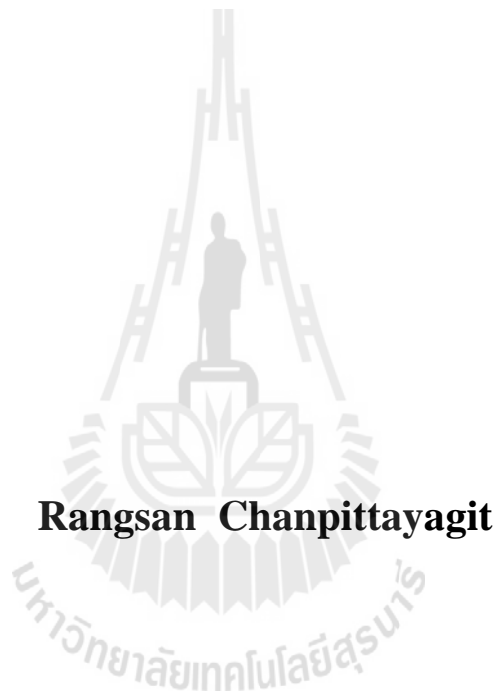


การออกแบบตัวควบคุมและการวิเคราะห์เสถียรภาพ  
ของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซีที่มีโหลด  
เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี  
ปีการศึกษา 2557

**CONTROLLER DESIGN AND STABILITY ANALYSIS  
OF AC-DC POWER SYSTEM FEEDING  
A CONTROLLED BUCK-BOOST  
CONVERTER**



**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the  
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering  
Suranaree University of Technology  
Academic Year 2014**

การออกแบบตัวควบคุมและการวิเคราะห์เสถียรภาพของ  
ระบบไฟฟ้ากำลังเอชเป็นดีซีที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักศึกษานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา  
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(รศ. ดร.กิตติ อัครกิจมงคล)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.ทองพูน อารีรักษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(ผศ. ดร.ทองพล อารีรักษ์)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิมปิจำนงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและนวัตกรรม

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

รังสรรค์ ชาญพิทยกิจ : การออกแบบตัวควบคุมและการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ  
ไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซีที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ (CONTROLLER  
DESIGN AND STABILITY ANALYSIS OF AC-DC POWER SYSTEM FEEDING A  
CONTROLLED BUCK-BOOST CONVERTER) อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์  
ดร.ก้องพันธ์ อารีรักษ์, 204 หน้า

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยใช้วิธีการร่วมกัน  
ระหว่างวิธีคิควและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียง  
กระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ซึ่งแบบจำลองที่ได้จากวงจร  
ดังกล่าวจะถูกทำให้เป็นเชิงเส้นด้วยการประมาณอันดับศูนย์ของอนุกรมเทย์เลอร์ จากนั้นจึงสามารถ  
นำแบบจำลองไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพโดยอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์เสถียรภาพ  
ของมิดเดิลบรูกได้ โดยมีการยืนยันผลการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และการยืนยันผล  
ด้วยชุดทดสอบ ซึ่งการที่จะยืนยันผลด้วยชุดทดสอบนั้น จำเป็นต้องทราบค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้อง  
ของชุดทดสอบเพื่อให้การตรวจสอบผลมีความแม่นยำมากขึ้น โดยได้มีการระบุเอกลักษณ์ของชุด  
ทดสอบโดยอาศัยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์โดยมีอัลกอริทึมการค้นหาแบบดาบุงเชิงปรับตัว จากผล  
การทดสอบพบว่า การวิเคราะห์เสถียรภาพทางทฤษฎีที่อาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์  
ขึ้นสามารถคาดเดาจุดขาดเสถียรของชุดทดสอบได้อย่างถูกต้อง ดังนั้นวิธีการพิสูจน์หาแบบจำลอง  
ทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถนำมาใช้ได้จริง  
และมีความถูกต้องแม่นยำ นอกจากนี้ยังได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทาง  
ปัญญาประดิษฐ์โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ที่ทำให้ผลการตอบสนองของเอาต์พุตมี  
สมรรถนะที่ดีที่สุด โดยมีการจำลองผลด้วยคอมพิวเตอร์และการทดสอบกับระบบจริง

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
ปีการศึกษา 2557

ลายมือชื่อนักศึกษา \_\_\_\_\_  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา \_\_\_\_\_

RANGSAN CHANPITTAYAGIT : CONTROLLER DESIGN AND  
STABILITY ANALYSIS OF AC-DC POWER SYSTEM FEEDING A  
CONTROLLED BUCK-BOOST CONVERTER. THESIS ADVISOR : ASST.  
PROF. KONGPAN AREERAK, Ph.D., 204 PP.

STABILITY ANALYSIS/ PI CONTROLLER/ BUCK-BOOST  
CONVERTER/ DQ MODELING/GSSA MODELING

The thesis presents the co-operation between the GSSA and DQ method to derive the dynamic model of proposed power system, the three-phase rectifier feeding a controlled buck-boost converter. The resulting model is suitable for the stability analysis. The derived model is the nonlinear time-invariant model. In the thesis, the linearization method using the first-order Taylor's series expansion is applied to achieve the linear time-invariant model. As a result, the conventional linear control theory called Eigenvalue's theorem and Middlebrook's criterion can be used with the linearized model for stability study. To validate the stability result, the intensive simulation using the computer software package and the experiment are used. Moreover, the system identification is required to provide the accurate system parameters that are used with the proposed dynamic model to predict the unstable point of the practical system. The artificial intelligence technique called the adaptive tabu search algorithm is applied for the system identification. In addition, this adaptive tabu search algorithm is also used to design the controller of buck-boost

converter to achieve the best output performance. The proposed optimal design result is also validated by both simulation and experiment.



School of Electrical Engineering

Academic Year 2014

Student's Signature \_\_\_\_\_

Advisor's Signature \_\_\_\_\_

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัย ผู้วิจัยขอขอบพระคุณบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ก้องพันธ์ อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำปรึกษา คำแนะนำ และแนวทางอันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่องานวิจัย รวมทั้งยังได้ช่วยสละเวลาเพื่อตรวจทาน เพื่อแก้ไขรายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนกระทั่งมีความสมบูรณ์ อีกทั้งยังเป็นกำลังใจ และเป็นแบบอย่างที่ดีพร้อมทั้งข้อคิดสำหรับการดำเนินชีวิตให้กับผู้วิจัยเสมอมา

คณาจารย์ เลขานุการและผู้ช่วยสอนประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่กรุณาให้คำปรึกษาด้านวิชาการ การติดต่อประสานงานและข้อคิดในการดำเนินชีวิตอย่างดียิ่งมาโดยตลอด

บุคลากรศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่อำนวยความสะดวกในการทำงาน การใช้งานอุปกรณ์ต่าง ๆ รวมทั้งขอขอบคุณพี่น้องบัณฑิตศึกษาทุกท่านที่ให้คำปรึกษาด้านวิชาการและให้กำลังใจในการศึกษาค้นคว้าตลอดมา

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิภาพประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ให้ความรัก กำลังใจ การอบรมเลี้ยงดู และให้การสนับสนุนในการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิต

รังสรรค์ ชาญพิทยกิจ

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ง
สารบัญ.....	จ
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญรูป.....	ฎ
<b>บทที่</b>	
<b>1 บทนำ.....</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย.....	2
1.3 ขอบเขตของเบื้องต้น.....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	3
<b>2 ปรีक्षणวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....</b>	<b>5</b>
2.1 บทนำ.....	5
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	5
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพ.....	7
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์.....	8
2.5 สรุป.....	9



## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

<b>3</b>	<b>วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์</b>	
	ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์ .....	10
3.1	บทนำ .....	10
3.2	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์กรณีวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์	
	ที่ไม่มีตัวควบคุม .....	10
3.2.1	ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่ง .....	14
3.2.2	ตัวเก็บประจุของสายส่ง .....	16
3.2.3	แบบจำลองวงจรเรียงกระแสสามเฟส .....	18
3.2.4	วงจรสมมูลคิ่วของระบบรวม .....	21
3.2.5	การพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ	
	ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์ที่ไม่มีตัวควบคุม .....	24
3.2.6	การหาค่าในสถานะคงตัว .....	31
3.2.7	การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ .....	33
3.3	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์กรณีวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์	
	ที่มีตัวควบคุม .....	38
3.3.1	การทำให้เป็นเชิงเส้น .....	41
3.3.2	การคำนวณค่าในสถานะคงตัว .....	45
3.3.3	การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์ .....	46
3.3.4	การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง .....	51
3.4	สรุป .....	58
<b>4</b>	<b>การวิเคราะห์เสถียรภาพ</b> .....	60
4.1	บทนำ .....	60
4.2	ผลของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว .....	60
4.3	การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง .....	62
4.3.1	การวิเคราะห์ระบบที่พิจารณา .....	62
4.3.2	การปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ .....	63

## สารบัญ (ต่อ)

### หน้า

4.4	การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยเกณฑ์ของมิดเดิลบรุค .....	66
4.4.1	การวิเคราะห์ระบบที่พิจารณา .....	66
4.4.2	การปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ .....	76
4.5	ขั้นตอนการขาดเสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์ ในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ .....	79
4.5.1	การตรวจสอบระบบที่พิจารณา .....	79
4.5.2	การปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ .....	80
4.6	สรุป .....	85
5	การสร้างชุดทดสอบ .....	86
5.1	บทนำ .....	86
5.2	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน .....	86
5.2.1	ภาพรวมชุดทดสอบ .....	86
5.2.2	การทดสอบวงจรและอภิปรายผล .....	89
5.3	วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม .....	90
5.3.1	ภาพรวมชุดทดสอบ .....	90
5.3.2	การทดสอบวงจรและอภิปรายผล .....	96
5.4	วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน กรณีที่มีตัวควบคุม .....	100
5.4.1	ภาพรวมชุดทดสอบ .....	100
5.4.2	อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดัน .....	102
5.4.3	อุปกรณ์ตรวจวัดกระแส .....	106
5.4.4	การทดสอบวงจรและอภิปรายผล .....	109
5.5	สรุป .....	111

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

<b>6</b>	<b>การระบุเอกลักษณ์ของชุดทดสอบ</b> .....	112
6.1	บทนำ .....	112
6.2	การระบุเอกลักษณ์ $R_f$ .....	113
6.3	การระบุเอกลักษณ์ $L_f$ .....	115
6.4	การระบุเอกลักษณ์โดยใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ .....	116
6.4.1	การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ .....	117
6.4.2	ผลการตอบสนองจากชุดทดสอบ .....	120
6.4.3	การค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว (ATS) .....	124
6.4.4	ผลการระบุเอกลักษณ์ .....	128
6.5	สรุป .....	131
<b>7</b>	<b>การตรวจสอบเสถียรภาพด้วยชุดทดสอบจริง</b> .....	132
7.1	บทนำ .....	132
7.2	การวิเคราะห์เสถียรภาพทางทฤษฎี .....	132
7.2.1	การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง .....	134
7.2.2	การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยเกณฑ์ของมิตเดิลบรูก .....	135
7.3	การตรวจสอบผลการวิเคราะห์เสถียรภาพ .....	136
7.3.1	การตรวจสอบเสถียรภาพด้วย SPS <sup>TM</sup> ของโปรแกรม MATLAB .....	136
7.3.2	การตรวจสอบเสถียรภาพด้วยชุดทดสอบจริง .....	137
7.4	สรุป .....	139
<b>8</b>	<b>การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์</b> .....	141
8.1	บทนำ .....	141
8.2	ระบบที่พิจารณา .....	141
8.3	กระบวนการออกแบบ .....	142

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

8.4 ผลการออกแบบตัวควบคุม.....	146
8.4.1 ผลการตอบสนองที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์.....	150
8.4.2 ผลการตอบสนองที่ได้จากชุดทดสอบจริง .....	151
8.5 สรุป.....	152
<b>9 สรุปและข้อเสนอแนะ .....</b>	<b>153</b>
9.1 สรุป.....	153
9.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต.....	154
รายการอ้างอิง .....	156
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. โปรแกรมคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ เพื่อหาผลเฉลยของแบบจำลอง ทางคณิตศาสตร์ ที่ทำงานบนโปรแกรม MATLAB .....	159
ภาคผนวก ข. การจำลองสถานการณ์ของระบบด้วย SimPowerSystem <sup>TM</sup> ของโปรแกรม MATLAB .....	180
ภาคผนวก ค. โปรแกรมสำหรับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ .....	183
ภาคผนวก ง. การหาค่าพารามิเตอร์ของ ATS ให้มีความเหมาะสม กับระบบชนิดต่าง ๆ.....	189
ภาคผนวก จ. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ .....	196
ประวัติผู้เขียน .....	204

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง .....	6
2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพ .....	7
2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ .....	8
3.1 พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 3.1 .....	33
3.2 พารามิเตอร์สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอ .....	51
3.3 พารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของระบบที่มีตัวควบคุม .....	52
5.1 ผลการทดสอบวงจรแปลงผันกรณีนที่ไม่มีตัวควบคุม .....	98
5.2 ผลการทดสอบชุดตรวจวัดแรงดัน .....	104
5.3 ผลการทดสอบชุดตรวจกระแส .....	108
6.1 การทดสอบเพื่อหาค่า $R_x$ .....	114
6.2 การทดสอบเพื่อหาค่า $R_x + R_f$ .....	115
6.3 พารามิเตอร์ของ ATS .....	128
7.1 พารามิเตอร์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพ .....	133
8.1 พารามิเตอร์ของ ATS .....	143
ง.1 การทดสอบเพื่อหาค่า <i>Initial number neighbor</i> .....	190
ง.2 การทดสอบเพื่อหาค่า <i>Radius</i> .....	191
ง.3 การทดสอบเพื่อหาค่า <i>DF</i> .....	191
ง.4 การทดสอบเพื่อหาค่า <i>Round</i> .....	192
ง.5 การทดสอบเพื่อหาค่า <i>Number neighbor</i> .....	192
ง.6 การทดสอบเพื่อหาค่า <i>Initial number neighbor</i> .....	193
ง.7 การทดสอบเพื่อหาค่า <i>Radius</i> .....	194
ง.8 การทดสอบเพื่อหาค่า <i>DF</i> .....	194

## สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
ง.9 การทดสอบเพื่อหาค่า <i>Round</i> .....	195
ง.10 การทดสอบเพื่อหาค่า <i>Number neighbor</i> .....	195



## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
3.1	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็น วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีไม่มีตัวควบคุม..... 11
3.2	แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว ..... 12
3.3	แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว ..... 13
3.4	ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้าสามเฟส ..... 14
3.5	วงจรสมมูลดีคิวที่เกิดจากตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้า ..... 15
3.6	ตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้า ..... 16
3.7	วงจรสมมูลดีคิวที่เกิดจากตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้า ..... 17
3.8	วงจรเรียงกระแสสามเฟสและความต้านทานมุมเหลื่อม ..... 18
3.9	สัญญาณการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ..... 19
3.10	วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่อยู่บนแกนดีคิว ..... 21
3.11	วงจรสมมูลดีคิวของระบบทางฝั่งแหล่งจ่ายสามเฟส ..... 22
3.12	แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว ..... 22
3.13	วงจรสมมูลดีคิวของระบบทางฝั่งแหล่งจ่ายสามเฟส เมื่อ $s_q = 0$ ..... 23
3.14	วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาบนแกนหมุนดีคิว ..... 24
3.15	สัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ..... 27
3.16	สายส่งกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟส ..... 31
3.17	ผลการตอบสนองของ $I_{dc}$ ของระบบในรูปที่ 3.1 ..... 34
3.18	ผลการตอบสนองของ $V_{dc}$ ของระบบในรูปที่ 3.1 ..... 34
3.19	ผลการตอบสนองของ $I_L$ ของระบบในรูปที่ 3.1 ..... 35
3.20	ผลการตอบสนองของ $V_o$ ของระบบในรูปที่ 3.1 ..... 35
3.21	ผลการตอบสนองของ $I_{dc}$ ของระบบในรูปที่ 3.1 ..... 36
3.22	ผลการตอบสนองของ $V_{dc}$ ของระบบในรูปที่ 3.1 ..... 36

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.23 ผลการตอบสนองของ $I_L$ ของระบบในรูปที่ 3.1 .....	37
3.24 ผลการตอบสนองของ $V_o$ ของระบบในรูปที่ 3.1 .....	37
3.25 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ต่อกับ วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม.....	38
3.26 วงจรสมมูลของระบบกรณีวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม .....	39
3.27 โครงสร้างสำหรับการออกแบบตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต.....	47
3.28 โครงสร้างสำหรับออกแบบตัวควบคุมกระแสไฟฟ้า .....	49
3.29 ผลการตอบสนองของ $I_{dc}$ ของระบบในย่านการลดแรงดัน .....	53
3.30 ผลการตอบสนองของ $V_{dc}$ ของระบบในย่านการลดแรงดัน .....	53
3.31 ผลการตอบสนองของ $I_L$ ของระบบในย่านการลดแรงดัน .....	54
3.32 ผลการตอบสนองของ $V_o$ ของระบบในย่านการลดแรงดัน .....	54
3.33 สัญญาณควบคุมของระบบในย่านการลดแรงดัน.....	55
3.34 ผลการตอบสนองของ $I_{dc}$ ของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน .....	56
3.35 ผลการตอบสนองของ $V_{dc}$ ของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน .....	56
3.36 ผลการตอบสนองของ $I_L$ ของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน .....	57
3.37 ผลการตอบสนองของ $V_o$ ของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน .....	57
3.38 สัญญาณควบคุมของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน .....	58
4.1 วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีพฤติกรรมเป็น โหลดกำลัง ไฟฟ้าคงตัว.....	61
4.2 การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง .....	63
4.3 การปรับเปลี่ยน $R_f$ ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ .....	64
4.4 การปรับเปลี่ยน $L_f$ ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ .....	65
4.5 การปรับเปลี่ยน $R_c$ ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ.....	65
4.6 การปรับเปลี่ยน $C_f$ ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ .....	66
4.7 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลด เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม .....	67
4.8 วงจรที่พิจารณาทางฝั่งแหล่งจ่าย .....	67



## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
4.9	วงจรถูกพิจารณาทางด้านวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม.....	70
4.10	แผนภาพโบลของ $Z_o$ และ $Z_i$ .....	75
4.11	แผนภาพโบลของ $Z_o$ และ $Z_i$ .....	76
4.12	การปรับเปลี่ยน $R_f$ ที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพ .....	77
4.13	การปรับเปลี่ยน $L_f$ ที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพ .....	77
4.14	การปรับเปลี่ยน $R_c$ ที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพ.....	78
4.15	การปรับเปลี่ยน $C_f$ ที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพ .....	78
4.16	การจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ .....	79
4.17	สัญญาณ $V_{dc}$ ในช่วงที่เกิดการขาดเสถียรภาพ .....	80
4.18	การปรับเปลี่ยน $R_f$ ที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพ .....	81
4.19	การปรับเปลี่ยน $L_f$ ที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพ .....	82
4.20	การปรับเปลี่ยน $R_c$ ที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพ.....	83
4.21	การปรับเปลี่ยน $C_f$ ที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพ .....	84
5.1	ชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน .....	87
5.2	โครงสร้างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน .....	87
5.3	ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี.....	90
5.4	ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม .....	91
5.5	โครงสร้างวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม .....	91
5.6	โครงสร้างชุดแหล่งจ่ายแรงดันสำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์.....	92
5.7	โครงสร้างชุดทดสอบวงจรขยายแบบแยกโคคสัญญาณ .....	94
5.8	สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่ค่าวัฏจักรการทำงาน 35 เปอร์เซ็นต์ .....	96
5.9	สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่ค่าวัฏจักรการทำงาน 65 เปอร์เซ็นต์ .....	97
5.10	ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ $d$ เปลี่ยนค่าจาก 30% ไปเป็น 35% .....	97

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.11 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ $d$ เปลี่ยนค่าจาก 60% ไปเป็น 65% .....	98
5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวัฏจักรการทำงานและแรงดันเอาต์พุต ที่ได้จากการทดสอบและการคำนวณ .....	100
5.13 ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุม .....	101
5.14 โครงสร้างชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุม .....	101
5.15 วงจรตรวจวัดแรงดัน .....	102
5.16 โครงสร้างวงจรตรวจวัดแรงดัน .....	103
5.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันปฐมภูมิ และทุติยภูมิของชุดตรวจวัดแรงดัน .....	105
5.18 วงจรตรวจวัดกระแสไฟ .....	106
5.19 โครงสร้างวงจรวัดกระแสไฟ .....	107
5.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสปฐมภูมิ และแรงดันทุติยภูมิของอุปกรณ์วัดกระแส .....	109
5.21 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ $V_o^*$ เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V .....	110
5.22 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ $V_o^*$ เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V .....	110
6.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ต่อกับ วงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม .....	112
6.2 วงจรสำหรับการระบุเอกลักษณ์ $R_f$ .....	113
6.3 วงจรสำหรับการระบุเอกลักษณ์ $R_f$ .....	114
6.4 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรรอกำลังไฟฟ้า .....	116
6.5 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดตัวต้านทาน .....	117
6.6 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์บนแกนคัลคิว .....	118
6.7 ชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟส .....	120
6.8 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ เมื่อ $V_s$ เปลี่ยนแปลงจาก 5.52 V เป็น 15.27 V .....	121
6.9 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ เมื่อ $V_s$ เปลี่ยนแปลงจาก 5.52 V เป็น 15.21 V .....	121

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.10 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ เมื่อ $V_s$ เปลี่ยนแปลงจาก 5.52 V เป็น 15.20 V .....	121
6.11 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ เมื่อ $V_s$ เปลี่ยนแปลงจาก 5.51 V เป็น 15.28 V .....	122
6.12 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ เมื่อ $V_s$ เปลี่ยนแปลงจาก 10.29 V เป็น 14.73 V .....	122
6.13 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ เมื่อ $V_s$ เปลี่ยนแปลงจาก 10.22 V เป็น 14.76 V .....	122
6.14 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ เมื่อ $V_s$ เปลี่ยนแปลงจาก 10.23 V เป็น 14.81 V .....	123
6.15 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ เมื่อ $V_s$ เปลี่ยนแปลงจาก 10.27 V เป็น 14.77 V .....	123
6.16 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ เมื่อ $V_s$ เปลี่ยนแปลงจาก 10.24 V เป็น 19.67 V .....	123
6.17 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ เมื่อ $V_s$ เปลี่ยนแปลงจาก 10.23 V เป็น 19.59 V .....	124
6.18 การค้นหาค่าตอบด้วย ATS .....	125
6.19 การเดินย้อนรอยขณะการค้นหาค่าตอบด้วย ATS .....	127
6.20 กระบวนการระบุเอกลักษณ์ของระบบด้วย ATS .....	128
6.21 ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ในการค้นหาแต่ละรอบ .....	129
6.22 ผลการตอบสนองของ $V_{dc}$ เมื่อ $V_s$ เปลี่ยนจาก 5.52 V เป็น 15.27 V .....	130
6.23 ผลการตอบสนองของ $V_{dc}$ เมื่อ $V_s$ เปลี่ยนจาก 10.29 V เป็น 14.73 V .....	130
6.24 ผลการตอบสนองของ $V_{dc}$ เมื่อ $V_s$ เปลี่ยนจาก 10.24 V เป็น 19.67 V .....	131
7.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ที่มีตัวควบคุม .....	133
7.2 ค่าเจาะจงของระบบที่พิจารณา .....	134
7.3 แผนภาพโบลของ $Z_o$ และ $Z_i$ .....	135
7.4 ผลการตรวจสอบเสถียรภาพด้วย SPS <sup>TM</sup> ของโปรแกรม MATLAB .....	136
7.5 ชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ที่มีตัวควบคุม .....	137
7.6 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ และ $V_o$ เมื่อ $V_o^*$ เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V .....	138
7.7 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ และ $V_o$ เมื่อ $V_o^*$ เปลี่ยนจาก 40 V เป็น 50 V .....	138
7.8 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ และ $V_o$ เมื่อ $V_o^*$ เปลี่ยนจาก 50 V เป็น 60 V .....	139

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
8.1	วงจรรีขงกระแสสามเฟสแบบบริค้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บุสค์.....142
8.2	กรบวนการออกแบบตัวควบคุมฟ้ไอค้วย ATS .....143
8.3	สมรรถนะที่พิจารณาสำหรับผลการตอบสนอง .....145
8.4	ค่าฟ้งักชั้นวัตถุประสงค้ที่ดีที่สุดของการค้นหาแต่ละรอบ .....146
8.5	ค่าเจาะจงในกรบวนการออกแบบตัวควบคุม เมื่อ $V_o^*$ เท่ากับ 30 V.....147
8.6	ค่าเจาะจงในกรบวนการออกแบบตัวควบคุม เมื่อ $V_o^*$ เท่ากับ 40 V.....148
8.7	สัณญาน $d_x$ เมื่อ $V_o^*$ เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V.....149
8.8	สัณญาน $d_x$ เมื่อ $V_o^*$ เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V.....149
8.9	ผลการตอบสนองของ $V_o$ เมื่อ $V_o^*$ เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V.....150
8.10	ผลการตอบสนองของ $V_o$ เมื่อ $V_o^*$ เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V .....150
8.11	ผลการตอบสนองของ $V_o$ เมื่อ $V_o^*$ เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V.....151
8.12	ผลการตอบสนองของ $V_o$ เมื่อ $V_o^*$ เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V .....152
ข.1	วงจรรีขงกระแสสามเฟสแบบบริค้ที่มีโหลด เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บุสค์กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม.....181
ข.2	วงจรรีขงกระแสสามเฟสแบบบริค้ที่มีโหลด เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บุสค์กรณีที่มีตัวควบคุมฟ้ไอ .....182

