pp.111-116, Sept.2005.
- [5] C. J. Gajanayake, D. M. Vilathgamuwa, and P. Loh, "Modeling and design of multi-loop closed loop controller for Z-source inverter for Distributed Generation," *Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conference*, 2006, pp. 1353-1359.
- [6] T. Vinh, T. Chun, J. Ahn, and H. Lee, "Algorithms for controlling both the DC boost and AC output voltage of the Z-source inverter," *Proc of IEEE Industrial Electronics Society Conference*, 2005, pp. 970-974.
- [7] M. Shen, Q. Tang and F. Z. Peng, "Modeling and Controller Design of the Z-Source Inverter with Inductive Load," *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, FL, 2007, pp. 1804-1809.
- [8] C. Ruqi, Z. Gengshen, G. Tianyong, Z. ergang, Z. yao and Q. chao, "Modeling and state feedback control of Z-source inverter," *2009 2nd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS)*, Shenzhen, 2009, pp. 125-129.
- [9] M. S. Bakar, N. A. Rahim and K. H. Ghazali, "Analysis of various PWM controls on single-phase Z-source inverter," *2010 IEEE Student Conference on Research and Development (SCoReD)*, Putrajaya, 2010, pp. 448-451.
- [10] S. Skogestad and I. Postlethwaite, "Multivariable Feedback Control Analysis and design," 2nd ed, John Wiley & Sons, New York.
- [11] K. Zhou and J. C. Doyle, "Essential of Robust Control," 1996, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey.
- [12] M. Duncan and G. Keith, "A loop shaping design procedure using H ∞ synthesis," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 37, no. 6, pp. 759-769, 1992.
- [13] V. X. Le and M. G. Safonov, "Rational matrix GCDs and the design of squaring-down compensators-a state-space theory," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 37, no. 3, pp. 384-392, Mar 1992.
- [14] D.T. Pham, A. Ochanbarzadeh, E. Koc, S. Olri, S. Rahim, M. Zaidi. "The Bees Algorithm - A Novel Tool for Complex Optimisation Problems" Proceedings of 2 Virtual International Conference on Intelligent Production Machines and Systems (IPROMS 2006). The Internet, July 2006.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ด้วยการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายปฐวี กั้นชั้น
วัน เดือน ปีเกิด	7 กันยายน 2535
ที่อยู่	2188 ถนนพัฒนาการ เขตสวนหลวง แขวงสวนหลวง กรุงเทพมหานคร 10250
ประวัติการศึกษา	พ.ศ.2558 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประวัติการทำงาน	พ.ศ.2559-ปัจจุบัน ตำแหน่งพนักงานควบคุมการผลิต บริษัทพีทีทีแอลเอ็นจีจำกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้