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ถูกนำมาใช้ในงานด้านอุตสาหกรรมอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะวงจรแปลงผันกำลังที่มีการควบคุมการทำงาน เช่น วงจรแปลงผันไฟฟ้าดิซีสเป็นดิซีสที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าที่มีการควบคุมความเร็วรอบ วงจรแปลงผันกำลังที่มีการควบคุม จะมีพฤติกรรมเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว (Constant Power Load: CPL) (Emadi, Khaligh, Rivetta, and Williamson, 2006) เมื่อนำโหลดชนิดดังกล่าวมาต่อกับระบบไฟฟ้ากำลังจะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบโดยตรง ซึ่งการขาดเสถียรภาพอาจส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของระบบควบคุมได้ จากสาเหตุดังกล่าวจึงทำให้มีการศึกษา และการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบที่จ่ายโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เพื่อสามารถนำไปใช้ในการคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพและหลีกเลี่ยงปัญหาที่ส่งผลกระทบต่อระบบได้ ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบดังกล่าวจึงมีความจำเป็น แต่เนื่องจากวงจรแปลงผันกำลังส่วนใหญ่รวมถึงวงจรแปลงผันที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ มีอุปกรณ์ที่ทำงานแบบสวิตช์เป็นส่วนประกอบ ซึ่งโดยปกติแบบจำลองจะเป็นแบบจำลองที่ขึ้นกับเวลา (time varying model) เมื่อนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจะทำให้เกิดความยุ่งยากและซับซ้อน ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงต้องหาวิธีในการทำให้แบบจำลองที่ขึ้นกับเวลา เป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นกับเวลา (time invariant model) ซึ่งมีด้วยกันหลายวิธี เช่น วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป (Generalize State-Space Averaging method: GSSA) (Mahdavi, Emadi, Bellar, and Ehsani, 1997), วิธีดีคิว (DQ method) (Rim, Hu, and Cho, 1990) และวิธีค่าเฉลี่ยแบบไม่เชิงเส้น (nonlinear average-value method) (Sudhoff, and Wasynczuk, 1993) เป็นต้น แต่เนื่องจากการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีค่าเฉลี่ยแบบไม่เชิงเส้น จะมีความซับซ้อนและยุ่งยากมากกว่าวิธีดีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีการร่วมกันระหว่างวิธีดีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป เนื่องจากวิธีการดังกล่าวได้รับการพิสูจน์แล้วในงานวิจัยในอดีต ที่ทำให้ได้แบบจำลองของระบบแปลงผันกำลังเป็น

แบบจำลองที่ไม่ขึ้นกับเวลา และสามารถนำไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบได้อย่างแม่นยำ

## 1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
- 1.2.2 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมพีไอโดยใช้วิธีการดั้งเดิม และวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์สำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
- 1.2.3 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ที่มีพฤติกรรมเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว
- 1.2.4 เพื่อนำองค์ความรู้จากการศึกษาทางทฤษฎี มาดำเนินการตรวจสอบโดยใช้ชุดทดสอบจริงของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

## 1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

- 1.3.1 การจำลองสถานการณ์ใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังใน SimPowerSystem™ ของโปรแกรม MATLAB
- 1.3.2 การพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบใช้วิธีดิฟเฟอเรนเชียลและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป
- 1.3.3 การวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ใช้ทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์ของมิดเดิลบรูก
- 1.3.4 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ใช้วิธีการดั้งเดิมและวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์
- 1.3.5 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ อาศัยการเปรียบเทียบจากการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์
- 1.3.6 ตัวควบคุมของชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR รุ่น ET-EASY ATMEGA 1280
- 1.3.7 การตรวจสอบความถูกต้องเกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพ อาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และผลจากชุดทดสอบ

- 1.3.8 พิจารณาให้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสามเฟสเป็นค่าคงที่และมีเฟสสมดุล กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นกระแสต่อเนื่อง สวิตช์ในระบบเป็นแบบอุดมคติ และไม่พิจารณาฮาร์มอนิกส์ในระบบ

#### 1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

- 1.4.1 การพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ใช้วิธีการร่วมกันระหว่างวิธีคิวิและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป
- 1.4.2 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ โดยอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์เสถียรภาพของมิตเดิลบรูก
- 1.4.3 ตัวควบคุมสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ใช้ตัวควบคุมพีไอต่อเรียงกันที่อาศัยการออกแบบโดยวิธีการดั้งเดิมและวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

#### 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 ได้องค์ความรู้ด้านการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีคิวิและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
- 1.5.2 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการดั้งเดิมและวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์สำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
- 1.5.3 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์เสถียรภาพของมิตเดิลบรูก
- 1.5.4 ได้ประสบการณ์ในการสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

#### 1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบด้วย 9 บท ซึ่งในแต่ละบทได้นำเสนองานวิจัยวิทยานิพนธ์ดังนี้  
 บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ รวมทั้งขอบเขตของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

**บทที่ 2** กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพ และการค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ เพื่อนำมาประยุกต์ใช้กับระบบที่พิจารณา

**บทที่ 3** นำเสนอการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ โดยอาศัยวิธีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป และตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองด้วยการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรมคอมพิวเตอร์

**บทที่ 4** นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ โดยอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์เสถียรภาพของมิดเดิลบรูก และยืนยันผลการวิเคราะห์ด้วยการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรมคอมพิวเตอร์

**บทที่ 5** นำเสนอการสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ เพื่อทดสอบการทำงานของวงจร และการทำงานของตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้น

**บทที่ 6** นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ของชุดทดสอบ โดยอาศัยวิธีการต่าง ๆ เพื่อให้ทราบค่าพารามิเตอร์ของชุดทดสอบที่ถูกต้องสำหรับนำไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริงให้มีความแม่นยำ

**บทที่ 7** นำเสนอการตรวจสอบเสถียรภาพโดยใช้ชุดทดสอบจริง เพื่อยืนยันผลที่ได้จากการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์เสถียรภาพของมิดเดิลบรูก

**บทที่ 8** นำเสนอการประยุกต์ใช้การค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ซึ่งตัวควบคุมที่ออกแบบจะทำให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตมีสมรรถนะที่ดีที่สุด โดยมีการยืนยันผลจากการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และผลจากชุดทดสอบจริง

**บทที่ 9** บทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวกแบ่งออกเป็น 5 ส่วน คือ ภาคผนวก ก. แสดงรายละเอียดโปรแกรมการคำนวณเชิงตัวเลขของแบบจำลองในส่วนต่าง ๆ ภาคผนวก ข. แสดงโครงสร้างชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังใน SimPowerSystem™ ของโปรแกรม MATLAB ภาคผนวก ค. แสดงรายละเอียดโปรแกรมที่ใช้ในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ของชุดทดสอบ ภาคผนวก ง. แสดงตารางการทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม สำหรับการค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ และภาคผนวก จ. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่



## บทที่ 2

### ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการวิจัยเกี่ยวกับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ซึ่งในอดีตมีงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการหาแบบจำลอง การวิเคราะห์เสถียรภาพ และการหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้ทำการสำรวจและศึกษางานวิจัยในแขนงดังกล่าว เพื่อนำไปพัฒนาและประยุกต์ใช้กับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ การสำรวจจะแบ่งออกเป็น 3 หัวข้อ ได้แก่ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งในแต่ละหัวข้อจะนำเสนอเรียงตามลำดับปีที่ตีพิมพ์ รวมถึงอธิบายสาระสำคัญของแต่ละงานวิจัยไว้พอสังเขป

#### 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบดังกล่าวจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับนำไปใช้ในการคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ นอกจากนี้ยังสามารถนำแบบจำลองไปประยุกต์ใช้กับอัลกอริทึมการค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์สำหรับการออกแบบตัวควบคุมที่เหมาะสมที่สุด งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบันที่ได้ทำการสำรวจ แสดงไว้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ  
อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1997	J. Mahdavi, A. Emadi, M.D. Bellar, and M. Ehsani	นำเสนอการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า โดยใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิ สถานะทั่วไป
2004	A. Emadi	นำเสนอการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของ โหนดอิเล็กทรอนิกส์กำลังในระบบจำหน่ายไฟฟ้า กำลัง โดยใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป
2005	K.M. Tsang	นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจร แปลงผันแบบบักก์ โดยใช้ตัวควบคุมลูปรแรงดันและ ตัวควบคุมลูปรกระแสต่อเรียงกัน
2008	K-N. Areerak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas	นำเสนอการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และ การวิเคราะห์เสถียรภาพโดยใช้วิธีการแปลงดีคิว ใน ระบบกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกำลังไฟฟ้า กระแสตรง ที่มีโหนดกำลังไฟฟ้าคงตัว ใช้เทคนิคการ ควบคุมด้วยวิธีพีดีบีเบิลยูเอ็ม
2010	K. Chaijaroenudomrung, K-N. Areerak, and K-L. Areerak	นำเสนอการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และ การวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับวงจรเรียงกระแสสาม เฟสแบบควบคุมได้

จากตารางที่ 2.1 พบว่า งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์  
ของวงจรแปลงผันดีซีเป็นดีซีนิยมใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป และการพิสูจน์หาแบบจำลอง  
ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์นิยมใช้วิธีดีคิว ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้  
วิธีการผสมผสานระหว่างวิธีดีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปในการพิสูจน์หาแบบจำลอง  
ทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหนดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์-  
บูสต์ โดยจะอาศัยวิธีดีคิวสำหรับวิเคราะห์หาแบบจำลองในส่วนของวงจรเรียงกระแสสามเฟสและ  
วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปสำหรับวิเคราะห์วงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์

### 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพ

เนื่องจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้ถูกนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะโหลดวงจรแปลงผันกำลังที่มีการควบคุมแบบอัตโนมัติ เมื่อนำวงจรดังกล่าวมาต่อกับระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดิซีผ่านวงจรกรอง จะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบโดยตรง ซึ่งการขาดเสถียรภาพจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของตัวควบคุม ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยได้เริ่มศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลัง ซึ่งมีงานวิจัยที่เกี่ยวข้องแสดงดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2000	S.D. Sudhoff, S.F. Glover, P.T. Lamm, D.H. Schmucker, and D.E. Delisle	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยใช้พื้นฐานการหาค่าอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์ นำมาวิเคราะห์บนแผนภาพในควิสต์
2005	C. Rivett, G.A. Williamson, and A. Emadi	นำเสนอโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวและค่าอิมพีแดนซ์คิดลบที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังในเรือดำนํ้า
2006	A. Emadi, A. Khaligh, C.H. Rivetta, and G.A. Williamson	นำเสนอโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวและค่าอิมพีแดนซ์คิดลบที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบอัตโนมัติ
2008	K-N. Areerak, S. Bozhko, G. Asher, L.de Lillo, A. Watson, T. Wu, and D.W.P. Thomas	นำเสนอเกี่ยวกับระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีโหลดมีพฤติกรรมเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบิน และการพิสูจน์หาแบบจำลองสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรง โดยวิธีการแปลงดีคิว พร้อมตรวจสอบความถูกต้องโดยยืนยันผลจากการจำลองสถานการณ์

ตารางที่ 2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2011	K. Chaijaroenudomrung, K-N. Areerak, and K-L. Areerak	การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบกำลังไฟฟ้า กระแสสลับเป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการควบคุม แรงดันที่วงจรเรียงกระแสสามเฟส

จากตารางที่ 2.2 พบว่า การวิเคราะห์เสถียรภาพสามารถดำเนินการได้ทั้งในโดเมนเวลาที่อาศัยการพิจารณาค่าเจาะจงบนระนาบเอส และการวิเคราะห์ในโดเมนความถี่ที่พิจารณาค่าอิมพีแดนซ์บนแผนภาพโบล ซึ่งในแต่ละวิธีมีจุดเด่นที่แตกต่างกัน ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยจึงเลือกใช้การวิเคราะห์เสถียรภาพทั้งสองวิธีในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่พิจารณา โดยผลการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้จากทั้งสองวิธีต้องมีความสอดคล้องกัน

#### 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

การค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เป็นวิธีการหนึ่งสำหรับช่วยในการแก้ไขโจทย์ปัญหาที่มีความซับซ้อน ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ในการระบุเอกลักษณ์ของชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ และการออกแบบตัวควบคุมพีไอที่ทำให้ผลการตอบสนองมีสมรรถนะที่ดีที่สุด ซึ่งจากที่ได้ทำการสำรวจมีงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง แสดงดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2005	D. Puangdownreong, K-N. Areerak, A. Srikaew, S. Sujitjorn, and P. Totarong	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ของระบบด้วยอัลกอริทึม การค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว

ตารางที่ 2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2010	S. Udomsuk, K-L. Areerak, K-N. Areerak, and A. Srikaew,	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้า กระแสตรงแบบแยกกระตุ้น โดยอาศัยอัลกอริทึมการ ค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว
2012	S. Chonsatidjamroen, K-N. Areerak, and K-L. Areerak,	นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจร แปลงผันแบบบักก์ ด้วยอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามู เชิงปรับตัว

จากตารางที่ 2.3 พบว่า การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวเป็นอัลกอริทึมการค้นหาที่นิยมใช้ในการระบุเอกลักษณ์และการออกแบบตัวควบคุม ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยจะได้นำมาประยุกต์ใช้ในการระบุเอกลักษณ์และการออกแบบตัวควบคุมของระบบที่พิจารณา

## 2.5 สรุป

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ได้นำเสนอในบทนี้ เป็นผลงานวิจัยที่ใช้เป็นแนวทางสำหรับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพ และการค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งเป็นผลงานวิจัยที่มีความน่าเชื่อถือ วิธีการต่าง ๆ ที่ได้จากการศึกษาเหมาะที่จะนำมาประยุกต์ใช้กับระบบที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

## บทที่ 3

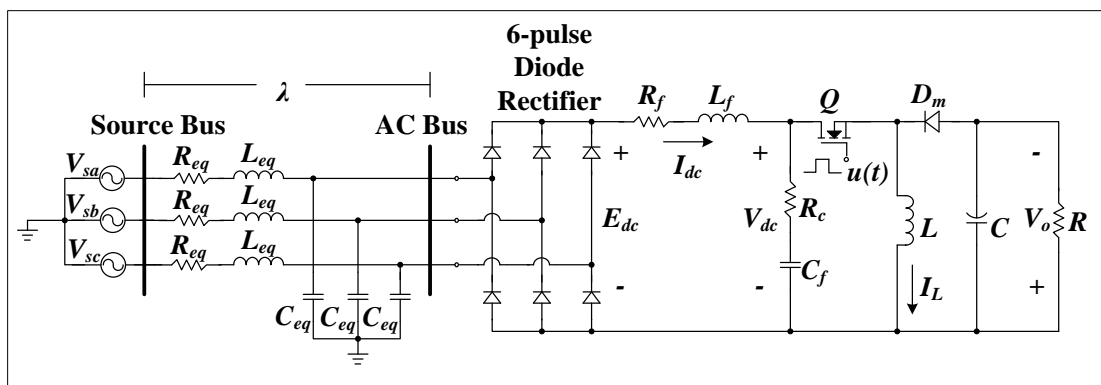
### วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

#### 3.1 บทนำ

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ให้มีความถูกต้องและแม่นยำสูง มีความสำคัญอย่างยิ่งสำหรับการนำไปใช้ในการคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพ โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ประยุกต์ใช้วิธีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปสำหรับการสร้างแบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลาให้ไปเป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา เพื่อง่ายต่อการนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพ นอกจากนี้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ยังเหมาะกับการนำไปในการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เนื่องจากการจำลองสถานการณ์ของระบบควบคุมผ่านแบบจำลองใช้เวลาที่รวดเร็ว ดังนั้นเนื้อหาในบทนี้จึงนำเสนอ การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่ไม่มีตัวควบคุม เนื่องจากวงจรถูกกล่าวเป็นพื้นฐานสำหรับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม นอกจากนี้ยังได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ด้วยวิธีการดั้งเดิม รวมทั้งผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์และการอภิปรายผล

#### 3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์กรณีวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่ไม่มีการควบคุม

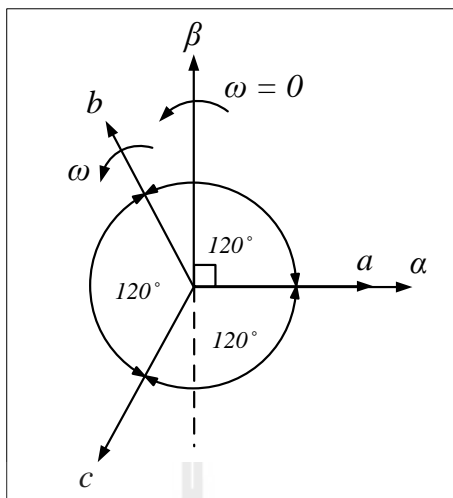
การระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงดังรูปที่ 3.1 ประกอบด้วย แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสามเฟส สายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ วงจรรองกำลังไฟฟ้ากระแสตรงและวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน



รูปที่ 3.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจร  
แปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีไม่มีตัวควบคุม

เนื่องจากระบบไฟฟ้าที่พิจารณามีการทำงานของสวิตช์ในวงจรแปลงผันและวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีการทำงานตามฟังก์ชันของเวลา แบบจำลองของระบบจึงเป็นแบบจำลองขึ้นกับเวลา (time varying model) การวิเคราะห์ระบบด้วยแบบจำลองดังกล่าวจึงมีความซับซ้อน ผู้วิจัยจึงทำการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยอาศัยวิธีการแปลงดีคิว (DQ method) ซึ่งเหมาะกับระบบไฟฟ้าสามเฟส (S.B. Han, N.S. Choi, C.T. Rim, and G.H. Cho, 1998) ร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป (Generalized State-Space Averaging method: GSSA method) ซึ่งเหมาะกับวงจรแปลงผันดีซีเป็นดีซี (A. Emadi, 2004) วิธีการดังกล่าวจะได้แบบจำลองไม่ขึ้นกับเวลา (time invariant model) ทำให้การวิเคราะห์ระบบมีความสะดวกมากขึ้น การพิสูจน์หาแบบจำลองจะเริ่มต้นด้วยวิธีการแปลงดีคิวในส่วนที่เป็นระบบกำลังไฟฟ้าสามเฟส

หลักการของการแปลงดีคิว คือการแปลงปริมาณใด ๆ บนแกน 3 เฟส ให้เป็นปริมาณบนแกน 2 เฟส โดยมีแกนหมุนอ้างอิงร่วมกัน ทำให้มุมมองของความเร็วสัมพัทธ์ (velocity relationship) ระหว่างแกน 3 เฟสและแกนดีคิวมีค่าเป็นศูนย์ จึงทำให้พารามิเตอร์ที่เป็นฟังก์ชันของเวลาเปรียบเสมือนเป็นพารามิเตอร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา



รูปที่ 3.2 แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว

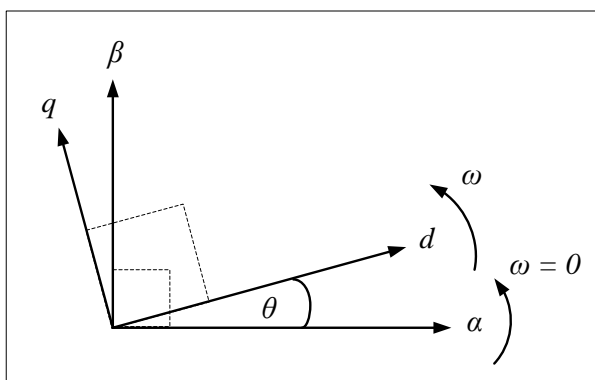
จากรูปที่ 3.2 แกนหมุน  $\alpha\beta$  หรือแกนหมุนอ้างอิง คือแกนที่อยู่กับที่ ( $\omega=0$ ) กำหนดให้ แกน  $\alpha$  ตรงกับเฟส  $a$  และแกน  $\beta$  นำหน้าแกน  $\alpha$  อยู่  $90^\circ$  ในการแปลงขั้นแรกจะต้องแปลง ปริมาณ 3 เฟส  $a, b$  และ  $c$  ให้อยู่บนแกน  $\alpha\beta$  โดยอาศัยสมการการแปลงได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

เมื่อ  $k$  คือ ตัวปรับคูณการแปลง งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ตัวปรับคูณแบบคงค่ากำลัง (power conserving convention) ซึ่งมีค่า  $k = \sqrt{2/3}$  (K-N. Areerak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas, 2008)

ขั้นตอนต่อมาคือการแปลงปริมาณ 2 เฟส ที่อยู่บนแกน  $\alpha\beta$  ให้อยู่บนแกนดีคิว ( $dq$ ) โดยที่แกน  $d$  และ  $q$  ทำมุมกัน  $90^\circ$  แสดงได้ดังรูปที่ 3.3





รูปที่ 3.3 แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว

จากรูปที่ 3.3 สามารถฉายเวกเตอร์  $\alpha\beta$  ให้อยู่บนแกนดีคิว ได้จากสมการที่ (3-2) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

จากสมการที่ (3-1) และ (3-2) สมการสำหรับการแปลงปริมาณ 3 เฟส ให้เป็นปริมาณ 2 เฟส บนแกนดีคิว คือ

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \mathbf{K} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

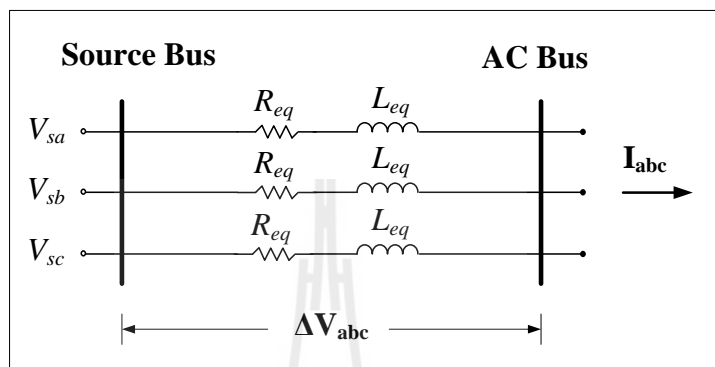
เมื่อ  $\mathbf{K}$  คือเมตริกซ์การแปลงดีคิว มีค่าเท่ากับ

$$\mathbf{K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

และ  $\theta$  คือ มุมระหว่างแกน  $\alpha$  และแกน  $d$

ลำดับต่อไปจะนำการแปลงดีคิวมาพิจารณาส่วนประกอบต่าง ๆ ทางฝั่งกระแสลับของระบบในรูปที่ 3.1 ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

### 3.2.1 ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่ง



รูปที่ 3.4 ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้าสามเฟส

จากรูปที่ 3.4 ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้า (Ong, 1998) สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลดีคิวได้โดยเริ่มต้นพิจารณาจากแรงดันที่ตกคร่อมสายส่ง ( $\Delta \mathbf{V}_{abc}$ ) ซึ่งคำนวณได้ดังสมการที่ (3-4) คือ

$$\Delta \mathbf{V}_{abc} = R_{eq} \mathbf{I}_{abc} + L_{eq} \frac{d}{dt} (\mathbf{I}_{abc}) \quad (3-4)$$

จากสมการที่ (3-4) จะเห็นว่ามีส่วนแปรที่เป็นปริมาณ 3 เฟส ปากกอยู่ ซึ่งสามารถแปลงให้เป็นปริมาณ 2 เฟส บนแกนดีคิวโดยอาศัยเมตริกซ์การแปลงดีคิว ( $\mathbf{K}$ ) ได้ดังนี้

$$\mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{V}_{dq} = R_{eq} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{dq}) + L_{eq} \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{dq})$$

$$\mathbf{K} \mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{V}_{dq} = R_{eq} (\mathbf{K} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{dq}) + L_{eq} \mathbf{K} \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{dq})$$

$$\Delta \mathbf{V}_{dq} = R_{eq} \mathbf{I}_{dq} + L_{eq} \mathbf{K} \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{dq})$$

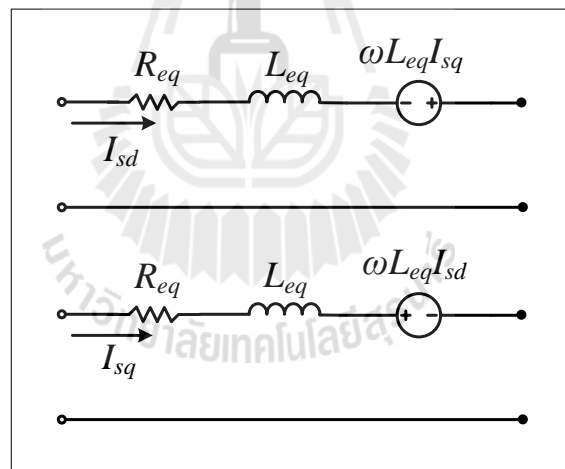
$$\Delta \mathbf{V}_{dq} = R_{eq} \mathbf{I}_{dq} + L_{eq} \mathbf{K} \left( \frac{d}{dt} \mathbf{K}^{-1} \right) \mathbf{I}_{dq} + L_{eq} \left( \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{dq} \right)$$

เมื่อ  $\mathbf{K} \left( \frac{d}{dt} \mathbf{K}^{-1} \right) = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

ดังนั้นจะได้สมการของแรงดันตกคร่อมสายส่งที่อยู่บนแกนดีคิว ดังสมการที่ (3-5)

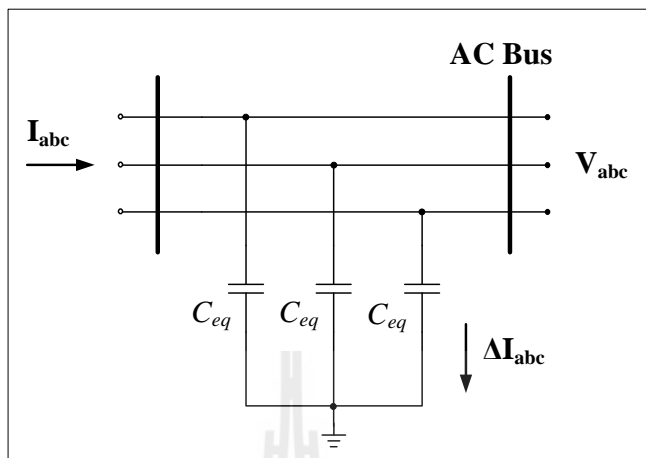
$$\Delta \mathbf{V}_{dq} = \begin{bmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_q \end{bmatrix} = R_{eq} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + L_{eq} \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} + \omega L_{eq} \begin{bmatrix} -I_q \\ I_d \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

จากสมการที่ (3-5) สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรสมมูลดีคิวของสายส่งกำลังไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลดีคิวที่เกิดจากตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้า

### 3.2.2 ตัวเก็บประจุของสายส่ง



รูปที่ 3.6 ตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้า

จากรูปที่ 3.6 ตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้าสามเฟสสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลคิวิได้โดยพิจารณาจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ ( $\Delta \mathbf{I}_{abc}$ ) ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (3-6) คือ

$$\Delta \mathbf{I}_{abc} = C_{eq} \frac{d}{dt} (\mathbf{V}_{abc}) \quad (3-6)$$

ทำการแปลงสมการที่ (3-6) ให้อยู่บนแกนคิวิโดยอาศัยเมตริกซ์  $\mathbf{K}$  ได้ดังนี้

$$\mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{I}_{dq} = C_{eq} \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{V}_{dq})$$

$$\mathbf{K} \mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{I}_{dq} = C_{eq} \mathbf{K} \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{V}_{dq})$$

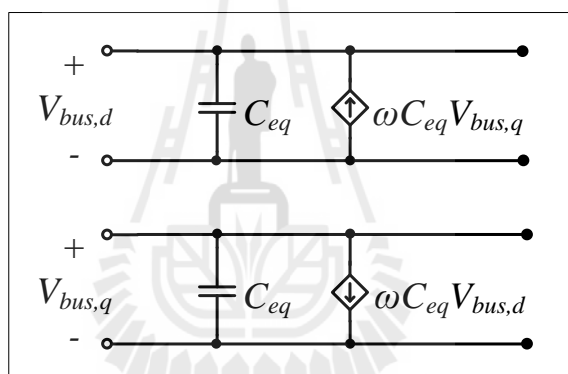
$$\Delta \mathbf{I}_{dq} = C_{eq} \mathbf{K} \left( \frac{d}{dt} \mathbf{K}^{-1} \right) \mathbf{V}_{dq} + C_{eq} \left( \frac{d}{dt} \mathbf{V}_{dq} \right)$$

$$\text{เมื่อ } \mathbf{K} \left( \frac{d}{dt} \mathbf{K}^{-1} \right) = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

จะได้สมการของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุบนแกนดักซ์สมการที่ (3-7)

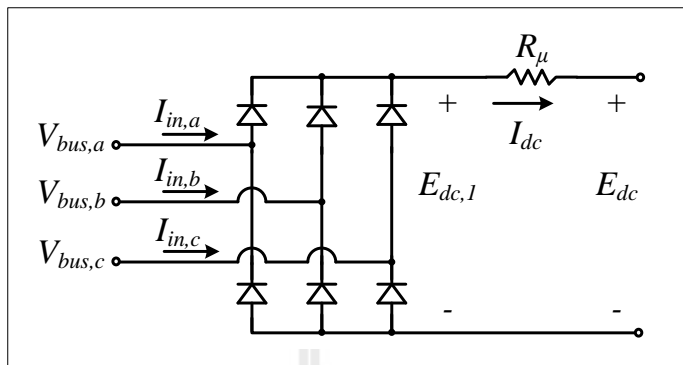
$$\Delta \mathbf{I}_{dq} = \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = C_{eq} \begin{bmatrix} \dot{V}_d \\ \dot{V}_q \end{bmatrix} + \omega C_{eq} \begin{bmatrix} -V_q \\ V_d \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

จากสมการที่ (3-7) สามารถนำมาสร้างวงจรสมมูลดักซ์ของสายส่งกำลังไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลดักซ์ที่เกิดจากตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้า

### 3.2.3 แบบจำลองของวงจรเรียงกระแสสามเฟส

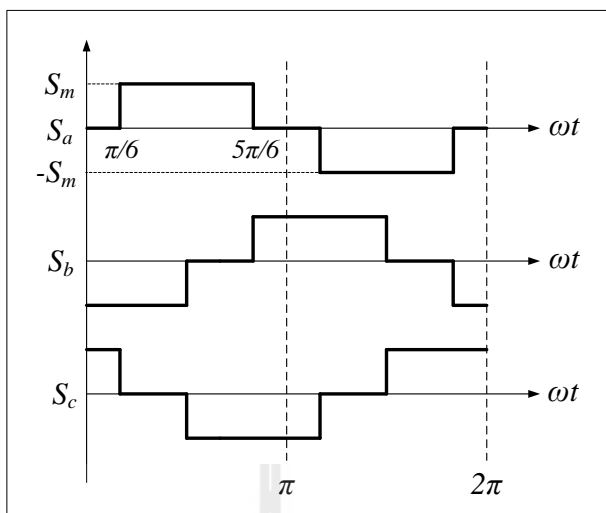


รูปที่ 3.8 วงจรเรียงกระแสสามเฟสและความต้านทานมุมเหลื่อม

วงจรเรียงกระแสสามเฟสสร้างขึ้นโดยใช้ไดโอด 6 ตัว แสดงได้ดังรูปที่ 3.8 เพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบสามเฟสเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ผลจาก  $L_{eq}$  ในสายส่งกำลังไฟฟ้าที่มีต่อวงจรเรียงกระแสสามเฟส จะทำให้เกิดมุมเหลื่อม (overlap angle) ทำให้แรงดันเอาต์พุตตก ผลกระทบนี้สามารถพิจารณาแทนได้ด้วยการใส่ตัวต้านทาน  $R_{\mu}$  ทางด้านเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสสามเฟส (Mohan, Underland, and Robbins, 2003) โดยที่ค่า  $R_{\mu}$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3-8)

$$R_{\mu} = \frac{3\omega L_{eq}}{\pi} \quad (3-8)$$

ฟังก์ชันการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟส แสดงได้ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 สัญญาณการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์

จากรูปที่ 3.9 เมื่อพิจารณาความถี่มูลฐานสามารถเขียนฟังก์ชันการสวิตช์ (Sakui, Fujita, and Shioya, 1989) ได้ดังสมการที่ (3-9) คือ

$$\mathbf{S}_{abc} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi) \\ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \\ \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \phi\right) \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

เมื่อ  $\phi$  คือมุมเฟสที่บัลเอซี

ทำการแปลงฟังก์ชันการสวิตช์ให้อยู่บนแกนดีคิวโดยอาศัยเมตริกซ์  $\mathbf{K}$  ดังนี้

$$\mathbf{S}_{dq} = \mathbf{K} \cdot \mathbf{S}_{abc}$$

$$\mathbf{S}_{dq} = \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi - \theta) \\ \cos(\omega t + \phi - \theta) \end{bmatrix}$$

กำหนดให้  $\theta = \omega t - \frac{\pi}{2} + \phi_1$  จะได้ฟังก์ชันการสวิตช์ที่อยู่บนแกนดีควดดังสมการที่ (3-10)

$$\mathbf{S}_{dq} = \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \begin{bmatrix} \cos(\phi - \phi_1) \\ \sin(\phi - \phi_1) \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

เมื่อ  $\phi_1$  คือ มุมเฟสของแกน  $d$  เทียบกับแกน  $\alpha$

พิจารณาหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไฟฟ้าทางด้านอินพุตและด้านเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสสามเฟสในรูปที่ 3.8 จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3-11) คือ

$$\mathbf{I}_{in,abc} = \mathbf{S}_{abc} I_{dc} \quad (3-11)$$

ทำการแปลงสมการที่ (3-11) ให้อยู่บนแกนดีควดโดยอาศัยเมตริกซ์  $\mathbf{K}$  จะได้สมการความสัมพันธ์ของกระแสไฟฟ้าที่อยู่บนแกนดีควดดังสมการที่ (3-12) ดังนี้

$$\mathbf{K} \cdot \mathbf{I}_{in,abc} = \mathbf{K} \cdot \mathbf{S}_{abc} I_{dc}$$

$$\mathbf{I}_{in,dq} = \begin{bmatrix} I_{in,d} \\ I_{in,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} \cdot I_{dc} \quad (3-12)$$

พิจารณาหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิของวงจรเรียงกระแสแบบสามเฟสในรูปที่ 3.8 จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3-13) คือ

$$E_{dc,1} = \mathbf{S}_{abc}^T \mathbf{V}_{bus,abc} \quad (3-13)$$

ทำการแปลงสมการที่ (3-13) ให้อยู่บนแกนดีควดโดยอาศัยเมตริกซ์  $\mathbf{K}$  จะได้สมการความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าที่อยู่บนแกนดีควดดังสมการที่ (3-14) ดังนี้

$$E_{dc,1} = (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{S}_{dq})^T (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{V}_{bus,dq})$$



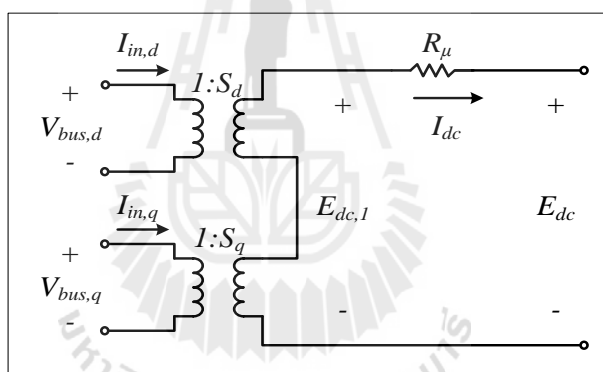
$$E_{dc,1} = \mathbf{S}_{dq}^T (\mathbf{K}^{-1})^T (\mathbf{K}^{-1}) \mathbf{V}_{bus,dq} \quad (3-14)$$

เมื่อเมทริกซ์  $\mathbf{K}$  มีคุณสมบัติเป็นออร์โธโกนอล (orthogonal matrix) ดังนั้น  $\mathbf{K}^{-1} = \mathbf{K}^T$  จะได้

$$E_{dc,1} = \mathbf{S}_{dq}^T \mathbf{V}_{bus,dq} = \begin{bmatrix} S_d & S_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{bus,d} \\ V_{bus,q} \end{bmatrix}$$

$$E_{dc,1} = S_d V_{bus,d} + S_q V_{bus,q} \quad (3-15)$$

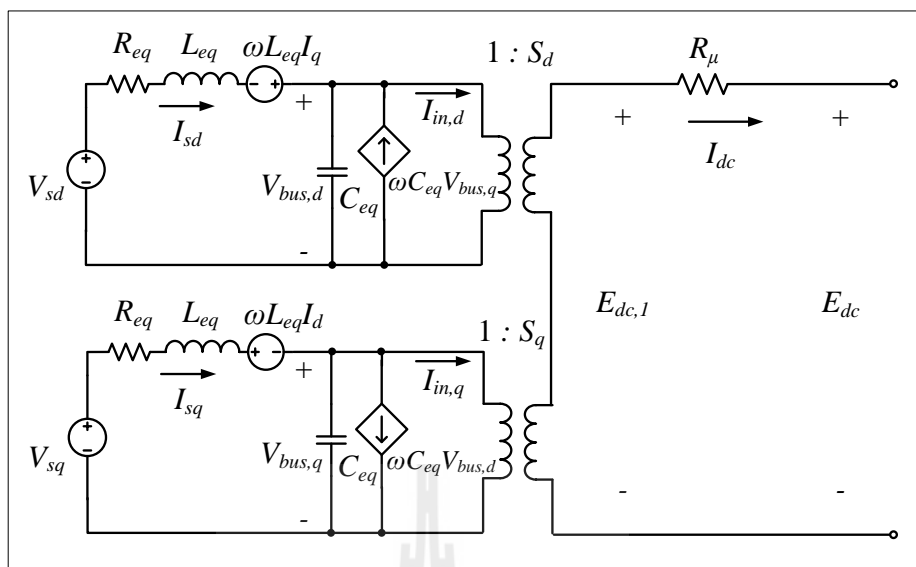
จากสมการที่ (3-12) และ (3-15) สามารถเขียนวงจรสมมูลของวงจรเรียงกระแสบนแกนดีคิว ซึ่งมีลักษณะคล้ายวงจรหม้อแปลง ดังรูปที่ 3.10 โดยที่  $S_d$  และ  $S_q$  คำนวณได้จากสมการที่ (3-10)



รูปที่ 3.10 วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่อยู่บนแกนดีคิว

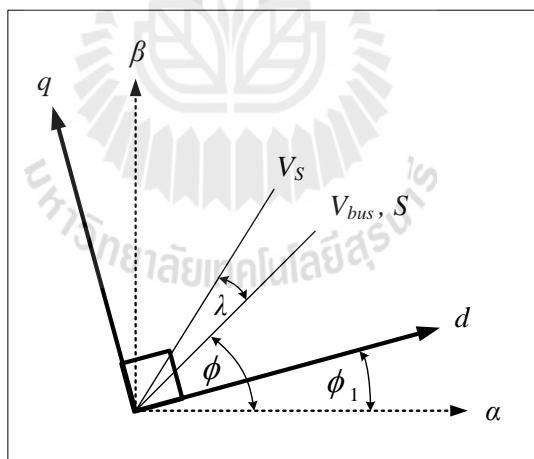
### 3.2.4 วงจรสมมูลดีคิวของระบบรวม

การรวมวงจรสมมูลดีคิวของตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่ง ตัวเก็บประจุของสายส่ง และวงจรเรียงกระแสที่สร้างขึ้นในหัวข้อที่ 3.2.1, 3.2.2 และ 3.2.3 สามารถนำมาเขียนรวมกันได้ดังรูปที่ 3.11 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลบนแกนดีคิวทางฝั่งแหล่งจ่ายของระบบในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลคิควของระบบทางฝั่งแหล่งจ่ายสามเฟส

พิจารณาแผนภาพเวกเตอร์ในรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงคิคว

จากรูปที่ 3.12 ประกอบด้วย แกน  $\alpha\beta$  ที่เป็นแกนอ้างอิงไม่มีการหมุน แกนคิควมีมุมต่างเฟสกับแกนอ้างอิงเท่ากับ  $\phi$  ส่วน  $V_s$  คือ แรงดันเฟสที่บัสแหล่งจ่าย และ  $V_{bus,S}$  คือแรงดันเฟสบัสเอซี ซึ่งประมาณให้มีมุมเฟสตรงกับฟังก์ชันการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟส (S) จากแผนภาพนี้ ผู้วิจัยได้กำหนดคให้แกน  $d$  มีมุมเฟสตรงกับมุมของฟังก์ชันการสวิตช์ หรือนั่นคือ

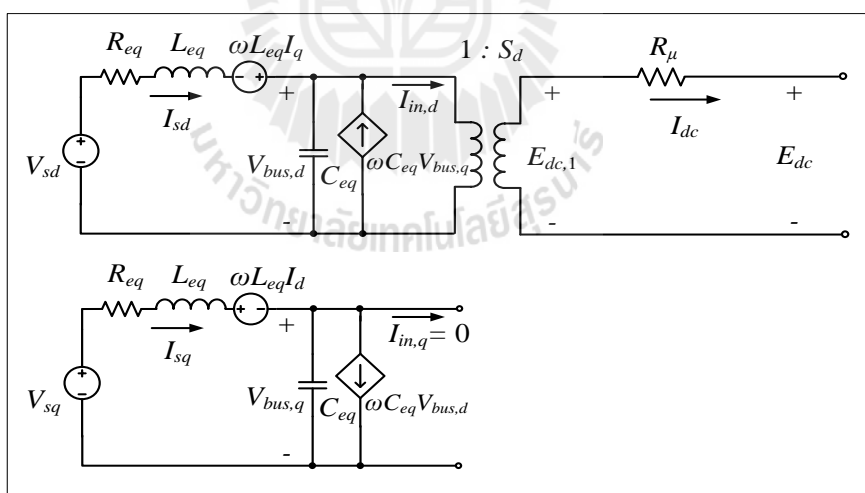
กำหนดให้  $\phi$  เท่ากับ  $\phi$  เพื่อให้ปริมาณของฟังก์ชันการสวิตช์บนแกน  $q$  มีค่าเป็นศูนย์ เป็นการช่วยลดความซับซ้อนในแบบจำลองของวงจรเรียงกระแสสามเฟส ดังนั้นฟังก์ชันการสวิตช์เขียนได้ดังสมการที่ (3-16)

$$\mathbf{S}_{dq} = \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

และเนื่องจากการแปลงดีคิว ใช้ตัวปรับคุณภาพการแปลงแบบคงค่ากำลัง ดังนั้นสามารถคำนวณหาแรงดันที่บัสแหล่งจ่ายบนแกนดีคิว ( $\mathbf{V}_{s,dq}$ ) ได้ดังสมการที่ (3-17) ดังนี้

$$\mathbf{V}_{s,dq} = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \cdot V_s \begin{bmatrix} \cos(\lambda) \\ \sin(\lambda) \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

จากสมการที่ (3-16) สามารถเขียนวงจรสมมูลดีคิวของระบบทางฝั่งแหล่งจ่ายสามเฟสได้ใหม่ ดังรูปที่ 3.13

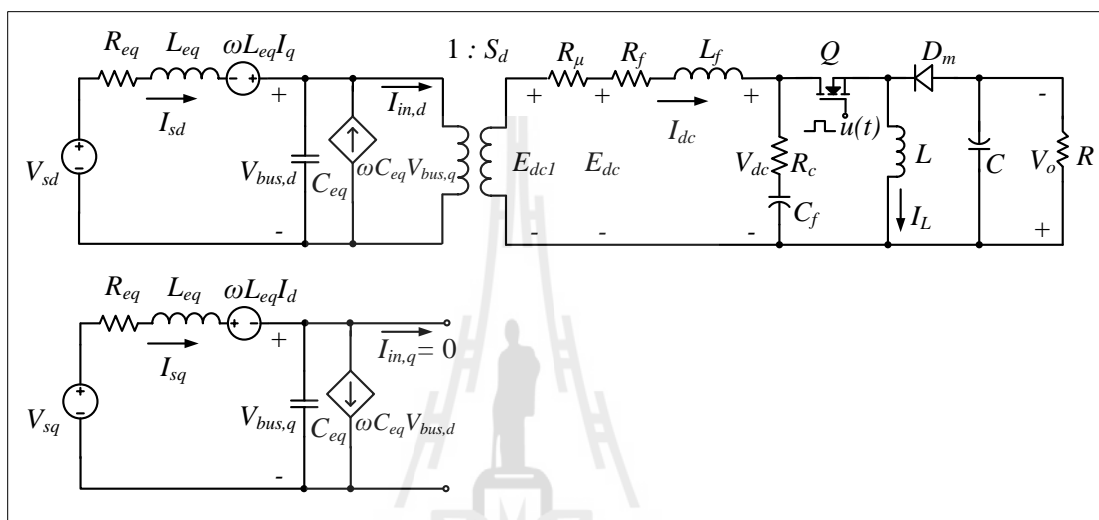


รูปที่ 3.13 วงจรสมมูลดีคิวของระบบทางฝั่งแหล่งจ่ายสามเฟส เมื่อ  $S_q = 0$

### 3.2.5 การพิสูจน์หาแบบจำลองของระบบที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์ที่ไม่มีตัวควบคุม

เมื่อทำการสร้างวงจรมูลดคีคิวของระบบทางฝั่งแหล่งจ่ายสามเฟสเสร็จสิ้นแล้วต่อไปจึงนำโหลดวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์ที่ไม่มีตัวควบคุมมาทำการเชื่อมต่อ แสดง ได้ดังรูปที่

3.14



รูปที่ 3.14 วงจรมูลดคีคิวของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาบนแกนหมุนคีคิว

การวิเคราะห์หาแบบจำลองจะดำเนินการนำกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's law) มาวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 3.14 ซึ่งชุดสมการอนุพันธ์ แสดงได้ดังนี้

$$\begin{cases}
\dot{I}_{sd} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sd} + \omega I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{3} \cdot V_s \cos(\lambda) \\
\dot{I}_{sq} = -\omega I_{sd} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{3} \cdot V_s \sin(\lambda) \\
\dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sd} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\
\dot{V}_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sq} - \omega V_{bus,d} \\
\dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{eq}} V_{bus,d} - \frac{(R_\mu + R_f + R_c)}{L_f} I_{dc} - \frac{1}{L_f} V_{dc} + \frac{R_c u(t)}{L_f} I_L \\
\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_f} I_{dc} - \frac{u(t)}{C_f} I_L \\
\dot{I}_L = \frac{u(t)}{L} V_{dc} - \frac{1-u(t)}{L} V_o \\
\dot{V}_o = \frac{1-u(t)}{C} I_L - \frac{1}{RC} V_o
\end{cases} \quad (3-18)$$

เมื่อ  $u(t)$  คือฟังก์ชันการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัลค์-บูสต์ แสดงได้ดังสมการที่ (3-19)

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < dT_s \\ 0, & dT_s < t < T_s \end{cases} \quad (3-19)$$

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (3-18) พบว่ามีพารามิเตอร์  $u(t)$  ที่เป็นฟังก์ชันของเวลา (time varying) ที่เกิดจากพฤติกรรมการทำงานของสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัลค์-บูสต์ จึงต้องทำการแปลงแบบจำลองให้เป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นกับเวลา โดยในที่นี้จะใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

โดยทั่วไป สัญญาณ  $f(t)$  ใดๆ ที่เป็นสัญญาณรายคาบ ซึ่งมีคาบเป็น  $T$  สามารถเขียนให้อยู่ในรูปอนุกรมฟูรีเยร์เชิงซ้อน (T.W. Gamelin, 2000) ได้ดังสมการที่ (3-20) ดังนี้

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle X \rangle_k(t) e^{jk\omega_s t} \quad (3-20)$$

เมื่อ  $\langle X \rangle_k(t)$  คือ สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์เชิงซ้อน หาได้จาก

$$\langle X \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(t) e^{-jk\omega_s t} dt \quad (3-21)$$

โดยที่  $\omega_s = \frac{2\pi}{T}$

คุณสมบัติที่จำเป็นของสัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์เชิงซ้อน สำหรับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้ากำลังในรูปที่ 3.14 โดยใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป มีดังนี้

คุณสมบัติของอัตราการเปลี่ยนแปลงตามเวลา แสดงได้ดังสมการที่ (3-22) ดังนี้

$$\frac{d}{dt} \langle X \rangle_k = \left\langle \frac{dx}{dx} \right\rangle_k - jk\omega_s \langle X \rangle_k \quad (3-22)$$

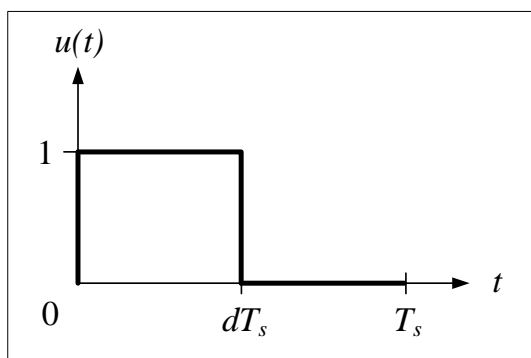
คุณสมบัติของความสัมพันธ์ของการคูณ แสดงได้ดังสมการที่ (3-23) ดังนี้

$$\langle XY \rangle_k = \sum_i \langle X \rangle_{k-i} \langle Y \rangle_i \quad (3-23)$$

ถ้า  $f(t)$  คือ ค่าจริง (ค่าจริงที่เกิดขึ้นจากสัญญาณรายคาบ) แสดงได้ดังสมการที่ (3-24) ดังนี้

$$\langle X \rangle_{-k} = \overline{\langle X \rangle_k} = \langle X \rangle_k^* \quad (3-24)$$

ในที่นี้จะไม่พิจารณาผลของฮาร์โมนิกอันดับสูง จึงใช้การประมาณอันดับศูนย์ (zero-order approximation) ของอนุกรมฟูรีเยร์เชิงซ้อน (Mahdavi, Emadi, Bellar, and Ehsani, 1997) โดยเริ่มต้นพิจารณาสัญญาณการสวิตช์  $u(t)$  ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 สัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

การหาค่าสัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์เชิงซ้อนของสัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ในรูปที่ 3.15 เมื่อพิจารณาการประมาณอันดับศูนย์ ทำได้โดยกำหนดให้ค่า  $k=0$  และแทนค่า  $u(t)$  จากสมการที่ (3-19) ลงในสมการที่ (3-21) จะได้

$$\langle u \rangle_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} 1 \cdot e^0 dt$$

$$\langle u \rangle_0 = \frac{1}{T_s} \cdot dT_s$$

จะได้สัมประสิทธิ์การประมาณค่าอันดับศูนย์ของสัญญาณการสวิตช์ คือ

$$\langle u \rangle_0 = d \quad (3-25)$$

เมื่อ  $d$  คือ ค่าวัฏจักรการทำงานของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

สำหรับตัวแปรสถานะของแบบจำลองในสมการที่ (3-18) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์เชิงซ้อนอันดับศูนย์ แสดงได้ดังสมการที่ (3-26) ดังนี้

$$\left\{ \begin{array}{l} \langle I_{sd} \rangle_0 = I_{sd} \\ \langle I_{sq} \rangle_0 = I_{sq} \\ \langle V_{bus,d} \rangle_0 = V_{bus,d} \\ \langle V_{bus,q} \rangle_0 = V_{bus,q} \\ \langle I_{dc} \rangle_0 = I_{dc} \\ \langle V_{dc} \rangle_0 = V_{dc} \\ \langle I_L \rangle_0 = I_L \\ \langle V_o \rangle_0 = V_o \end{array} \right. \quad (3-26)$$

จากสมการที่ (3-18) สามารถใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปพิสูจน์หาแบบจำลอง โดยเริ่มต้นพิจารณาที่สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์เชิงซ้อนของ  $I_{sd}$  เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลองที่ใช้การประมาณค่าอันดับศูนย์ แสดงได้ดังนี้

$$\langle \dot{I}_{sd} \rangle_0 = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \langle I_{sd} \rangle_0 + \omega \langle I_{sq} \rangle_0 - \frac{1}{L_{eq}} \langle V_{bus,d} \rangle_0 + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\lambda) \quad (3-27)$$

จากสมการที่ (3-27) สามารถแทน  $\langle I_{sd} \rangle_0 = I_{sd}$ ,  $\langle I_{sq} \rangle_0 = I_{sq}$  และ  $\langle V_{bus,d} \rangle_0 = V_{bus,d}$  จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองเชิงพลวัตที่ไม่ขึ้นอยู่กัเวลาแสดงดังสมการที่ (3-28) ดังนี้

$$\dot{I}_{sd} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sd} + \omega I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\lambda) \quad (3-28)$$

จากสมการที่ (3-18) เมื่อพิจารณาสัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของ  $I_{sq}$  เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลอง คำเนิการเช่นเดียวกับ  $I_{sd}$  จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองเชิงพลวัตแสดงดังสมการที่ (3-29) ดังนี้

$$\left\{ \begin{array}{l} \langle \dot{I}_{sq} \rangle_0 = -\omega \langle I_{sd} \rangle_0 - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \langle I_{sq} \rangle_0 - \frac{1}{L_{eq}} \langle V_{bus,q} \rangle_0 + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\lambda) \\ \dot{I}_{sq} = -\omega I_{sd} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\lambda) \end{array} \right. \quad (3-29)$$



สำหรับตัวแปรสถานะ  $V_{bus,d}$ ,  $V_{bus,q}$ ,  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$  และ  $V_o$  ดำเนินการเช่นเดียวกับ  $I_{sd}$  และ  $I_{sq}$  จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองดังสมการที่ (3-30) ถึง (3-35) ตามลำดับดังนี้

$$\begin{cases} \left\langle \dot{V}_{bus,d} \right\rangle_0 = \frac{1}{C_{eq}} \langle I_{sd} \rangle_0 + \omega \langle V_{bus,q} \rangle_0 - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} \langle I_{dc} \rangle_0 \\ \dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sd} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \end{cases} \quad (3-30)$$

$$\begin{cases} \left\langle \dot{V}_{bus,q} \right\rangle_0 = \frac{1}{C_{eq}} \langle I_{sq} \rangle_0 - \omega \langle V_{bus,d} \rangle_0 \\ \dot{V}_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sq} - \omega V_{bus,d} \end{cases} \quad (3-31)$$

$$\begin{cases} \left\langle \dot{I}_{dc} \right\rangle_0 = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_f} \langle V_{bus,d} \rangle_0 - \frac{(R_\mu + R_f + R_c)}{L_f} \langle I_{dc} \rangle_0 - \frac{1}{L_f} \langle V_{dc} \rangle_0 + \frac{R_c \langle u \rangle_0}{L_f} \langle I_L \rangle_0 \\ \dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{eq}} V_{bus,d} - \frac{(R_\mu + R_f + R_c)}{L_f} I_{dc} - \frac{1}{L_f} V_{dc} + \frac{R_c d}{L_f} I_L \end{cases} \quad (3-32)$$

$$\begin{cases} \left\langle \dot{V}_{dc} \right\rangle_0 = \frac{1}{C_f} \langle I_{dc} \rangle_0 - \frac{\langle u \rangle_0}{C_f} \langle I_L \rangle_0 \\ \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_f} I_{dc} - \frac{d}{C_f} I_L \end{cases} \quad (3-33)$$

$$\begin{cases} \left\langle \dot{I}_L \right\rangle_0 = \frac{\langle u \rangle_0}{L} \langle V_{dc} \rangle_0 - \frac{1 - \langle u \rangle_0}{L} \langle V_o \rangle_0 \\ \dot{I}_L = \frac{d}{L} V_{dc} - \frac{1-d}{L} V_o \end{cases} \quad (3-34)$$

$$\begin{cases} \left\langle \dot{V}_o \right\rangle_0 = \frac{1 - \langle u \rangle_0}{C} \langle I_L \rangle_0 - \frac{1}{RC} \langle V_o \rangle_0 \\ \dot{V}_o = \frac{1-d}{C} I_L - \frac{1}{RC} V_o \end{cases} \quad (3-35)$$

จากสมการที่ (3-30) ถึง (3-35) สามารถเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในรูปของแบบจำลองตัวแปรสถานะได้ดังสมการที่ (3-36)

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du} \end{cases} \quad (3-36)$$

เมื่อ ตัวแปรสถานะ คือ  $\mathbf{x} = [I_{sd} \quad I_{sq} \quad V_{bus,d} \quad V_{bus,q} \quad I_{dc} \quad V_{dc} \quad I_L \quad V_o]^T$   
 อินพุต คือ  $\mathbf{u} = [V_s]$   
 เอาต์พุต คือ  $\mathbf{y} = [I_{dc} \quad V_{dc} \quad I_L \quad V_o]^T$

และรายละเอียดของ  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$  และ  $\mathbf{D}$  ในสมการที่ (3-36) แสดงได้ดังนี้

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \omega & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \omega & -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_f} & 0 & -\left(\frac{R_\mu + R_f + R_c}{L_f}\right) & -\frac{1}{L_f} & \frac{R_c d}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{d}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{d}{L} & 0 & -\frac{1-d}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 \end{bmatrix}_{8 \times 8}$$

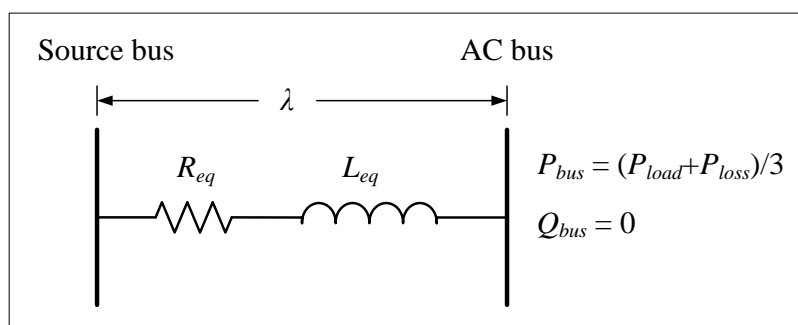
$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3} \cdot \cos(\lambda)}{L_{eq}} \\ \frac{\sqrt{3} \cdot \sin(\lambda)}{L_{eq}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}_{8 \times 1}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{4 \times 8}$$

$$\mathbf{D} = [0]$$

### 3.2.6 การหาค่าในสถานะคงตัว

เนื่องจากในเมตริกซ์  $\mathbf{B}$  ของสมการที่ (3-36) มีพารามิเตอร์ที่ยังไม่ทราบค่าอยู่ นั่นคือ  $\lambda$  หรือค่าความต่างเฟสระหว่างบัสแหล่งจ่ายและบัสเอชี่ ซึ่งสามารถหาได้จากการวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้าในสถานะอยู่ตัว โดยพิจารณาให้เป็นสายส่งหนึ่งเฟสเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ และไม่พิจารณาความจุไฟฟ้าของสายส่งเนื่องจากมีค่าน้อยมาก ดังนั้นระบบที่พิจารณาแสดงดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 สายส่งกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟส

จากรูปที่ 3.16 สามารถพิสูจน์หาสมการการไหลของกำลังไฟฟ้าได้ ดังนี้

$$\text{จาก } \mathbf{S} = \mathbf{VI}^* = P_{bus} + jQ_{bus}$$

$$P_{bus} + jQ_{bus} = V_{bus} \angle 0^\circ \left( \frac{V_s \angle \lambda - V_{bus} \angle 0^\circ}{Z \angle \gamma} \right)^*$$

$$P_{bus} + jQ_{bus} = V_{bus} \angle 0^\circ \left( \frac{V_s \angle (\lambda - \gamma) - V_{bus} \angle (-\gamma)}{Z} \right)^*$$

$$P_{bus} + jQ_{bus} = \frac{V_s V_{bus}}{Z} \angle (\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \angle (\gamma)$$

$$P_{bus} + jQ_{bus} = \left( \frac{V_s V_{bus}}{Z} \cos(\gamma - \lambda) + j \frac{V_s V_{bus}}{Z} \sin(\gamma - \lambda) \right) - \left( \frac{V_{bus}^2}{Z} \cos(\gamma) + j \frac{V_{bus}^2}{Z} \sin(\gamma) \right)$$

$$P_{bus} + jQ_{bus} = \left( \frac{V_s V_{bus}}{Z} \cos(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \cos(\gamma) \right) + j \left( \frac{V_s V_{bus}}{Z} \sin(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \sin(\gamma) \right)$$

ดังนั้น จะได้สมการการไหลของกำลังไฟฟ้างดสมการที่ (3-37)

$$\begin{cases} \frac{V_s V_{bus}}{Z} \cos(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \cos(\gamma) = P_{bus} \\ \frac{V_s V_{bus}}{Z} \sin(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \sin(\gamma) = Q_{bus} = 0 \end{cases} \quad (3-37)$$

เมื่อ  $V_s$  คือ แรงดันเฟสที่บัสแหล่งจ่าย

$V_{bus}$  คือ แรงดันเฟสที่บัสเอชี่

$\lambda$  คือ มุมต่างเฟสระหว่าง  $V_s$  และ  $V_{bus}$

$Z$  คือ ขนาดอิมพีแดนซ์ของสายส่ง

$\gamma$  คือ มุมเฟสอิมพีแดนซ์ของสายส่ง

โดยที่กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟารีแอกทีฟพิจารณาที่บัสเอชี่ จะได้ดั่งสมการที่ (3-38)

$$\begin{cases} P_{bus} = \frac{1}{3} \left( \frac{V_o^2}{R} + P_{loss} \right) \\ Q_{bus} = 0 \end{cases} \quad (3-38)$$

จากสมการที่ (3-37) และ (3-38) สามารถเขียนโปรแกรมการคำนวณค่า  $\lambda$  ด้วยวิธีการคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน (ดูได้จากภาคผนวก ก.1) เพื่อใช้ในการหาผลการตอบสนองจากแบบจำลองต่อไป ซึ่งจากการคำนวณสังเกตได้ว่าค่า  $\lambda$  ในเมตริกซ์ **B** จะมีค่าขึ้นอยู่กับกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

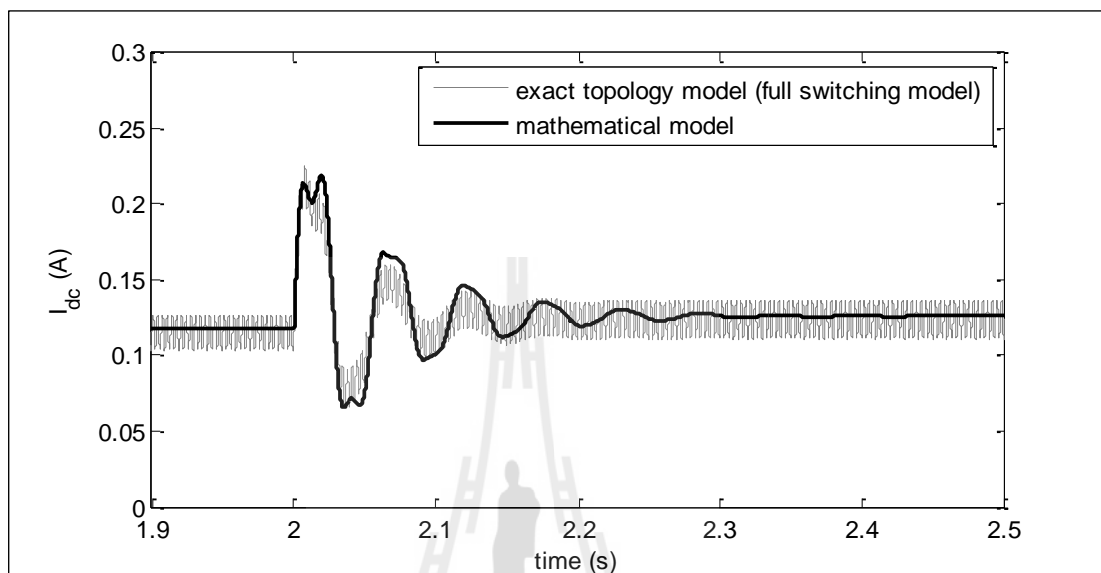
### 3.2.7 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อยืนยันว่าแบบจำลองที่ได้รับการพิสูจน์ขึ้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีความถูกต้อง สามารถนำไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบและการออกแบบตัวควบคุมได้ การตรวจสอบจะใช้คำสั่งแก้สมการอนุพันธ์ในโปรแกรม MATLAB (ดูรายละเอียดได้จากภาคผนวก ก.2) เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองของระบบ จากนั้นจึงนำผลไปเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ด้วย SimPowerSystem™ (SPS™) ของโปรแกรม MATLAB (ดูได้จากภาคผนวก ข.1) โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังตารางที่ 3.1 ดังนี้

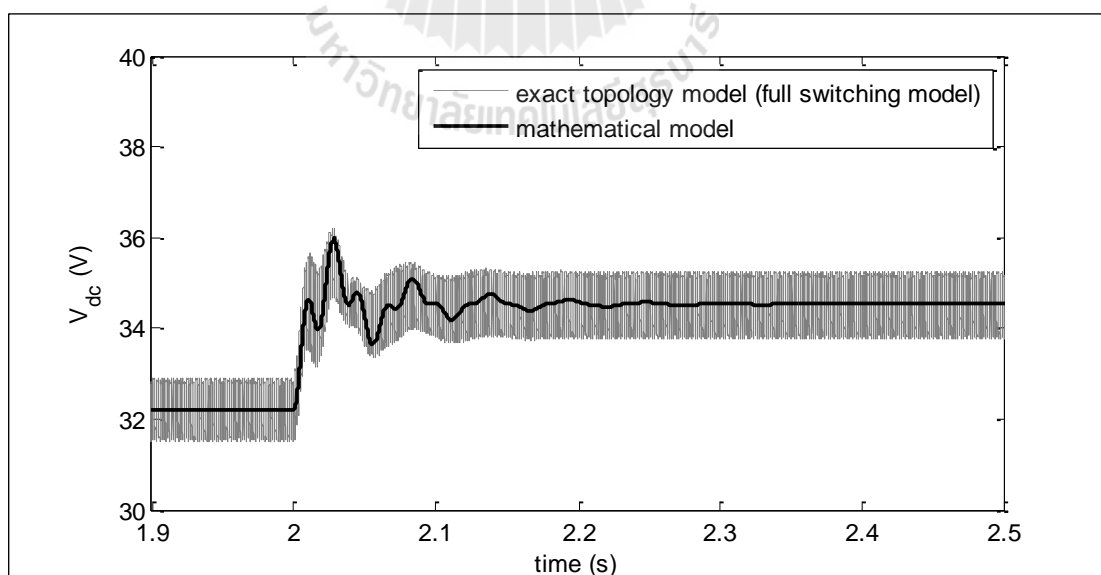
ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 3.1

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$V_s$	15 V <sub>rms/phase</sub>	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
$\omega$	$2\pi \times 50$ rad/s	ความถี่ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า
$R_{eq}$	0.2 $\Omega$	ความต้านทานของสายส่ง
$L_{eq}$	100 $\mu$ H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
$C_{eq}$	2 nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
$R_f$	2 $\Omega$	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
$L_f$	88 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
$C_f$	188 $\mu$ F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
$R_c$	3 $\Omega$	ความต้านทานภายในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง
$R$	80 $\Omega$	ความต้านทานของโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$L$	15 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$C$	1,100 $\mu$ F	ความจุไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

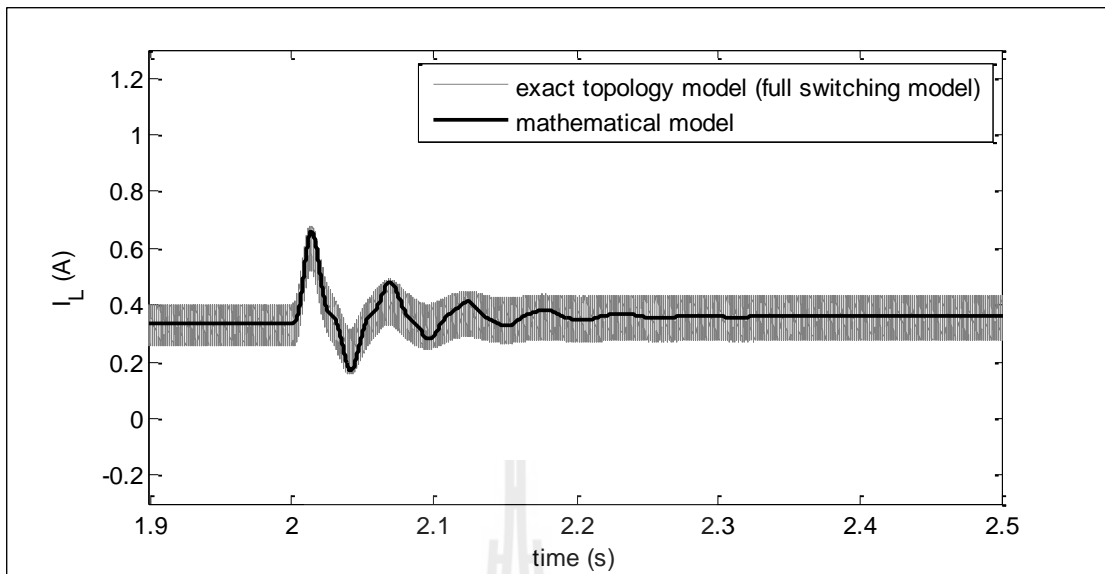
เมื่อกำหนดค่าวัฏจักรการทำงานของสวิตช์ ( $d$ ) เท่ากับ 0.35 (35%) ได้ผลการตอบสนองของ  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$  และ  $V_o$  ของระบบ ดังรูปที่ 3.17 ถึงรูปที่ 3.20 ตามลำดับ



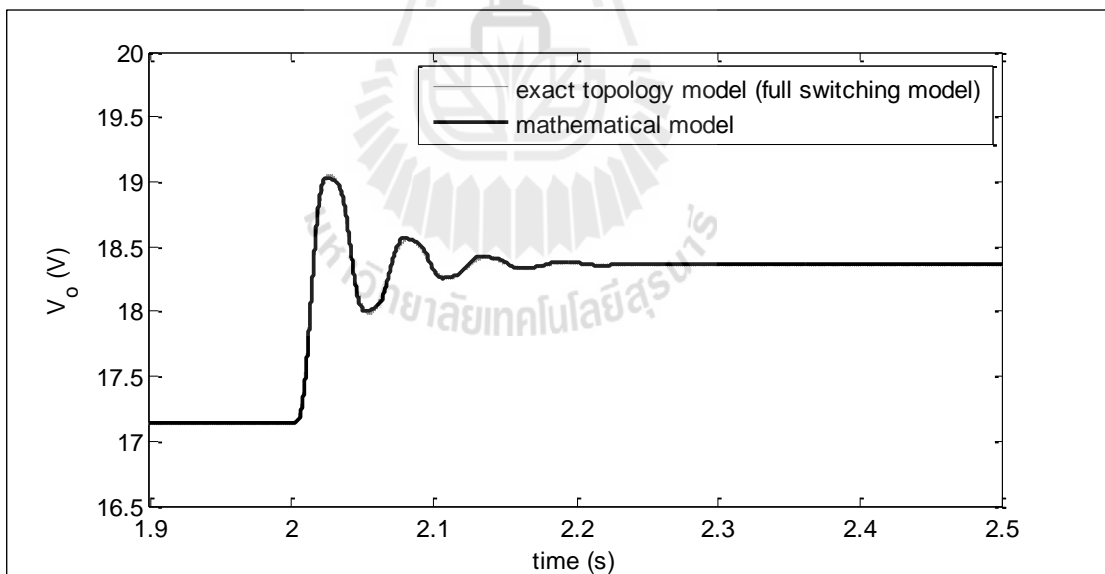
รูปที่ 3.17 ผลการตอบสนองของ  $I_{dc}$  ของระบบในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.18 ผลการตอบสนองของ  $V_{dc}$  ของระบบในรูปที่ 3.1

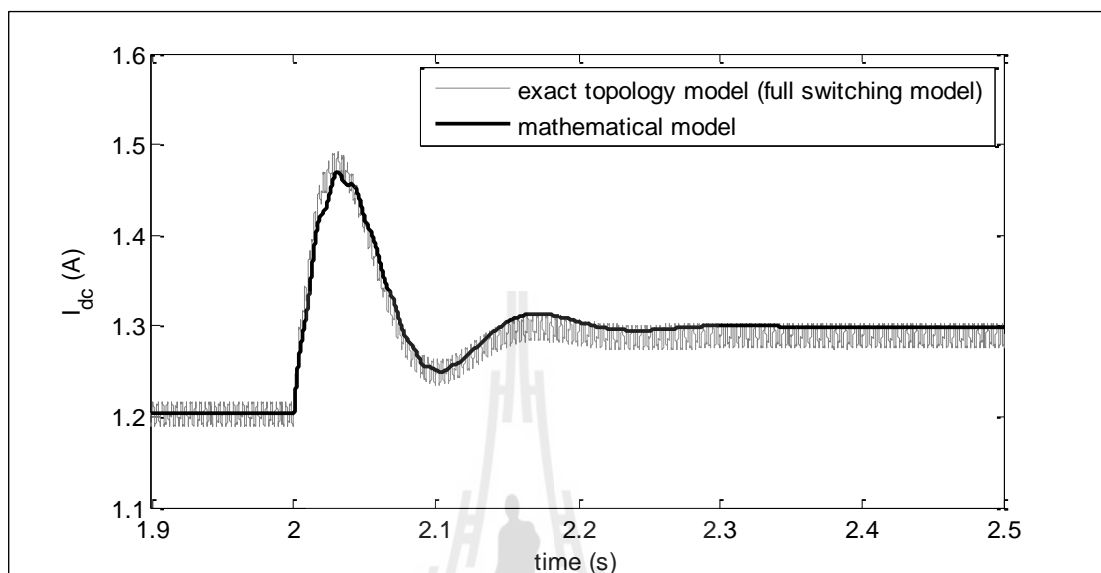


รูปที่ 3.19 ผลการตอบสนองของ  $I_L$  ของระบบในรูปที่ 3.1

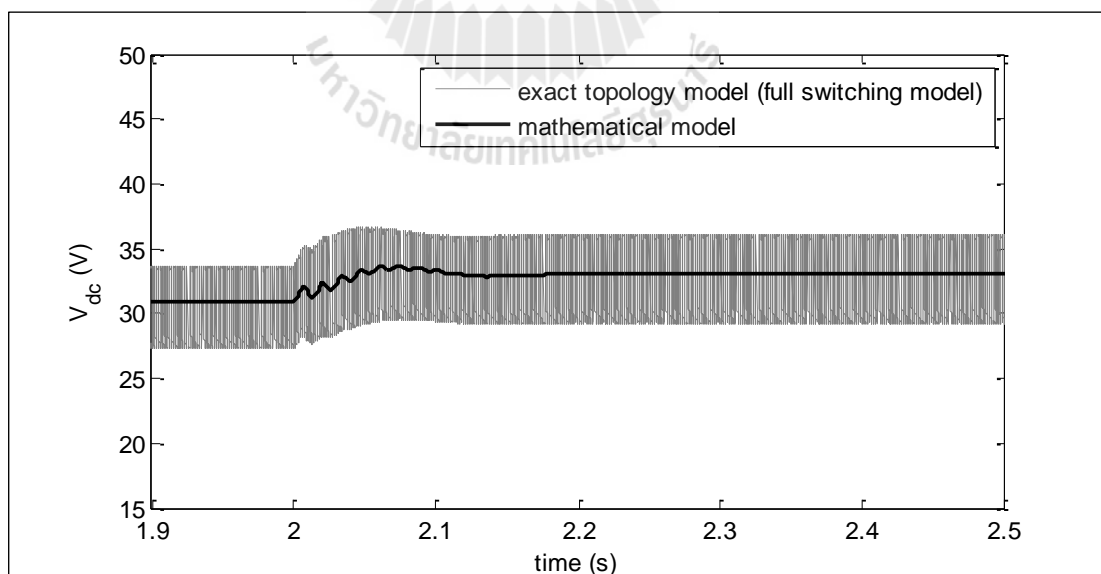


รูปที่ 3.20 ผลการตอบสนองของ  $V_o$  ของระบบในรูปที่ 3.1

สำหรับค่าวัฏจักรการทำงานของสวิตช์ เท่ากับ 0.65 (65 %) ได้ผลการตอบสนองของ  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$  และ  $V_o$  ของระบบ ดังรูปที่ 3.21 ถึงรูปที่ 3.24 ตามลำดับ

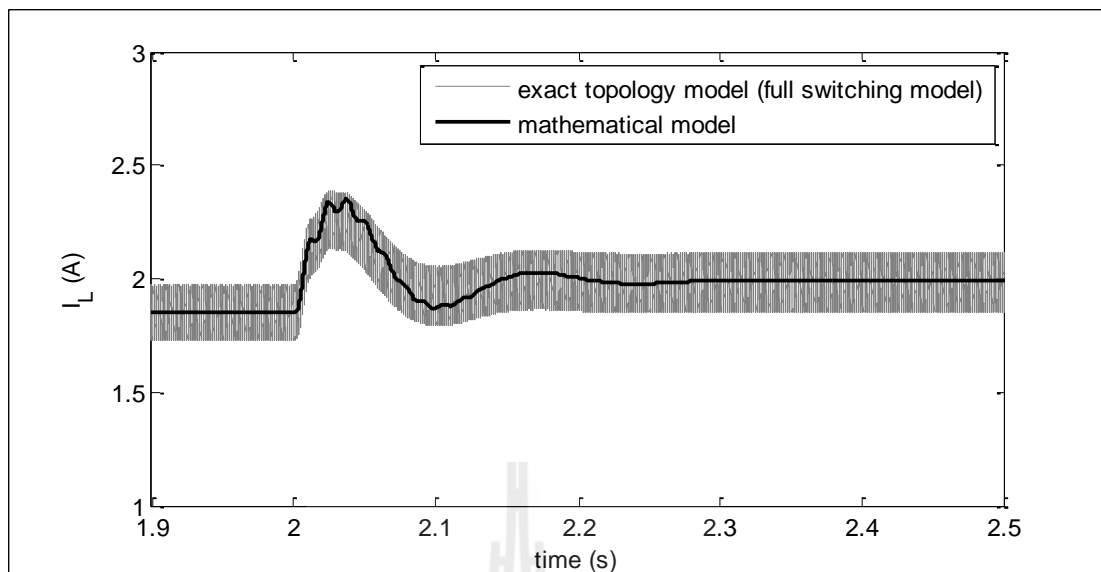


รูปที่ 3.21 ผลการตอบสนองของ  $I_{dc}$  ของระบบในรูปที่ 3.1

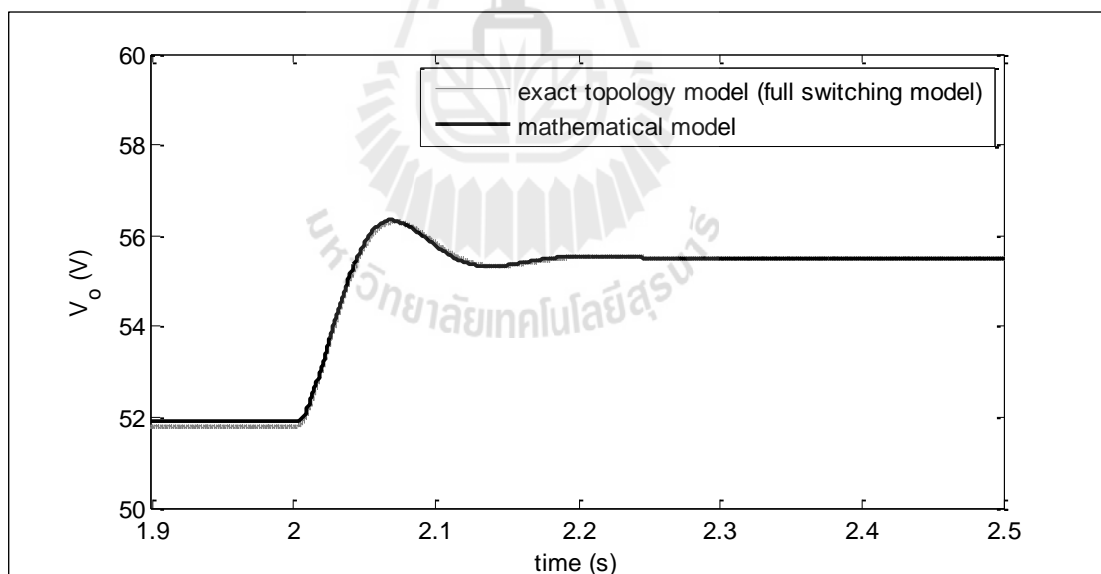


รูปที่ 3.22 ผลการตอบสนองของ  $V_{dc}$  ของระบบในรูปที่ 3.1





รูปที่ 3.23 ผลการตอบสนองของ  $I_L$  ของระบบในรูปที่ 3.1



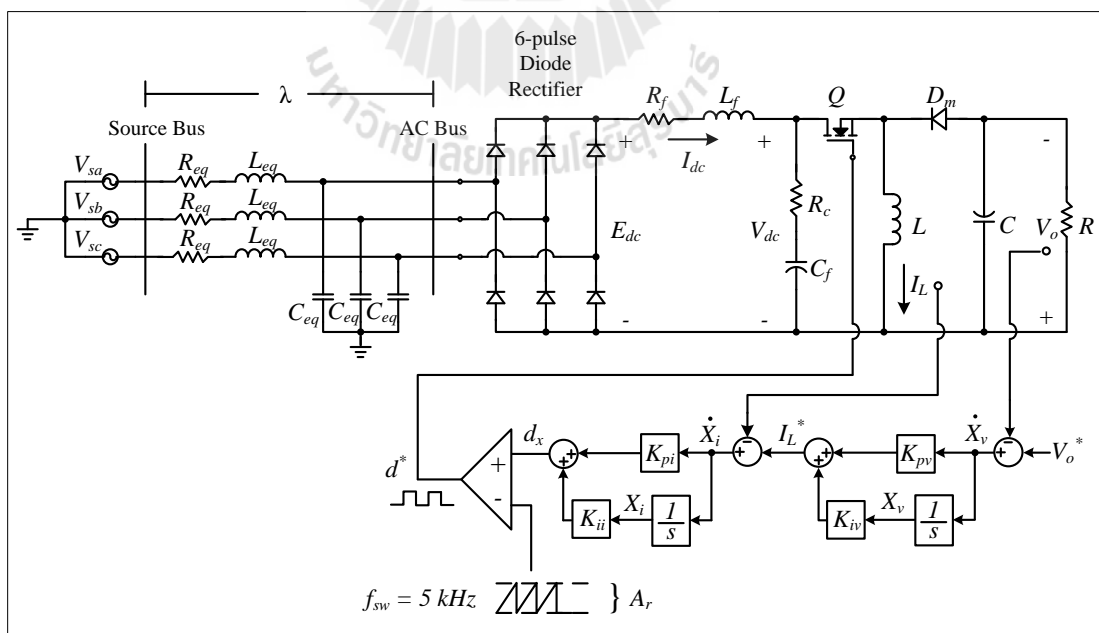
รูปที่ 3.24 ผลการตอบสนองของ  $V_o$  ของระบบในรูปที่ 3.1

จากการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองตามรูปที่ 3.17 ถึงรูปที่ 3.24 พบว่าแบบจำลองสามารถให้ผลการตอบสนองที่ถูกต้องตรงกับผลที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ในโปรแกรม MATLAB ทั้งในส่วนผลการตอบสนองในสภาวะชั่วคราวและในสภาวะคงตัว ดังนั้น

แบบจำลองที่พิสูจน์ขึ้นด้วยวิธีการผสมผสานระหว่างวิธีคิควและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปที่อธิบายไว้ในหัวข้อนี้ สามารถนำไปพัฒนาเป็นแบบจำลองของระบบที่มีตัวควบคุม เพื่อใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพ ซึ่งจะได้นำเสนอในหัวข้อถัดไป

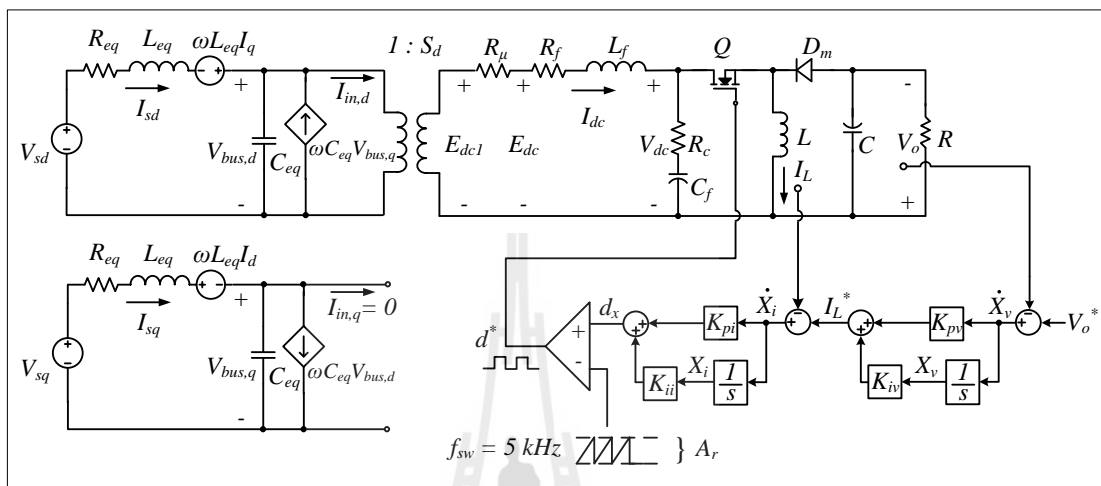
### 3.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์กรณีวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม

จากวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์แบบไม่มีตัวควบคุมที่ได้วิเคราะห์มาแล้วในหัวข้อที่ 3.2 พบว่าอินพุตของระบบคือ  $V_s$  การปรับแรงดันเอาต์พุตสามารถกระทำได้สองทาง คือ การปรับที่แรงดัน  $V_s$  และอีกทางหนึ่งคือการปรับค่าวัฏจักรการทำงาน ( $d$ ) ของวงจรแปลงผัน เมื่อต้องการค่าแรงดันเอาต์พุตค่าหนึ่งจะต้องคำนวณหา  $d$  ที่ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการ ซึ่งถ้าหากผู้ใช้งานจำเป็นต้องเปลี่ยนค่าแรงดันเอาต์พุตบ่อยครั้ง หรือเกิดสภาวะที่แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตไม่สม่ำเสมอ ผู้ใช้งานอาจต้องเสียเวลากับการปรับค่าวัฏจักรการทำงาน ( $d$ ) ของวงจรแปลงผันอยู่เป็นประจำ แต่เมื่อนำตัวควบคุมมาใช้กับวงจรแปลงผัน ซึ่งในงานวิจัยนี้ใช้ตัวควบคุมพีไอ ผู้ใช้งานสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้อย่างสะดวกขึ้น โดยป้อนแรงดันอ้างอิง ( $V_o^*$ ) ที่ต้องการให้กับตัวควบคุม จากนั้นตัวควบคุมจะทำการปรับแรงดันเอาต์พุตให้โดยอัตโนมัติ ซึ่งระบบไฟฟ้ากรณีวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแสดงดังรูปที่ 3.25



รูปที่ 3.25 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ต่อกับวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม

จากระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 3.25 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์สามารถแปลงให้อยู่ในรูปวงจรมูลติควได้ โดยอาศัยการพิสูจน์สมการทางคณิตศาสตร์เช่นเดียวกับในหัวข้อที่ผ่านมา แต่มีการเพิ่มชุดตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บัสต์ แสดงได้ดังรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 วงจรมูลของระบบกรณิวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บัสต์มีตัวควบคุม

จากรูปที่ 3.26 พบว่าอินพุตของระบบคือ  $V_s$  และ  $V_o^*$  ส่วนค่า  $d^*$  คือค่าวัฏจักรการทำงานของสวิตช์ที่ถูกสร้างขึ้นโดยตัวควบคุม เอาต์พุตของตัวควบคุมจะเรียกว่าสัญญาณควบคุม (Control signal) กำหนดให้เป็น  $d_x$  สัญญาณควบคุม  $d_x$  จะนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (Sawtooth compare signal) เพื่อสร้างเป็นสัญญาณพีดีบีเอ็ม (PWM) โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่าง  $d^*$  และ  $d_x$  เป็นไปตามสมการที่ (3-39) ดังนี้

$$d^* = \frac{d_x}{A_r} \tag{3-39}$$

เมื่อ  $A_r$  คือ ค่ายอดของสัญญาณสามเหลี่ยม

พิจารณาเฉพาะในส่วนตัวควบคุม จะพบว่าอินพุตคือ  $V_o^*$  ซึ่งเป็นแรงดันอ้างอิง และมีเอาต์พุตคือ  $d^*$  ดังนั้นในส่วนของตัวควบคุมสามารถวิเคราะห์หาค่าวัฏจักรการทำงานของสวิตช์ที่เกิดจากกระบวนการของตัวควบคุม ได้ดังสมการที่ (3-40)

$$d^* = \frac{1}{A_r} \left( -K_{pi} I_L - K_{pv} K_{pi} V_o + K_{iv} K_{pi} X_v + K_{ii} X_i + K_{pv} K_{pi} V_o^* \right) \quad (3-40)$$

ตัวควบคุมพีไอจะมีส่วนประกอบที่เป็นพจน์ปริพันธ์ (Integral) อยู่ทั้งในตัวควบคุมลูปรแรงดันและตัวควบคุมลูประแส ทำให้มีตัวแปรสถานะของระบบเพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้  $X_v$  เป็นตัวแปรสถานะของลูปรแรงดัน และ  $X_i$  เป็นตัวแปรสถานะของลูประแสดังที่ปรากฏในรูปที่ 3.26 ซึ่งค่า  $X_v$  และ  $X_i$  แสดงได้ดังสมการที่ (3-41)

$$\begin{cases} \dot{X}_v = -V_o + V_o^* \\ \dot{X}_i = -I_L - K_{pv} V_o + K_{iv} X_v + K_{pv} V_o^* \end{cases} \quad (3-41)$$

วงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม การปรับค่าวัฏจักรการทำงานของสวิตซ์จึงเกิดจากกระบวนการของตัวควบคุม ซึ่งแต่เดิมเกิดจากการกำหนดค่าโดยผู้ใช้งาน ดังนั้นจากแบบจำลองของระบบที่ไม่มีตัวควบคุมตามสมการที่ 3.31 สามารถเปลี่ยนให้เป็นแบบจำลองที่มีตัวควบคุมได้ โดยแทนค่า  $d^*$  จากสมการที่ (3-40) ลงในค่า  $d$  ของสมการที่ (3-36) และเพิ่มตัวแปรสถานะ  $X_v$  และ  $X_i$  ลงในสมการที่ (3-36) จะได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่มีตัวควบคุม แสดงดังสมการที่ (3-42)

$$\begin{cases}
\dot{I}_{sd} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sd} + \omega I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\lambda) \\
\dot{I}_{sq} = -\omega I_{sd} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\lambda) \\
\dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sd} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\
\dot{V}_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sq} - \omega V_{bus,d} \\
\dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_f} V_{bus,d} - \frac{(R_\mu + R_f + R_c)}{L_f} I_{dc} - \frac{1}{L_f} V_{dc} - \frac{R_c K_{pi}}{A_r L_f} I_L^2 \\
\quad - \frac{R_c K_{pv} K_{pi}}{A_r L_f} I_L V_o + \frac{R_c K_{pi} K_{iv}}{A_r L_f} I_L X_v + \frac{R_c K_{ii}}{A_r L_f} I_L X_i + \frac{R_c K_{pv} K_{pi}}{A_r L_f} I_L V_o^* \\
\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_f} I_{dc} + \frac{K_{pi}}{A_r C_f} I_L^2 + \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r C_f} I_L V_o - \frac{K_{pi} K_{iv}}{A_r C_f} I_L X_v - \frac{K_{ii}}{A_r C_f} I_L X_i - \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r C_f} I_L V_o^* \\
\dot{I}_L = -\frac{1}{L} V_o - \frac{K_{pi}}{A_r L} V_{dc} I_L - \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r L} V_{dc} V_o + \frac{K_{pi} K_{iv}}{A_r L} V_{dc} X_v + \frac{K_{ii}}{A_r L} V_{dc} X_i + \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r L} V_{dc} V_o^* \\
\quad - \frac{K_{pi}}{A_r L} V_o I_L - \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r L} V_o^2 + \frac{K_{pi} K_{iv}}{A_r L} V_o X_v + \frac{K_{ii}}{A_r L} V_o X_i + \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r L} V_o V_o^* \\
\dot{V}_o = \frac{1}{C} I_L + \frac{K_{pi}}{A_r C} I_L^2 + \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r C} I_L V_o - \frac{K_{pi} K_{iv}}{A_r C} I_L X_v - \frac{K_{ii}}{A_r C} I_L X_i - \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r C} I_L V_o^* - \frac{1}{RC} V_o \\
\dot{X}_v = -V_o + V_o^* \\
\dot{X}_i = -I_L - K_{pv} V_o + K_{iv} X_v + K_{pv} V_o^*
\end{cases} \quad (3-42)$$

จากสมการที่ (3-42) สังเกตได้ว่าแบบจำลองไม่เป็นเชิงเส้น และมีพารามิเตอร์ของตัวควบคุม  $K_{pv}$ ,  $K_{iv}$ ,  $K_{pi}$  และ  $K_{ii}$  ปะการกอยู่ในแบบจำลอง การทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นจึงเป็นสิ่งจำเป็นเพื่อนำแบบจำลองนั้นมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมด้วยทฤษฎีการควบคุมแบบเชิงเส้น นอกจากนี้แบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นสามารถนำไปใช้วิเคราะห์เสถียรภาพของสัญญาณขนาดเล็ก (small signal) ของระบบไฟฟ้ากำลัง (K-N. Areerak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas, 2008) ภายใต้สมมติฐานที่ว่า จุกระบบการทำงานจะไม่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ดังนั้นแบบจำลองในสมการที่ (3-42) สามารถใช้วิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่งซึ่งรายละเอียดของการทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นมีดังนี้

### 3.3.1 การทำให้เป็นเชิงเส้น

จากสมการที่ (3-42) สามารถทำแบบจำลองให้เป็นแบบจำลองเชิงเส้นได้ โดยอาศัยวิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง ซึ่งสามารถเขียนแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น ได้โดยมีรูปแบบดังสมการที่ (3-43) ดังนี้

$$\begin{cases} \delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \end{cases} \quad (3-43)$$

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } \delta \mathbf{x} &= [\delta I_{sd} \quad \delta I_{sq} \quad \delta V_{bus,d} \quad \delta V_{bus,q} \quad \delta I_{dc} \quad \delta V_{dc} \quad \delta I_L \quad \delta V_o \quad \delta X_v \quad \delta X_i]^T \\ \delta \mathbf{u} &= [\delta V_s \quad \delta V_o^*]^T \\ \delta \mathbf{y} &= [\delta V_{dc} \quad \delta V_o]^T \end{aligned}$$

และรายละเอียดของ  $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ ,  $\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ ,  $\mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  และ  $\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  ของสมการที่ (3-43) แสดงได้ดังนี้



$$\mathbf{A}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = \begin{bmatrix}
 -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \omega & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -\omega & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \omega & -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_f} & 0 & -\frac{(R_\mu + R_f + R_c)}{L_f} & -\frac{1}{L_f} a(5,7) & -\frac{R_c K_{pv} K_{pi} I_{L,o}}{A_r L_f} & -\frac{R_c K_{iv} K_{pi} I_{L,o}}{A_r L_f} & -\frac{R_c K_{ii} I_{L,o}}{A_r L_f} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 a(6,7) & \frac{K_{pv} K_{pi} I_{L,o}}{A_r C_f} & \frac{K_{iv} K_{pi} I_{L,o}}{A_r C_f} & \frac{K_{ii} I_{L,o}}{A_r C_f} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a(7,6) & -\frac{K_{pi} (V_{dc,o} + V_{o,o})}{A_r L} & a(7,8) & a(7,9) & -\frac{K_{ii} (V_{dc,o} + V_{o,o})}{A_r L} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a(8,7) & a(8,8) & -\frac{K_{iv} K_{pi} I_{L,o}}{A_r C} & -\frac{K_{ii} I_{L,o}}{A_r C} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{pv} & K_{iv} & 0
 \end{bmatrix}$$

$$a(5,7) = -\frac{2R_c K_{pi} I_{L,o}}{A_r L_f} - \frac{R_c K_{pv} K_{pi} V_{o,o}}{A_r L_f} + \frac{R_c K_{iv} K_{pi} X_{v,o}}{A_r L_f} + \frac{R_c K_{ii} X_{i,o}}{A_r L_f} + \frac{R_c K_{pv} K_{pi} V_{o,o}^*}{A_r L_f}$$

$$a(6,7) = \frac{2K_{pi} I_{L,o}}{A_r C_f} + \frac{K_{pv} K_{pi} V_{o,o}}{A_r C_f} - \frac{K_{iv} K_{pi} X_{v,o}}{A_r C_f} - \frac{K_{ii} X_{i,o}}{A_r C_f} - \frac{K_{pv} K_{pi} V_{o,o}^*}{A_r C_f}$$

$$a(7,6) = -\frac{K_{pi} I_{L,o}}{A_r L} - \frac{K_{pv} K_{pi} V_{o,o}}{A_r L} + \frac{K_{iv} K_{pi} X_{v,o}}{A_r L} + \frac{K_{ii} X_{i,o}}{A_r L} + \frac{K_{pv} K_{pi} V_{o,o}^*}{A_r L}$$

$$a(7,8) = -\frac{1}{L} - \frac{K_{pv} K_{pi} V_{dc,o}}{A_r L} - \frac{K_{pi} I_{L,o}}{A_r L} - \frac{K_{pv} K_{pi} V_{o,o}}{A_r L} + \frac{K_{iv} K_{pi} X_{v,o}}{A_r L} + \frac{K_{ii} X_{i,o}}{A_r L} + \frac{K_{pv} K_{pi} V_{o,o}^*}{A_r L}$$

$$a(7,9) = -\frac{K_{iv} K_{pi} V_{dc,o}}{A_r L} - \frac{K_{iv} K_{pi} V_{o,o}}{A_r L}$$

$$a(8,7) = \frac{1}{C} + \frac{2K_{pi} I_{L,o}}{A_r C} + \frac{K_{pv} K_{pi} V_{o,o}}{A_r C} - \frac{K_{iv} K_{pi} X_{v,o}}{A_r C} - \frac{K_{ii} X_{i,o}}{A_r C} - \frac{K_{pv} K_{pi} V_{o,o}^*}{A_r C}$$

$$a(8,8) = \frac{K_{pv} K_{pi} I_{L,o}}{A_r C} - \frac{1}{RC}$$



$$\mathbf{B}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3} \cdot \cos(\lambda_o)}{L_{eq}} & 0 \\ \frac{\sqrt{3} \cdot \sin(\lambda_o)}{L_{eq}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_c K_{pv} K_{pi} I_{L,o}}{A_r L_f} \\ 0 & -\frac{K_{pv} K_{pi} I_{L,o}}{A_r C_f} \\ 0 & -\frac{K_{pv} K_{pi} (V_{dc,o} + V_{o,o})}{A_r L} \\ 0 & -\frac{K_{pv} K_{pi} I_{L,o}}{A_r C} \\ 0 & 1 \\ 0 & K_{pv} \end{bmatrix}_{10 \times 2}$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{4 \times 10}$$

$$\mathbf{D}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}_{2 \times 2}$$

### 3.3.2 การคำนวณค่าในสถานะคงตัว

จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (3-43) ซึ่งถูกทำให้เป็นเชิงเส้น จะพบว่ามีพารามิเตอร์  $V_{dc,o}$ ,  $\lambda_o$ ,  $I_{L,o}$ ,  $V_{o,o}$ ,  $X_{v,o}$  และ  $X_{i,o}$  ปรากฏอยู่ในสมการ ซึ่งพารามิเตอร์เหล่านี้คือค่าในสถานะคงตัวของตัวแปร  $V_{dc}$ ,  $\lambda$ ,  $I_L$ ,  $V_o$ ,  $X_v$  และ  $X_i$  ตามลำดับ โดยสามารถวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ได้จากสมการการไหลของกำลังไฟฟ้าดังที่ได้อธิบายไว้แล้วในสมการที่ (3-37) ถึง (3-38) ร่วมกับการพิจารณาสมการที่ (3-43) ซึ่งเป็นสมการทางพลวัตของระบบ โดยการแทนพจน์อนุพันธ์ของตัวแปรสถานะทุกตัวให้มีค่าเท่ากับศูนย์ ตามสมการที่ (3-44)

$$\dot{\delta \mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) \delta \mathbf{u} = 0 \quad (3-44)$$

จากนั้นใช้การวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าแบบพื้นฐานช่วยในการหาสมการ จะได้สมการของตัวแปรสถานะที่สภาวะคงตัว ดังสมการที่ (3-45)

$$\begin{cases} V_{dc,o} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot V_{bus,o} - (R_{\mu} + R_f) I_{dc,o} \\ V_{o,o} = V_o^* \\ I_{L,o} = \frac{1}{1-d_o} \cdot \frac{V_o^*}{R} \\ X_{v,o} = \frac{I_{L,o}}{K_{iv}} \\ X_{i,o} = \frac{A_r d_o}{K_{ii}} \end{cases} \quad (3-45)$$

เมื่อ 
$$I_{dc,o} = \frac{\sqrt{3} \left| \frac{V_s e^{j0} - V_{bus,o} e^{-j\lambda_o}}{Z e^{j\gamma}} \right|}{\sqrt{2} \left( \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \right)}, \quad d_o = \frac{V_{o,o}}{V_{dc,o} + V_{o,o}}$$

$$Z = \sqrt{R_{eq}^2 + (\omega L_{eq})^2}, \quad \gamma = \tan^{-1} \left( \frac{\omega L_{eq}}{R_{eq}} \right)$$

จากแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (3-43) และการคำนวณค่าในสภาวะคงตัวในสมการที่ (3-45) สังเกตได้ว่าสมการดังกล่าวมีพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ ซึ่งการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ได้แสดงรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่

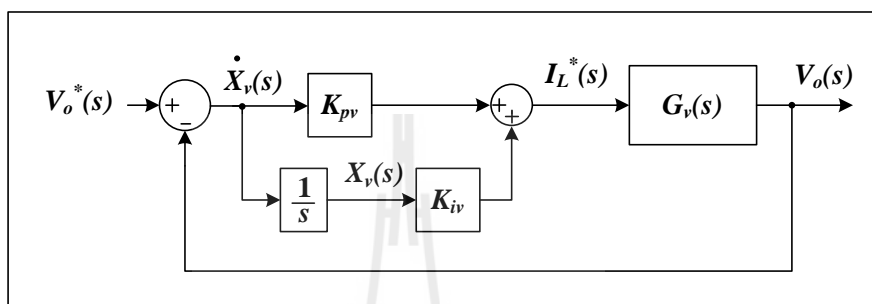
### 3.3.3

#### 3.3.3 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไออาศัยวิธีการแบบดั้งเดิมโดยใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์กับสมการมาตรฐานของระบบอันดับสอง โดยที่ตัวควบคุมแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุตเป็นตัวควบคุมลูปนอกและตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นตัวควบคุมลูปใน ซึ่งทั้ง 2 ส่วนจะต้องทำงานร่วมกันเพื่อให้ระบบทำงานอย่างสอดคล้องและมีความแม่นยำมากขึ้น

- การออกแบบตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต

พิจารณาโครงสร้างของตัวควบคุมแรงดันดังรูปที่ 3.27 จะพบว่าเอาต์พุตของตัวควบคุมคือ  $I_L^*(s)$  และค่าที่ใช้ป้อนกลับคือ  $V_o(s)$  ดังนั้นในการออกแบบตัวควบคุมจะต้องหาพลานต์ที่เป็นความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_L$  และ  $V_o$  เพราะฉะนั้นพลานต์ของตัวควบคุมนี้จึงเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของ  $V_o(s)/I_L(s)$  กำหนดให้ใช้สัญลักษณ์เป็น  $G_v(s)$



รูปที่ 3.27 โครงสร้างสำหรับการออกแบบตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต

ฟังก์ชันถ่ายโอน  $G_v(s)$  หาได้จากสมการตัวแปรสถานะของแรงดันเอาต์พุต คือ

$$\dot{V}_o(t) = \frac{1-d(t)}{C} I_L(t) - \frac{1}{RC} V_o(t) \tag{3-46}$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (3-46) จะได้

$$sV_o(s) = \frac{1-d(s)}{C} I_L(s) - \frac{1}{RC} V_o(s) \tag{3-47}$$

การหาฟังก์ชันถ่ายโอน  $G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_L(s)}$  สามารถดำเนินการได้โดยกำหนดให้  $d(s)$  ในสมการที่

(3-47) เท่ากับศูนย์ จะได้

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{R}{sRC + 1} \tag{3-48}$$

กำหนดให้  $G_{cv}(s)$  คือตัวควบคุมพีไอสำหรับแรงดันเอาต์พุต

$$G_{cv}(s) = \frac{K_{pv}s + K_{iv}}{s} \quad (3-49)$$

เพราะฉะนั้นจากรูปที่ 3.27 สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ได้ดังสมการที่ (3-50)

$$T_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_o^*(s)} = \frac{G_{cv}(s) \cdot G_v(s)}{1 + G_{cv}(s) \cdot G_v(s)}$$

$$T_v(s) = \frac{\left( \frac{K_{pv}s + K_{iv}}{C} \right)}{s^2 + \left( \frac{K_{pv}R + 1}{RC} \right)s + \left( \frac{K_{iv}}{C} \right)} \quad (3-50)$$

ทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ของพหุนามตัวหารของ  $T_v(s)$  ในสมการที่ (3-50) กับพหุนามตัวหารของระบบอันดับสองซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (3-51)

$$T(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3-51)$$

เมื่อเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ จะได้

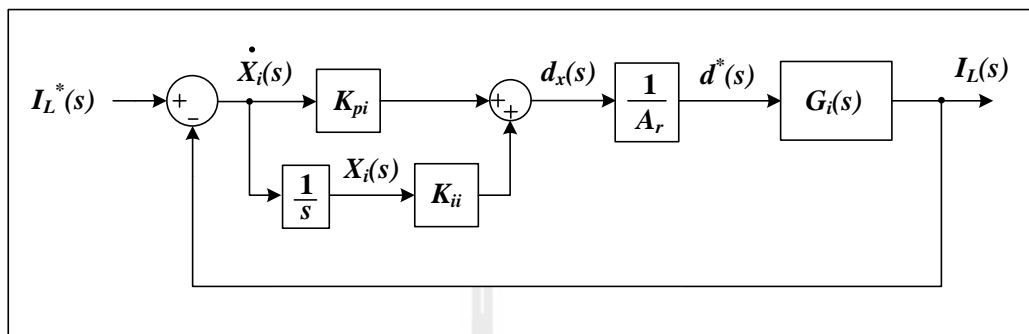
$$K_{pv} = \frac{2\zeta_v \omega_{n,v} RC - 1}{R} \quad (3-52)$$

$$K_{iv} = \omega_{n,v}^2 C \quad (3-53)$$

- การออกแบบตัวควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

พิจารณาตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในรูปที่ 3.28 เอาต์พุตของตัวควบคุมคือ  $d_x(s)$  เป็นสัญญาณที่ใช้เข้าไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีค่ายอดเท่ากับ

$A_r$  แล้วจึงออกมาเป็นค่าวัฏจักรการทำงาน  $d^*(s)$  โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างสองค่านี้เป็นไปตามสมการที่ (3-39)



รูปที่ 3.28 โครงสร้างสำหรับออกแบบตัวควบคุมกระแสไฟฟ้า

จากรูปที่ 3.28 เมื่อเอาต์พุตของตัวควบคุมกระแสคือ  $d_x(s)$  ถูกปรับคูณด้วย  $1/A_r$  ได้เป็นค่าวัฏจักรการทำงาน  $d^*(s)$  และค่าที่ใช้ป้อนกลับคือ  $I_L(s)$  ดังนั้นจึงต้องหาพลาเน็ตที่เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของ  $I_L(s)/d(s)$  ซึ่งหาได้จากสมการตัวแปรสถานะของ  $I_L$  กำหนดให้  $G_i(s)$  คือฟังก์ชันถ่ายโอนของ  $I_L(s)/d(s)$  การหาฟังก์ชันถ่ายโอน  $G_i(s)$  สามารถหาได้จากสมการตัวแปรสถานะของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ คือ

$$\dot{I}_L(t) = \frac{d(t)}{L} V_{dc} - \frac{1-d(t)}{L} V_o(t) \quad (3-54)$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (3-54) จะได้

$$sI_L(s) = \frac{d(s)}{L} V_{dc} - \frac{1-d(s)}{L} V_o(s) \quad (3-55)$$

ต้องการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของ  $\frac{I_L(s)}{d(s)}$  ดังนั้นจึงพิจารณาให้  $V_o(s)$  ในสมการที่ (3-55) มีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้

$$G_i(s) = \frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc}}{sL} \quad (3-56)$$

กำหนดให้  $G_{ci}(s)$  คือตัวควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

$$G_{ci}(s) = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{s} \quad (3-57)$$

เพราะฉะนั้นจากรูปที่ 3.28 สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ได้ดังสมการที่ (3-58)

$$T_i(s) = \frac{I_L(s)}{I_L^*(s)} = \frac{\left( \frac{G_{ci}(s) \cdot G_i(s)}{A_r} \right)}{1 + \left( \frac{G_{ci}(s) \cdot G_i(s)}{A_r} \right)}$$

$$T_i(s) = \frac{\left( \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{A_r L} \right) V_{dc}}{s^2 + \left( \frac{K_{pi} V_{dc}}{A_r L} \right) s + \left( \frac{K_{ii} V_{dc}}{A_r L} \right)} \quad (3-58)$$

ทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ของพหุนามตัวหารของ  $T_i(s)$  ในสมการที่ (3-58) กับพหุนามตัวหารของระบบอันดับสองดังสมการที่ (3-51) จะได้

$$K_{pi} = \frac{2\zeta_i \omega_{n,i} A_r L}{V_{dc}} \quad (3-59)$$

$$K_{ii} = \frac{\omega_{n,i}^2 A_r L}{V_{dc}} \quad (3-60)$$

ตัวควบคุมพีไอสำหรับรูปแรงดันไฟฟ้าและรูปกระแสไฟฟ้า สามารถออกแบบได้จากสมการที่ (3-52), (3-53), (3-59) และ (3-60) ตามลำดับ ซึ่งสมการของตัวควบคุมดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ของระบบและค่าทางสมรรถนะของตัวควบคุม คือ อัตราส่วนความหน่วง (Damping ratio:  $\zeta$ ) และ ความกว้างแถบ (Bandwidth:  $\omega_n$ ) ของตัวควบคุม ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ กำหนดให้รูปแรงดันมีค่า  $\zeta_v = 0.517$  เพื่อให้ได้ P.O. เท่ากับ 15% และ

$\omega_{n,v} = 80 \text{ rad/s}$  และรูปกระแสไฟฟ้ามีค่า  $\zeta_i = 0.3$ ,  $\omega_{n,i} = 10\omega_{n,v} = 800 \text{ rad/s}$  นอกจากนี้ค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องในการออกแบบตัวควบคุม แสดงได้ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอ

พารามิเตอร์	ค่า
$V_{dc}$	35 V
$R$	80 $\Omega$
$L$	15 mH
$C$	1,100 $\mu\text{F}$
$A_r$	10

เมื่อแทนค่าต่าง ๆ ลงในสมการที่ (3-52), (3-53), (3-59) และ (3-60) จะได้

$$K_{pv} = 0.0785 \quad K_{iv} = 7.04 \quad K_{pi} = 2.0521 \quad \text{และ} \quad K_{ii} = 2,736.1$$

### 3.3.4 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง

การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองจะดำเนินการโดยอาศัยการเขียนโปรแกรมสำหรับหาผลการตอบสนองของแบบจำลอง โดยใช้โปรแกรม MATLAB รายละเอียดโปรแกรมได้จากภาคผนวก ก.3 เอادتพุตที่ได้เป็นผลการเปลี่ยนแปลงของการตอบสนอง ( $\delta y$ ) ซึ่งจะอยู่ในรูปของลำดับจุดข้อมูล จากนั้นนำ  $\delta y$  ไปรวมกับค่าตัวแปรสถานะที่สภาวะคงตัวก่อนมีการเปลี่ยนแปลงจุดการทำงาน จะได้ผลการตอบสนองของตัวแปรที่ต้องการ ดังสมการที่ (3-61)

$$\begin{cases} I_{dc} = I_{dc,o1} + \delta I_{dc} \\ V_{dc} = V_{dc,o1} + \delta V_{dc} \\ I_L = I_{L,o1} + \delta I_L \\ V_o = V_{o,o1} + \delta V_o \end{cases} \quad (3-61)$$

เมื่อ  $I_{dc,o1}$  คือค่าที่สภาวะคงตัวของ  $I_{dc}$  ก่อนมีการเปลี่ยนแปลงจุดการทำงาน  
 $V_{dc,o1}$  คือค่าที่สภาวะคงตัวของ  $V_{dc}$  ก่อนมีการเปลี่ยนแปลงจุดการทำงาน  
 $I_{L,o1}$  คือค่าที่สภาวะคงตัวของ  $I_L$  ก่อนมีการเปลี่ยนแปลงจุดการทำงาน  
 $V_{o,o1}$  คือค่าที่สภาวะคงตัวของ  $V_o$  ก่อนมีการเปลี่ยนแปลงจุดการทำงาน

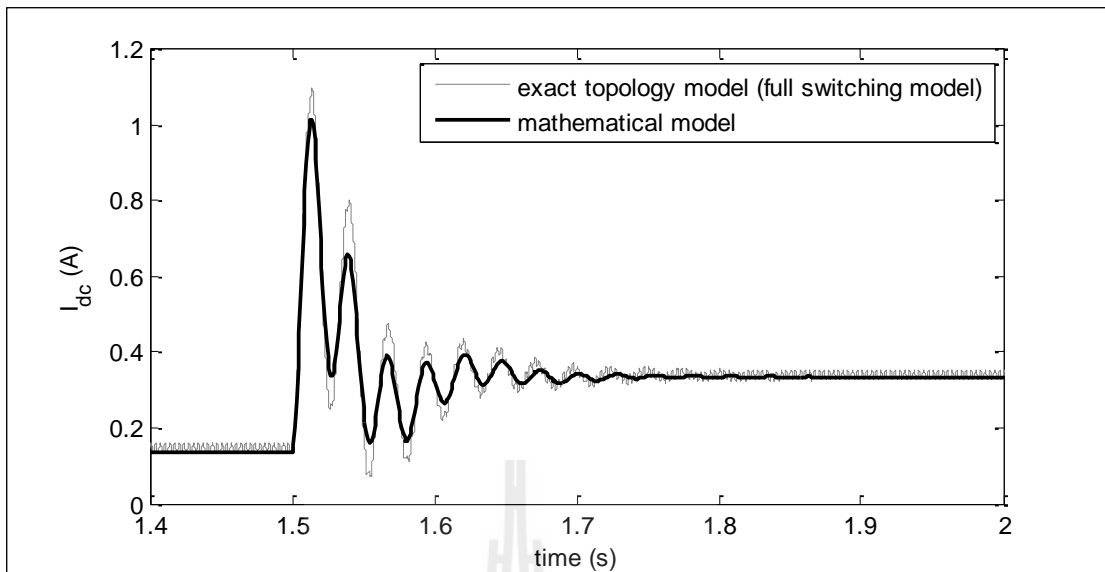
จากนั้นนำผลการตอบสนองที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ไปเปรียบเทียบกับผลการตอบสนองที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ในโปรแกรม MATLAB ที่อาศัยแบบจำลองสวิตช์ของ SPS™ (ดูรายละเอียดได้จากภาคผนวก ข.2) โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 3.3 ดังนี้

ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของระบบที่มีตัวควบคุม

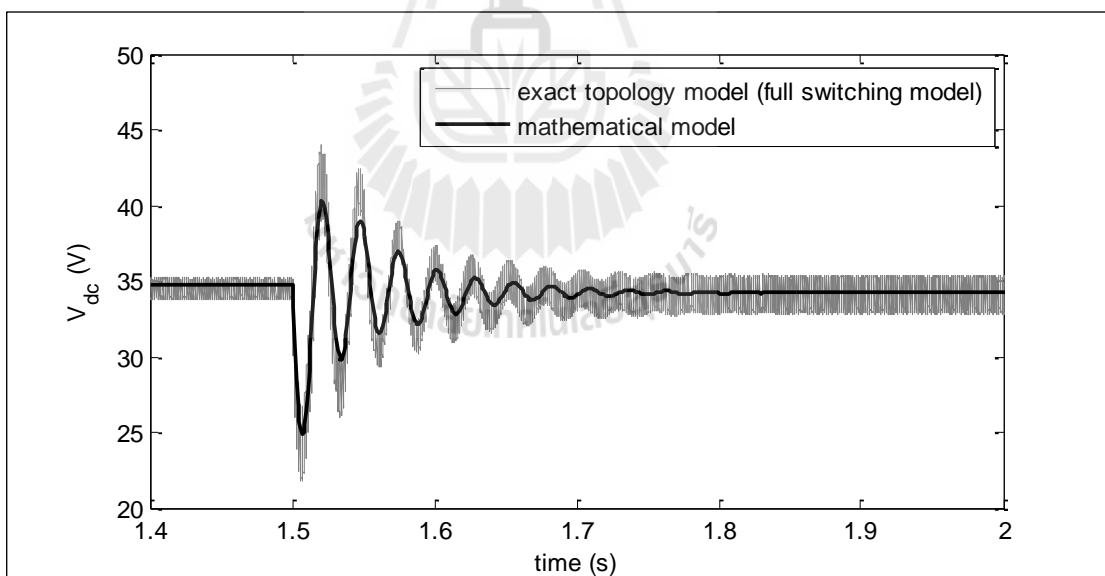
พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$V_s$	15 V <sub>rms/phase</sub>	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
$\omega$	$2\pi \times 50$ rad/s	ความถี่ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า
$R_{eq}$	0.2 $\Omega$	ความต้านทานของสายส่ง
$L_{eq}$	100 $\mu$ H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
$C_{eq}$	2 nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
$R_f$	2 $\Omega$	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
$L_f$	88 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
$C_f$	188 $\mu$ F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
$R_c$	3 $\Omega$	ความต้านทานภายในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง
$R$	80 $\Omega$	ความต้านทานของโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$L$	15 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$C$	1,100 $\mu$ F	ความจุไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$A_r$	10	แอมพลิจูดของสัญญาณเปรียบเทียบ
$K_{pv}$	0.0785	ตัวปรับคุณตัวควบคุมพีของลูปรอง
$K_{iv}$	7.04	ตัวปรับคุณตัวควบคุมไอของลูปรอง
$K_{pi}$	2.0521	ตัวปรับคุณตัวควบคุมพีของลูปรอง
$K_{ii}$	2,736.1	ตัวปรับคุณตัวควบคุมไอของลูปรอง

การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองในย่านการลดแรงดัน (Buck mode) จะกำหนดให้  $V_o^*$  มีการเปลี่ยนแปลงจาก 20 V เป็น 30 V จะได้ผลการตอบสนองของ  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$  และ  $V_o$  ของระบบ ดังรูปที่ 3.29 ถึงรูปที่ 3.32 ตามลำดับ

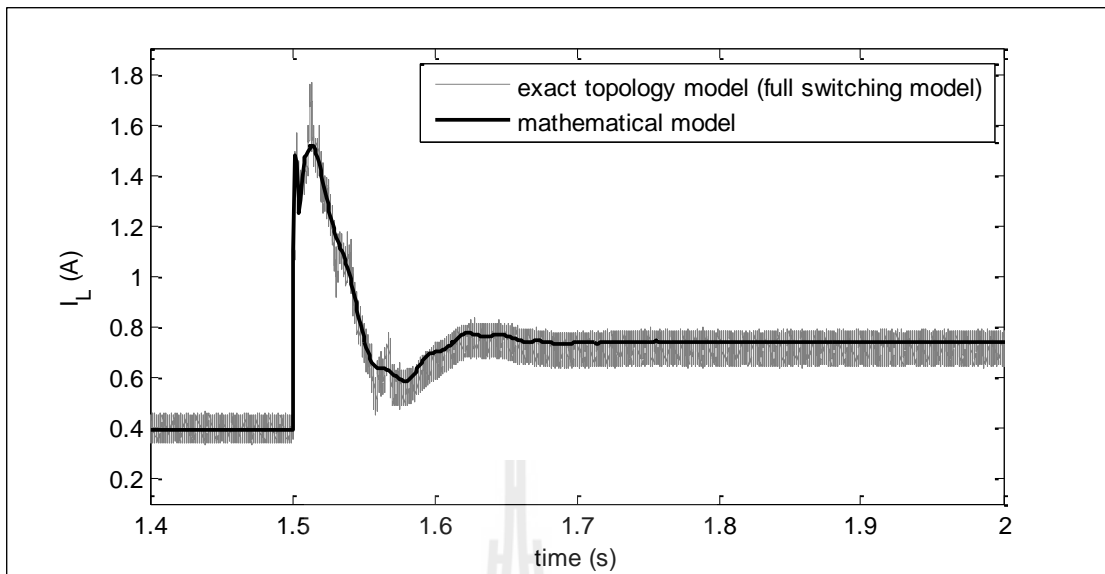




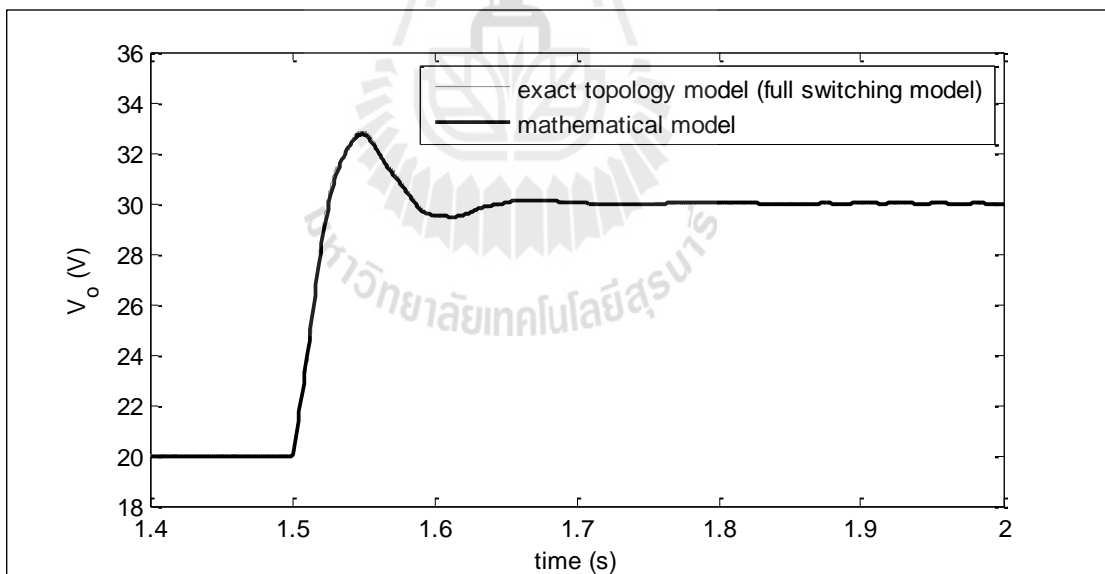
รูปที่ 3.29 ผลการตอบสนองของ  $I_{dc}$  ของระบบในย่านการลดแรงดัน



รูปที่ 3.30 ผลการตอบสนองของ  $V_{dc}$  ของระบบในย่านการลดแรงดัน



รูปที่ 3.31 ผลการตอบสนองของ  $I_L$  ของระบบในย่านการลดแรงดัน



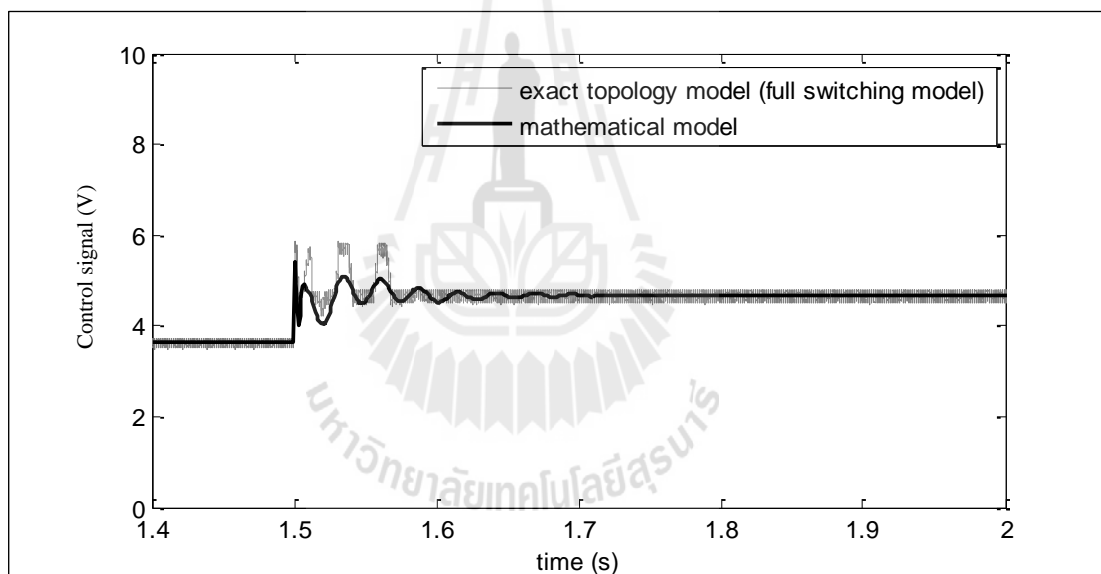
รูปที่ 3.32 ผลการตอบสนองของ  $V_o$  ของระบบในย่านการลดแรงดัน

สำหรับสัญญาณควบคุม  $d_x$  ที่จะนำไปประมวลกับสัญญาณเปรียบเทียบ ในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ สามารถคำนวณได้จากค่าตัวแปรสถานะต่าง ๆ ดังสมการที่ (3-62) คือ

$$d_x(i) = -K_{pi} I_L(i) - K_{pv} K_{pi} V_o(i) + K_{iv} K_{pi} X_v(i) + K_{ii} X_i(i) + K_{pv} K_{pi} V_o^*(i) \quad (3-62)$$

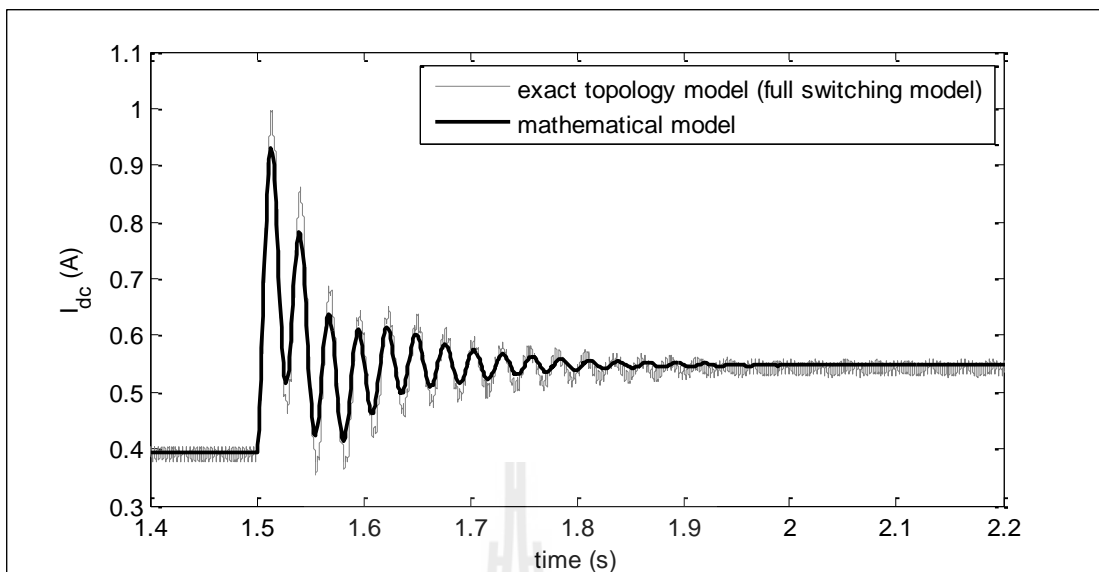
เมื่อ  $i = 1, 2, 3, \dots, N_a$ ;  $N_a$  คือ จำนวนจุดข้อมูล

สัญญาณควบคุมนี้จะใช้เป็นเงื่อนไขในการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งจะได้นำเสนอในรายละเอียดต่อไป ในบทที่ 8 สัญญาณควบคุมที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และแบบจำลองสวิตช์ของ SPS<sup>TM</sup> แสดงได้ดังรูปที่ 3.33

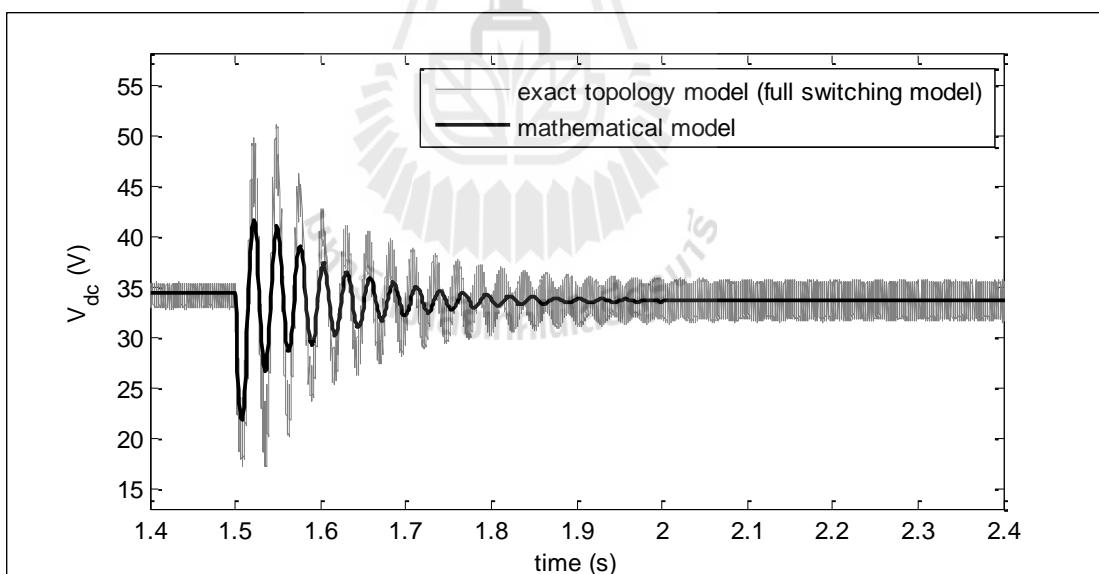


รูปที่ 3.33 สัญญาณควบคุมของระบบในย่านการลดแรงดัน

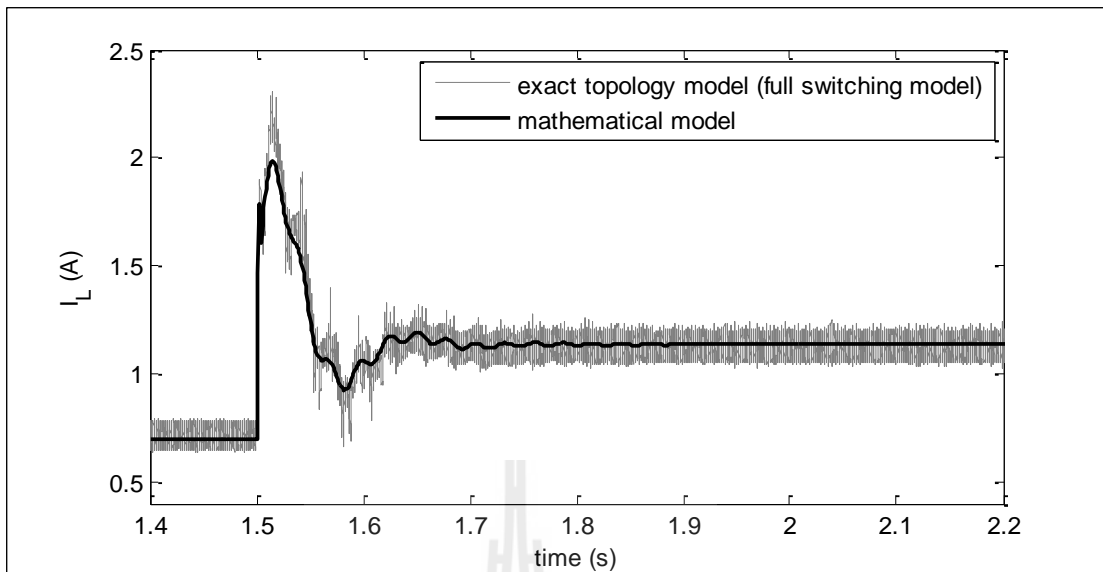
จากนั้นทำการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองในย่านการเพิ่มแรงดัน (Boost mode) โดยกำหนดให้  $V_o^*$  มีการเปลี่ยนแปลงจาก 30 V เป็น 40 V จะได้ผลการตอบสนองของ  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$  และ  $V_o$  ดังรูปที่ 3.34 ถึงรูปที่ 3.37 ตามลำดับ



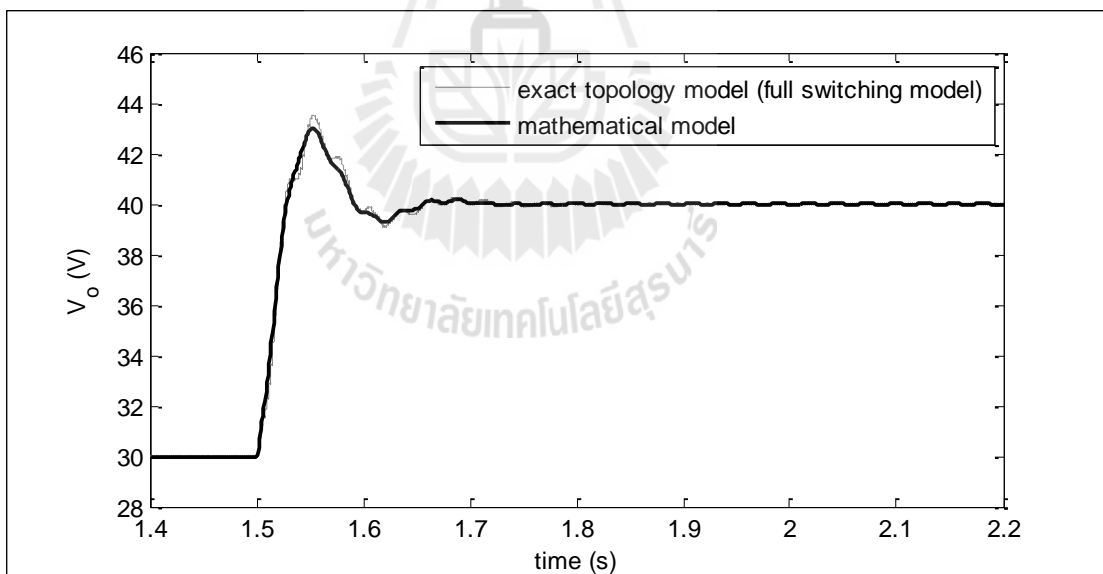
รูปที่ 3.34 ผลการตอบสนองของ  $I_{dc}$  ของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน



รูปที่ 3.35 ผลการตอบสนองของ  $V_{dc}$  ของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน

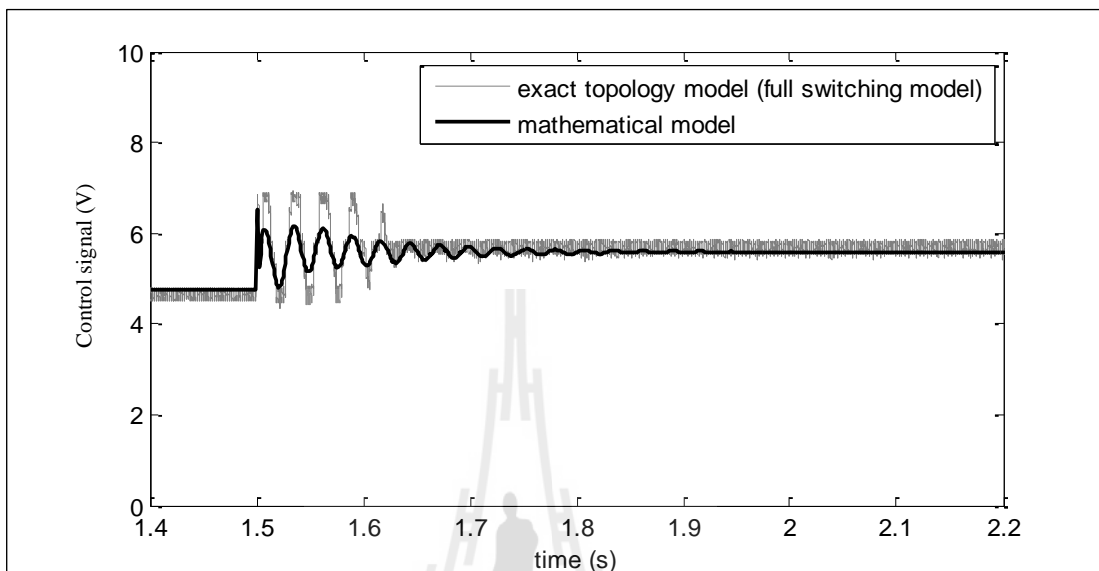


รูปที่ 3.36 ผลการตอบสนองของ  $I_L$  ของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน



รูปที่ 3.37 ผลการตอบสนองของ  $V_o$  ของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน

สำหรับสัญญาณควบคุม  $d_x$  สามารถคำนวณได้จากค่าตัวแปรสถานะต่าง ๆ จากสมการที่ (3-62) จะได้ผลการตอบสนองของสัญญาณควบคุม แสดงดังรูปที่ 3.38



รูปที่ 3.38 สัญญาณควบคุมของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน

จากผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง พบว่าผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่นำเสนอการพิสูจน์ในหัวข้อนี้ มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังจากแบบจำลองสวิตช์ของโปรแกรม SPS™ ทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะคงตัว ดังนั้นการพิสูจน์แบบจำลองของระบบที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์ที่มีตัวควบคุมด้วยวิธีตีควและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ถือเป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้อง แม่นยำ และสามารถนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบได้

### 3.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 3 นำเสนอวิธีการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์กรณีมีตัวควบคุมและไม่มีตัวควบคุม โดยใช้วิธีตีควสำหรับการวิเคราะห์ในส่วนของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปสำหรับนำไปวิเคราะห์ห้วงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์ ซึ่งในขั้นต้นได้เริ่มจากการหาแบบจำลองของระบบกรณีวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์ไม่มีตัวควบคุม โดยได้อธิบายการพิสูจน์หาแบบจำลองไว้อย่างละเอียด ซึ่งผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองแสดงให้เห็น

เห็นว่าแบบจำลองที่พิสูจน์โดยอาศัยวิธีการที่นำเสนอในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เป็นแบบจำลองที่มีความถูกต้องสูง จึงได้นำมาประยุกต์กับระบบที่มีวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีกรณีนีที่มีตัวควบคุมพีไอ ซึ่งแบบจำลองที่ได้เป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้น ด้วยเหตุนี้ผู้วิจัยจึงได้ทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นด้วยอนุกรมเทอร์เลอร์อันดับหนึ่ง และนำเสนอรายละเอียดเกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม จากนั้นได้ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองที่ผ่านการทำให้เป็นเชิงเส้น พบว่าผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะคงตัว ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่นำเสนอไว้ในบทนี้ ถือเป็นองค์ความรู้ในส่วนที่สำคัญสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาต่อไป



## บทที่ 4

### การวิเคราะห์เสถียรภาพ

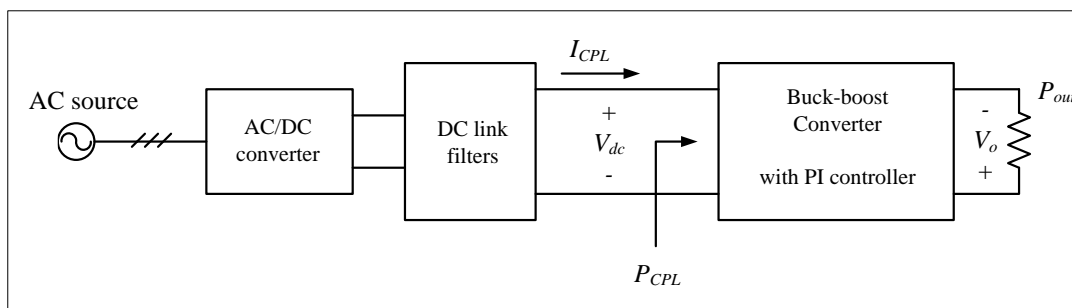
#### 4.1 บทนำ

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า AC/DC โดยส่วนใหญ่จะมีวงจรกรองกำลังไฟฟ้าเป็นส่วนประกอบเพื่อช่วยให้กระแสและแรงดันที่ได้มีสมรรถนะดีขึ้น ซึ่งการเพิ่มวงจรกรองกำลังไฟฟ้าเข้ามาในระบบ อาจทำให้เกิดผลเสียบางประการตามมาคือ ถ้านำวงจรไปจ่ายโหลดที่มีลักษณะเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว (Constant Power Load; CPL) อาจทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพทำให้การทำงานของระบบผิดพลาดและก่อให้เกิดความเสียหายได้ ซึ่งในบทนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ โดยวิธีการที่นำเสนอมี 2 วิธี คือ การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง (Eigenvalues theorem) และเกณฑ์ของมิดเดิลบรูค (Middlebrook's criteria) ซึ่งมีการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

#### 4.2 ผลของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ จะทำให้การใช้กำลังงานไฟฟ้าของวงจรแปลงผันคงที่เสมือนว่าวงจรแปลงผันนั้นเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว (CPL) ซึ่งในงานวิจัยระบบที่พิจารณาคือวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีการควบคุมทำให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต ( $P_{out}$ ) คงที่ แสดงดังรูปที่ 4.1





รูปที่ 4.1 วงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์ที่มีพฤติกรรมเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว

เมื่อพิจารณาให้ไม่มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจร จะได้ว่า  $P_{CPL}$  เท่ากับ  $P_{out}$  เมื่อ  $P_{CPL}$  คือ ค่าโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวของวงจรแปลงผันกำลัง ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรกรองเขียนได้ดังสมการที่ (4-1) คือ

$$I_{CPL} = \frac{P_{CPL}}{V_{dc}} \quad (4-1)$$

เมื่อ  $I_{CPL}$  คือ การแสที่ไหลออกจากวงจรกรอง

$V_{dc}$  คือ แรงดันตกคร่อมวงจรกรอง

พิจารณาการเปลี่ยนแปลงชั่วขณะของ  $P_{CPL}$  จากสมการที่ (4-1) จะได้ว่า

$$\frac{\partial I_{CPL}}{\partial P_{CPL}} = \frac{1}{V_{dc,o}} \frac{\partial P_{CPL}}{\partial P_{CPL}} - \frac{P_{CPL,o}}{V_{dc,o}^2} \frac{\partial V_{dc}}{\partial P_{CPL}} \quad (4-2)$$

จากสมการที่ (4-2) เมื่อ  $\frac{\partial P_{CPL}}{\partial P_{CPL}} = 0$  จะได้

$$\frac{\partial V_{dc}}{\partial I_{CPL}} = -\frac{V_{dc,o}^2}{P_{CPL,o}} \quad (4-3)$$

จากสมการที่ (4-3) จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงชั่วขณะของ  $V_{dc}$  และ  $I_{CPL}$  จะทำให้โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวมีพฤติกรรมเป็นเสมือนอิมพีแดนซ์ติดลบ (negative impedance) (A. Emadi, A. Khaligh, C.H. Rivetta, and G.A. Williamson, 2006) ซึ่งจะส่งผลให้ความหน่วงของวงจรกรอง

กำลังไฟฟ้ามูลค่าลดลง ทำให้การส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่วงจรกรองเกิดการแกว่งไกวได้ง่าย เมื่อถึงจุดหนึ่งจะทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพ จากสาเหตุนี้จึงมีความจำเป็นที่จะต้องทำการศึกษาเกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบวงจรแปลงผันซึ่งจะได้นำเสนอในหัวข้อถัดไป

### 4.3 การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีค่าเฉพาะ

#### 4.3.1 การวิเคราะห์ระบบที่พิจารณา

การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีค่าเฉพาะจะเป็นวิธีการวิเคราะห์แบบพื้นฐานที่ใช้สำหรับระบบที่เป็นเชิงเส้น ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา โดยมีเงื่อนไขคือถ้าค่าเฉพาะของระบบทุกค่าอยู่ทางฝั่งซ้ายของระนาบเอสจะถือว่าระบบนั้นมีเสถียรภาพ ในการวิเคราะห์จะใช้เมทริกซ์  $A$  ที่ได้จากการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (3-43) ของบทที่ 3 โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ตามตารางที่ 3.3 การหาค่าเฉพาะสามารถหาได้จากสมการที่ (4-4) โดยใช้การคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB ผ่านคำสั่ง “eig(A)”

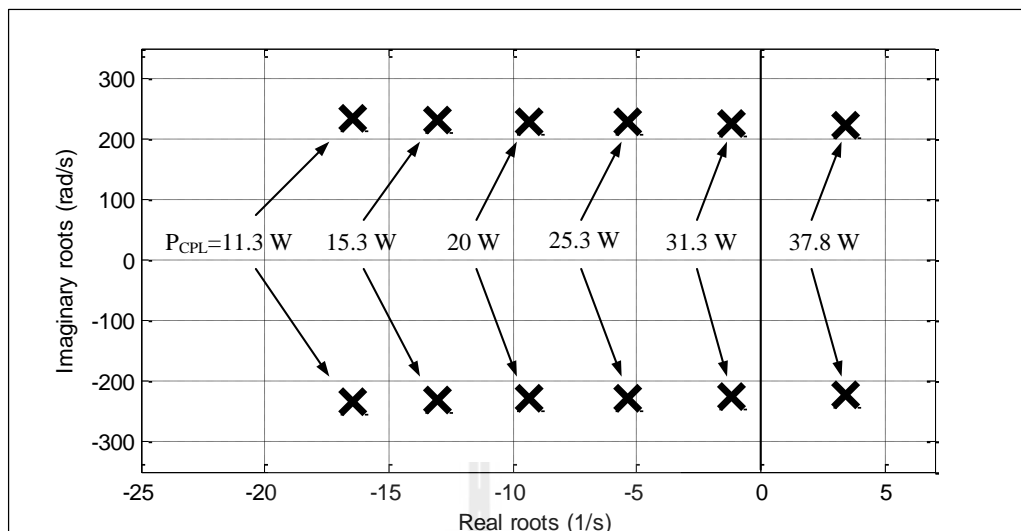
$$\det[\mathbf{A} - \lambda\mathbf{I}] = 0 \quad (4-4)$$

จากนั้นจะทำการตรวจสอบค่าเฉพาะของระบบ ถ้าค่าเฉพาะเป็นไปตามเงื่อนไขดังสมการที่ (4-5) จะถือว่าระบบมีเสถียรภาพ

$$\text{real } \lambda_i < 0 \quad (4-5)$$

เมื่อ  $i = 1, 2, 3, \dots, n$  และ  $n$  คือจำนวนตัวแปรสถานะของระบบ

การวิเคราะห์เสถียรภาพจะทำการปรับค่าโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ( $P_{CPL}$ ) โดยเริ่มตั้งแต่ 11.3 W จนถึง 37.8 W เพื่อสังเกตการเปลี่ยนแปลงของตำแหน่งค่าเฉพาะของระบบ ซึ่งมีผลการทดสอบดังรูปที่ 4.2 ค่า  $P_{CPL}$  ที่ปรับค่านี้อาจสอดคล้องกับค่า  $V_o^*$  ที่ทำการปรับตั้งแต่ 30 V จนถึง 55 V



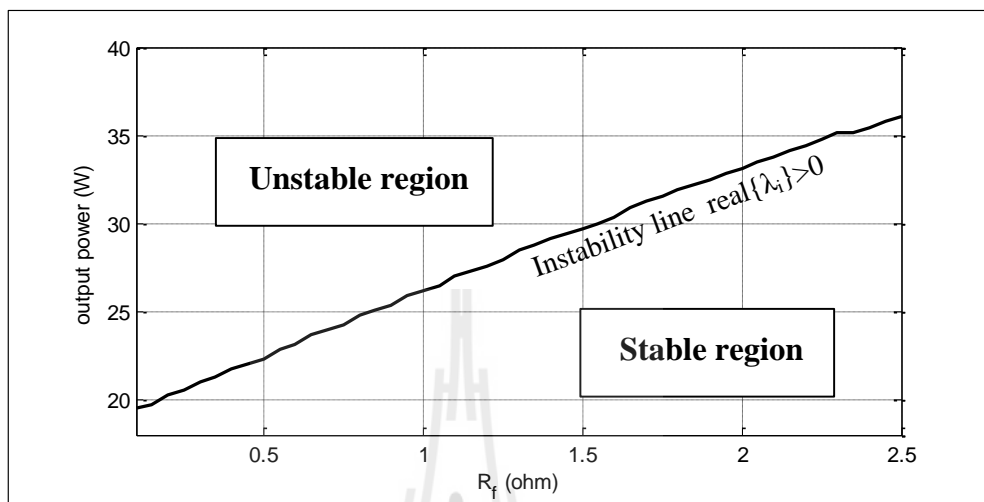
รูปที่ 4.2 การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง

จากรูปที่ 4.2 แสดงตำแหน่งค่าเจาะจงของ  $I_{dc}$  และ  $V_{dc}$  ที่มีส่วนจริงอยู่ใกล้ศูนย์มากที่สุด ซึ่งจะส่งผลต่อเสถียรภาพของระบบมากกว่าค่าเจาะจงตำแหน่งอื่น ๆ ค่าเจาะจงดังกล่าวอาจเรียกว่าเป็นค่าเจาะจงทรงอิทธิพล เมื่อทำการปรับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเท่ากับ 11.3 W, 15.3 W, 20 W, 25.3 W และ 31.3 W พบว่าค่าเจาะจงยังคงอยู่ทางฝั่งซ้ายของระนาบเอส นั่นคือระบบยังคงมีเสถียรภาพ แต่เมื่อทำการปรับโหลดกำลังไฟฟ้าเป็น 37.8 W พบว่าค่าเจาะจงมีตำแหน่งอยู่ทางฝั่งขวาของระนาบเอส ซึ่งหมายความว่าระบบเริ่มมีการขาดเสถียรภาพที่โหลดกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 37.8 W โดยมีความถี่ที่ระบบขาดเสถียรภาพคือ 224 rad/s ซึ่งใกล้เคียงกับความถี่ธรรมชาติของวงจรกรองกำลังไฟฟ้าของระบบที่พิจารณา ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวมีผลต่อเสถียรภาพของระบบโดยตรง ซึ่งในลำดับถัดไปจะเป็นการนำเสนอผลกระทบจากการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังไฟฟ้าที่จะส่งผลต่อการขาดเสถียรภาพของระบบ

#### 4.3.2 การปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ

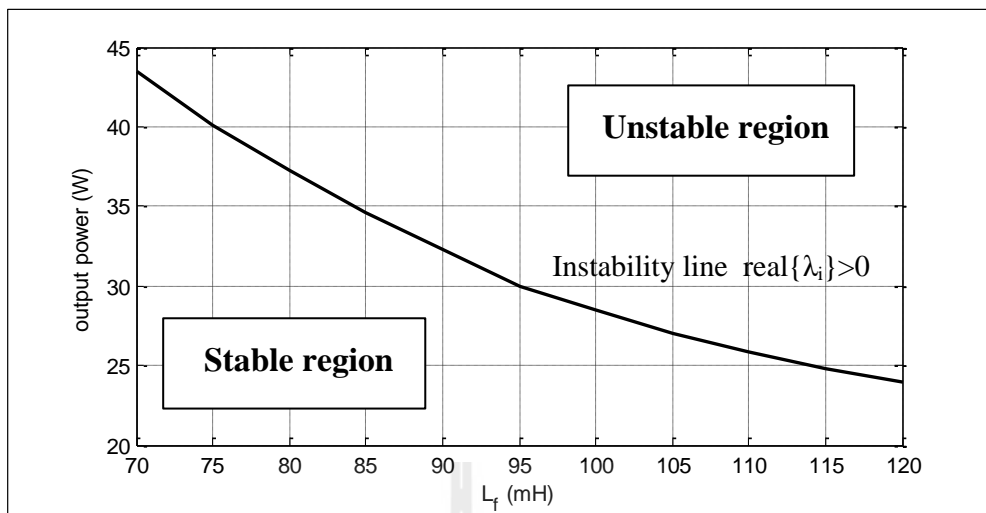
จากการวิเคราะห์เสถียรภาพโดยอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจงพบว่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังไฟฟ้าส่งผลต่อจุดขาดเสถียรของระบบเช่นกัน จึงได้มีการศึกษาถึงความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ของวงจรกรองซึ่งได้แก่  $R_f$ ,  $L_f$ ,  $R_c$  และ  $C_f$  ที่จะส่งผลต่อเสถียรภาพของระบบ โดยเริ่มพิจารณาจาก  $R_f$  ที่มีการปรับเปลี่ยนค่าตั้งแต่ 0.1  $\Omega$  จนถึง 2.5  $\Omega$  นำมาวิเคราะห์หาจุดขาดเสถียรภาพโดยใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ผ่านกระบวนการคำนวณด้วยโปรแกรม

คอมพิวเตอร์จะวัดความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทาน  $R_f$  และโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแสดงดังรูปที่ 4.3



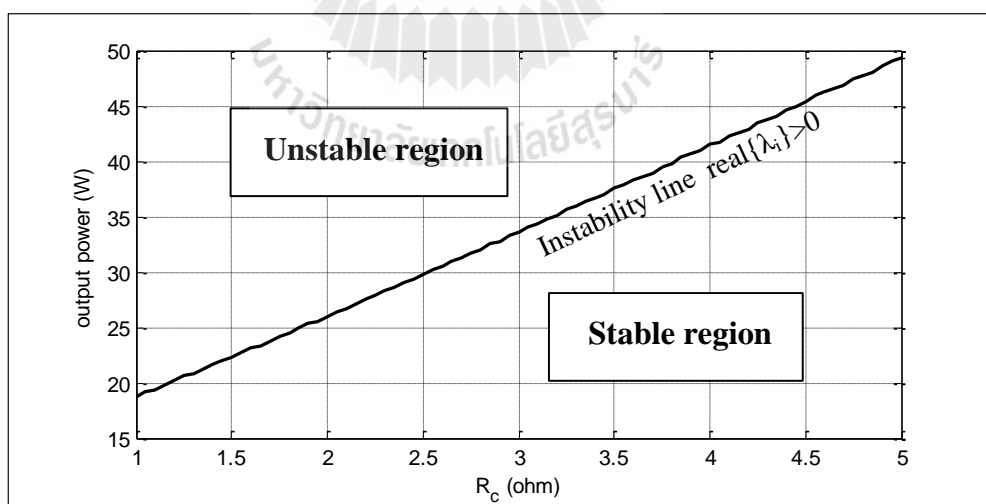
รูปที่ 4.3 การปรับเปลี่ยน  $R_f$  ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ

จากรูปที่ 4.3 จะสังเกตได้ว่าเมื่อค่าความต้านทาน  $R_f$  เพิ่มขึ้นจะทำให้ระบบสามารถจ่ายโหลดกำลังไฟฟ้าได้สูงขึ้นหรือมีจุดขาดเสถียรภาพสูงขึ้น สาเหตุเนื่องจากพฤติกรรมของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่เปรียบเสมือนเป็นอิมพีแดนซ์ติดลบ เมื่อมีการเพิ่มค่าความต้านทานของวงจรกรอง จึงเป็นการชดเชยอิมพีแดนซ์ให้กับระบบ ทำให้ระบบกลับมามีเสถียรภาพได้ จากนั้นทำการทดสอบผลของค่าความเหนี่ยวนำ  $L_f$  โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าตั้งแต่ 50 mH จนถึง 120 mH เพื่อสังเกตการเปลี่ยนแปลงของจุดขาดเสถียรภาพ ซึ่งได้ผลการทดสอบดังรูปที่ 4.4



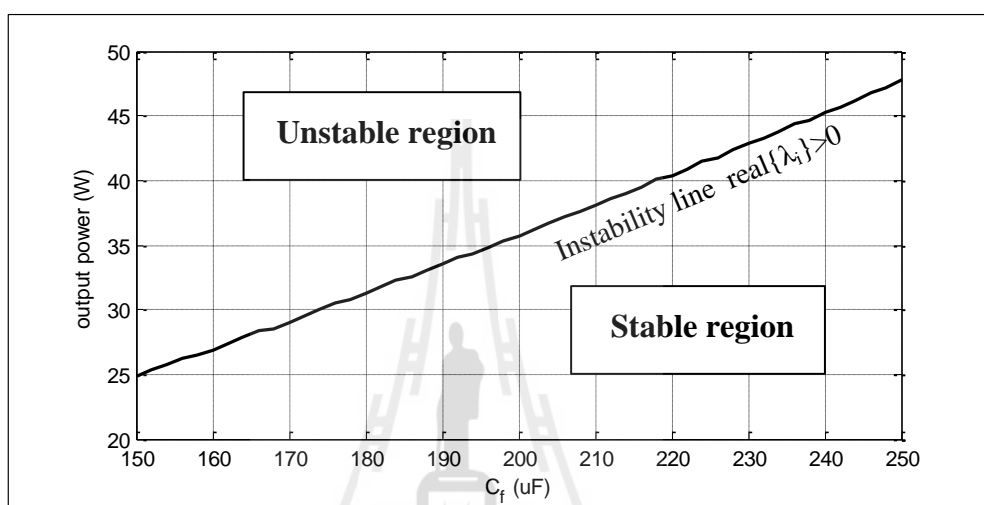
รูปที่ 4.4 การปรับเปลี่ยน  $L_f$  ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ

จากรูปที่ 4.4 พบว่าเมื่อค่าความเหนี่ยวนำ  $L_f$  เพิ่มขึ้นจะทำให้ระบบสามารถจ่ายโหลดกำลังไฟฟ้าได้น้อยลงหรือหมายความว่าระบบจะขาดเสถียรภาพเร็วขึ้น ต่อมาทำการพิจารณาผลกระทบจากค่าความต้านทาน  $R_c$  ของตัวเก็บประจุ โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าตั้งแต่  $1 \Omega$  จนถึง  $5 \Omega$  เพื่อสังเกตการเปลี่ยนแปลงของการขาดเสถียรภาพ ซึ่งได้ผลการทดสอบดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 การปรับเปลี่ยน  $R_c$  ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ

จากรูปที่ 4.5 พบว่าเมื่อค่าความต้านทาน  $R_c$  เพิ่มขึ้นจะทำให้ระบบสามารถจ่ายโหลดกำลังไฟฟ้าได้สูงขึ้นหรือระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น เนื่องจากการเพิ่มค่าความต้านทานที่วงจรกรองเป็นการชดเชยอิมพีแดนซ์ให้กับระบบเช่นเดียวกับการเพิ่มค่าความต้านทาน  $R_f$  จึงทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น และสุดท้ายคือการทดสอบผลของค่าความจุไฟฟ้า  $C_f$  โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าตั้งแต่ 150  $\mu\text{F}$  จนถึง 250  $\mu\text{F}$  ซึ่งได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.6



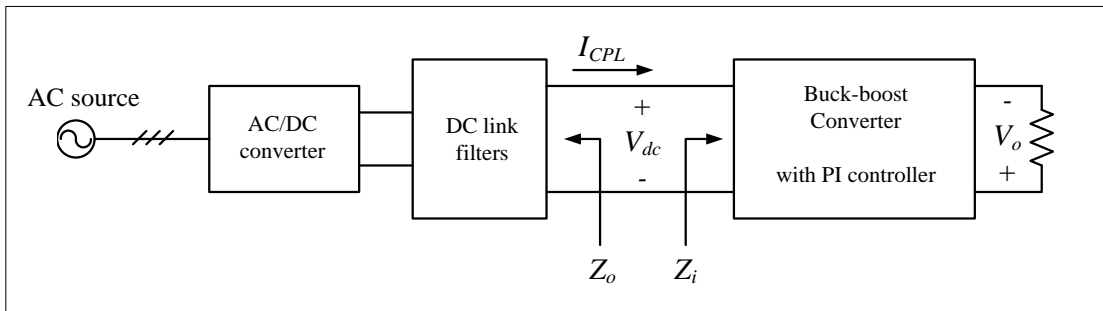
รูปที่ 4.6 การปรับเปลี่ยน  $C_f$  ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ

จากรูปที่ 4.6 พบว่าเมื่อค่าความจุไฟฟ้า  $C_f$  เพิ่มขึ้น จะทำให้ระบบสามารถจ่ายโหลดกำลังไฟฟ้าได้สูงขึ้น

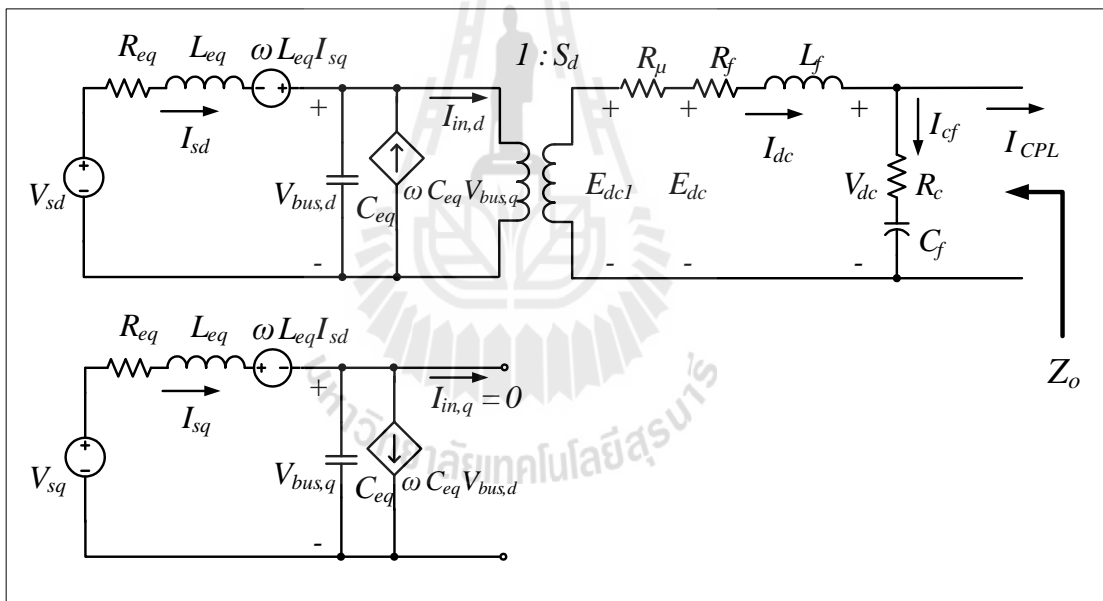
#### 4.4 การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยเกณฑ์ของมิตเดิลบรูก

##### 4.4.1 การวิเคราะห์ระบบที่พิจารณา

หลักการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยเกณฑ์ของมิตเดิลบรูกอาศัยสมการทางพลวัตของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ ( $Z_o$ ) ของวงจรด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าและอินพุตอิมพีแดนซ์ ( $Z_i$ ) ของวงจรทางฝั่งโหลดที่มีตัวควบคุม โดยมีเงื่อนไขถ้าขนาดของ  $Z_o$  มีค่ามากกว่าขนาดของ  $Z_i$  ที่ความถี่ใด ๆ จะถือว่าระบบนั้นขาดเสถียรภาพ จากระบบที่พิจารณาดังรูปที่ 4.7 ประกอบด้วยวงจรทางด้านแหล่งจ่ายที่มีวงจรกรองกำลังไฟฟ้าและวงจรทางฝั่งโหลดคือวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม ซึ่งในการวิเคราะห์หาค่าอิมพีแดนซ์สามารถแยกพิจารณาวงจรออกเป็นที่ละส่วนได้ โดยเริ่มพิจารณาจากวงจรทางด้านแหล่งจ่ายที่มีวงจรกรองกำลังไฟฟ้า แสดงดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.7 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็น  
วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม



รูปที่ 4.8 วงจรที่พิจารณาทางฝั่งแหล่งจ่าย

จากรูปที่ 4.8 เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจร จะได้สมการตัวแปรสถานะดังสมการที่ (4-6) ดังนี้

$$\begin{cases}
 \dot{I}_{sd} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sd} + \omega I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\lambda) \\
 \dot{I}_{sq} = -\omega I_{sd} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\lambda) \\
 \dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sd} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\
 \dot{V}_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sq} - \omega V_{bus,d} \\
 \dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{eq}} V_{bus,d} - \frac{(R_\mu + R_f + R_c)}{L_f} I_{dc} - \frac{1}{L_f} V_{dc} + \frac{R_c}{L_f} I_{CPL} \\
 \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_f} I_{dc} - \frac{1}{C_f} I_{CPL}
 \end{cases} \quad (4-6)$$

ซึ่งเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ในส่วนของวงจรที่พิจารณารูปที่ 4.8 สามารถหาได้จากสมการที่ (4-7) คือ

$$Z_o = \frac{V_{dc}}{I_{CPL}} \quad (4-7)$$

ดังนั้นจึงกำหนดให้  $I_{CPL}$  เป็นอินพุตและ  $V_{dc}$  เป็นเอาต์พุตของระบบสมการในสมการที่ (4-6) เพื่อที่จะสามารถนำไปหาฟังก์ชันถ่ายโอนของ  $Z_o$  ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ในขั้นตอนต่อไป จากสมการที่ (4-6) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ได้ดังสมการที่ (4-8) ดังนี้

$$\begin{cases}
 \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\
 \mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du}
 \end{cases} \quad (4-8)$$

$$\begin{aligned}
 \text{เมื่อ } \mathbf{x} &= [I_{sd} \quad I_{sq} \quad V_{bus,d} \quad V_{bus,q} \quad I_{dc} \quad V_{dc}]^T \\
 \mathbf{u} &= [V_m \quad I_{CPL}]^T \\
 \mathbf{y} &= [V_{dc}]
 \end{aligned}$$

โดยที่เมตริกซ์  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$  และ  $\mathbf{D}$  มีรายละเอียดดังนี้



$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \omega & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \omega & -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_f} & 0 & -\left(\frac{R_\mu + R_f + R_c}{L_f}\right) & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}_{6 \times 6}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\cos(\lambda)}{L_{eq}} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\sin(\lambda)}{L_{eq}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_c}{L_f} \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}_{6 \times 2}$$

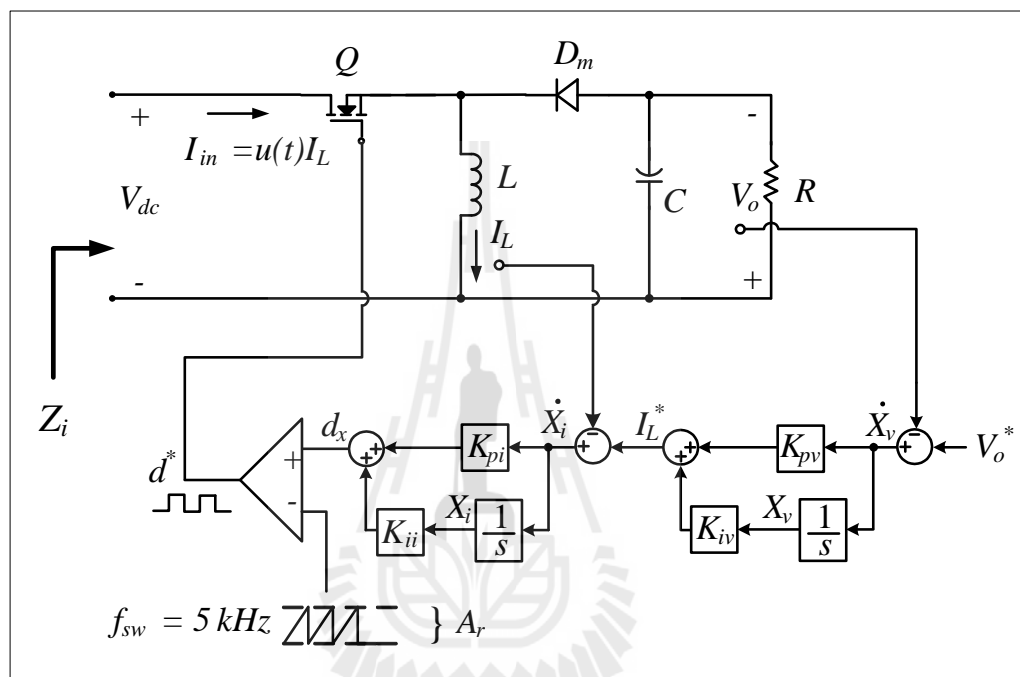
$$\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]_{1 \times 6}$$

$$\mathbf{D} = [0 \ 0]_{1 \times 2}$$

พารามิเตอร์ของระบบที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพใช้พารามิเตอร์ตามตารางที่ 3.3 ในบทที่ 3 ซึ่งเมื่อทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของ  $Z_o$  ด้วยโปรแกรม MATLAB รายละเอียดโปรแกรมดูได้จากภาคผนวก ก.4 จะได้ผลดังสมการที่ (4-9) ดังนี้

$$Z_o = \frac{-5,319s^5 - 2.14 \times 10^7 s^4 - 5.32 \times 10^{16} s^3 - 1.07 \times 10^{20} s^2 - 1.33 \times 10^{29} s - 3.61 \times 10^{30}}{s^6 + 4,057s^5 + 1.00 \times 10^{13} s^4 + 2.06 \times 10^{16} s^3 + 2.50 \times 10^{25} s^2 + 1.53 \times 10^{27} s + 1.51 \times 10^{30}} \quad (4-9)$$

จากนั้นพิจารณาหาอินพุตอิมพีแดนซ์ในส่วนของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแสดงดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 วงจรที่พิจารณาทางด้านวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม

จากรูปที่ 4.9 สามารถวิเคราะห์หาสมการของระบบได้ดังสมการที่ (4-10) ดังนี้

$$\begin{cases} \dot{I}_L = \frac{d^*}{L} V_{dc} - \frac{(1-d^*)}{L} V_o \\ \dot{V}_o = \frac{(1-d^*)}{C} I_L - \frac{1}{RC} V_o \\ \dot{x}_v = V_o^* - V_o \\ \dot{x}_i = -I_L - K_{pv} V_o + K_{iv} x_v + K_{pi} x_i \end{cases} \quad (4-10)$$

ซึ่งการหา  $Z_i$  ของระบบในส่วนที่พิจารณานี้ สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ดังสมการที่ (4-11) คือ

$$Z_i = \frac{V_{dc}}{I_{in}} \quad (4-11)$$

แต่เนื่องจากตัวแปร  $V_{dc}$  และ  $I_{in}$  ในส่วนที่พิจารณาไม่ใช่ตัวแปรสถานะจึงไม่สามารถทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของ  $Z_i$  ได้ในทันที จะต้องมีการหาความสัมพันธ์เพื่อให้ตัวแปรนี้อยู่ในรูปตัวแปรสถานะ จากรูปที่ 4.9 จะสังเกตได้ว่า  $I_{in}$  มีความสัมพันธ์กับ  $I_L$  เป็นไปดังสมการที่ (4-12) ซึ่ง  $I_L$  เป็นตัวแปรสถานะของระบบ

$$I_{in} = u(t)I_L \quad (4-12)$$

จากสมการที่ (4-12) จะพบว่าฟังก์ชันการสวิตช์  $u(t)$  ที่แปรผันตามเวลาปรากฏอยู่ ซึ่งสามารถใช้เทคนิคการแปลงด้วยวิธี GSSA ที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 มาทำการแปลงให้พารามิเตอร์ไม่แปรผันตามเวลา จะได้ดังสมการที่ (4-13) คือ

$$I_{in} = d^* \cdot I_L \quad (4-13)$$

จากสมการที่ (4-10) ที่ได้ทำการวิเคราะห์หามุมจะเห็นว่ายังไม่มีตัวแปร  $I_{in}$  ที่ใช้สำหรับหา  $Z_i$  ปรากฏอยู่ ดังนั้นจึงต้องใช้ความสัมพันธ์จากสมการที่ (4-13) ไปจัดรูปใหม่ซึ่งจะได้ดังสมการที่ (4-14)

$$\begin{cases} \dot{I}_{in} = \frac{d^{*2}}{L}V_{dc} - \frac{d(1-d^*)}{L}V_o \\ \dot{V}_o = \frac{(1-d^*)}{C} \cdot \frac{I_{in}}{d^*} - \frac{1}{RC}V_o \\ \dot{x}_v = V_o^* - V_o \\ \dot{x}_i = -\frac{I_{in}}{d^*} - K_{pv}V_o + K_{iv}x_v + K_{pv}V_o^* \end{cases} \quad (4-14)$$

เมื่อ  $d^* = \frac{1}{A_r} \left( -K_{pi}I_L - K_{pv}K_{pi}V_o + K_{pi}K_{iv}x_v + K_{ii}x_i + K_{pv}K_{pi}V_o^* \right)$

พิจารณาสมการที่ (4-14) จะพบว่าระบบสมการไม่เป็นเชิงเส้น เนื่องจาก  $d^*$  มีตัวแปรสถานะประกอบอยู่ภายใน ดังนั้นจึงต้องทำการแปลงให้อยู่ในรูปสมการเชิงเส้น โดยมีรูปแบบดังสมการที่ (4-15) ดังนี้

$$\begin{cases} \delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(x_o, u_o) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(x_o, u_o) \delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} = \mathbf{C}(x_o, u_o) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(x_o, u_o) \delta \mathbf{u} \end{cases} \quad (4-15)$$

เมื่อ  $\delta \mathbf{x} = [\delta I_{in} \quad \delta V_o \quad \delta x_v \quad \delta x_i]^T$   
 $\delta \mathbf{u} = [\delta V_{dc} \quad \delta V_o^*]^T$   
 $\delta \mathbf{y} = [\delta I_{in}]$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix}_{4 \times 4} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ 0 & b_{22} \\ 0 & 1 \\ 0 & b_{42} \end{bmatrix}_{4 \times 2}$$

$$\mathbf{C} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]_{1 \times 4}$$

$$\mathbf{D} = [0 \quad 0]_{1 \times 2}$$

โดยที่รายละเอียดของเมตริกซ์  $\mathbf{A}$  และ  $\mathbf{B}$  แสดงดังนี้

$$a_{11} = \frac{(V_{dc,o} + V_{o,o})}{L \cdot A_r^2} \left[ \frac{2K_{pi}^2 I_{in,o}}{d_o^{*2}} + \frac{2K_{pi}^2 K_{pv} V_{o,o}}{d_o^*} - \frac{2K_{pi}^2 K_{iv} x_{v,o}}{d_o^*} - \frac{2K_{pi} K_{ii} x_{i,o}}{d_o^*} - \frac{2K_{pi}^2 K_{pv} V_{o,o}^*}{d_o^*} \right] + \frac{K_{pi} V_{o,o}}{L \cdot A_r d_o^*}$$

$$\begin{aligned} a_{12} = & \frac{1}{L \cdot A_r^2} \left( K_{pi}^2 I_{L,o}^2 + 3K_{pv}^2 K_{pi}^2 V_{o,o}^2 + K_{pi}^2 K_{iv}^2 x_{v,o}^2 + K_{ii}^2 x_{i,o}^2 + K_{pv}^2 K_{pi}^2 V_{o,o}^{*2} \right. \\ & + 4K_{pi}^2 K_{pv} K_{L,o} V_{o,o} - 2K_{pi}^2 K_{iv} I_{L,o} x_{v,o} - 2K_{pi} K_{ii} I_{L,o} x_{i,o} - 2K_{pi}^2 K_{pv} I_{L,o} V_{o,o}^* - 4K_{pv} K_{pi}^2 K_{iv} x_{v,o} V_{o,o} \\ & - 4K_{pv} K_{pi} K_{ii} x_{i,o} V_{o,o} - 4K_{pv}^2 K_{pi}^2 V_{o,o}^* V_{o,o} + 2K_{pi} K_{iv} K_{ii} x_{v,o} x_{i,o} + 2K_{pi}^2 K_{iv} K_{pv} x_{v,o} V_{o,o}^* + 2K_{ii} K_{pv} K_{pi} x_{i,o} V_{o,o}^* \left. \right) \\ & + \frac{1}{L \cdot A_r} \left( K_{pi} I_{L,o} + 2K_{pv} K_{pi} V_{o,o} - K_{pi} K_{iv} x_{v,o} - K_{ii} x_{i,o} - K_{pv} K_{pi} V_{o,o}^* \right) \\ & + \frac{V_{dc,o}}{L \cdot A_r^2} \left( 2K_{pv} K_{pi}^2 I_{L,o} + 2K_{pv}^2 K_{pi}^2 V_{o,o} - 2K_{pv} K_{pi}^2 K_{iv} x_{v,o} - 2K_{pv} K_{pi} K_{ii} x_{i,o} - 2K_{pv}^2 K_{pi}^2 V_{o,o}^* \right) \end{aligned}$$

$$a_{13} = \frac{(V_{dc,o} + V_{o,o})}{L \cdot A_r^2} \left( -2K_{pi}^2 K_{iv} I_{L,o} - 2K_{pi}^2 K_{iv} K_{pv} V_{o,o} + 2K_{pi}^2 K_{iv}^2 x_{v,o} + 2K_{pi} K_{iv} K_{ii} x_{i,o} + 2K_{pi}^2 K_{iv} K_{pv} V_{o,o}^* \right) - \frac{K_{pi} K_{iv} V_{o,o}}{L \cdot A_r}$$

$$a_{14} = \frac{(V_{dc,o} + V_{o,o})}{L \cdot A_r^2} \left( -2K_{pi} K_{ii} I_{L,o} - 2K_{pv} K_{pi} K_{ii} V_{o,o} + 2K_{pi} K_{iv} K_{ii} x_{v,o} + 2K_{ii}^2 x_{i,o} + 2K_{ii} K_{pv} K_{pi} V_{o,o}^* \right) - \frac{K_{ii} V_{o,o}}{L \cdot A_r}$$

$$a_{21} = \frac{1}{d_o^{*2}} \left[ \frac{A_r d_o^*}{C} - \frac{A_r I_{in,o}}{C} \left( \frac{-K_{pi}}{d_o^*} \right) \right] - \frac{1}{C}$$

$$a_{22} = -\frac{A_r I_{in,o}}{C \cdot d_o^{*2}} \left( -K_{pv} K_{pi} \right) - \frac{1}{RC}$$

$$a_{23} = -\frac{A_r I_{in,o}}{C \cdot d_o^{*2}} \left( K_{pi} K_{iv} \right)$$

$$a_{24} = -\frac{A_r I_{in,o}}{C \cdot d_o^{*2}} \left( K_{ii} \right)$$

$$a_{41} = \frac{1}{d_o^{*2}} \left[ -A_r d_o^* + A_r I_{in,o} \left( \frac{-K_{pi}}{d_o^*} \right) \right]$$

$$a_{42} = \frac{A_r I_{in,o} \left( -K_{pv} K_{pi} \right)}{d_o^{*2}} - K_{pv}$$

$$a_{43} = \frac{A_r I_{in,o} \left( K_{pi} K_{iv} \right)}{d_o^{*2}} + K_{iv}$$

$$a_{44} = \frac{A_r I_{in,o} \left( K_{ii} \right)}{d_o^{*2}}$$

$$b_{11} = \frac{1}{L \cdot A_r^2} \left( K_{pi}^2 I_{L,o}^2 + K_{pv}^2 K_{pi}^2 V_{o,o}^2 + K_{pi}^2 K_{iv}^2 x_{v,o}^2 + K_{ii}^2 x_{i,o}^2 + K_{pv}^2 K_{pi}^2 V_{o,o}^{*2} \right. \\ \left. + 2K_{pi}^2 K_{pv} I_{L,o} V_{o,o} - 2K_{pi}^2 K_{iv} I_{L,o} x_{v,o} - 2K_{pi} K_{ii} I_{L,o} x_{i,o} - 2K_{pi}^2 K_{pv} I_{L,o} V_{o,o}^* - 2K_{pv} K_{pi}^2 K_{iv} x_{v,o} V_{o,o} \right. \\ \left. - 2K_{pv} K_{pi} K_{ii} x_{i,o} V_{o,o} - 2K_{pv}^2 K_{pi}^2 V_{o,o}^* V_{o,o} + 2K_{pi} K_{iv} K_{ii} x_{v,o} x_{i,o} + 2K_{pi}^2 K_{iv} K_{pv} x_{v,o} V_{o,o}^* + 2K_{ii} K_{pv} K_{pi} x_{i,o} V_{o,o}^* \right)$$

$$b_{12} = \frac{(V_{dc,o} + V_{o,o})}{L \cdot A_r^2} \left( -2K_{pv} K_{pi}^2 I_{L,o} - 2K_{pv}^2 K_{pi}^2 V_{o,o} + 2K_{pv} K_{pi}^2 K_{iv} x_{v,o} + 2K_{pv} K_{pi} K_{ii} x_{i,o} + 2K_{pv}^2 K_{pi}^2 V_{o,o}^* \right) - \frac{K_{pv} K_{pi} V_{o,o}}{L \cdot A_r}$$

$$b_{22} = -\frac{A_r I_{in,o}}{C \cdot d_o^{*2}} \left( K_{pv} K_{pi} \right)$$

$$b_{42} = \frac{A_r I_{in,o} \left( K_{pv} K_{pi} \right)}{d_o^{*2}} + K_{pv}$$

ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของอินพุตอิมพีแดนซ์  $Z_i$  ด้วยโปรแกรม MATLAB รายละเอียดโปรแกรมดูได้จากภาคผนวก ก.5 โดยมีการปรับโหนดกำลังไฟฟ้าคงตัวทั้งหมด 5 ระดับ

คือ 15.3 W, 20 W, 25.3 W, 31.3 W และ 37.8 W ซึ่งจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของ  $Z_i$  ดังสมการที่ (4-16) – (4-20) ตามลำดับ ดังนี้

ที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว 15.3 W

$$Z_{i1} = \frac{s^4 + 1,040s^3 + 1.22 \times 10^6 s^2 + 5.65 \times 10^7 s + 3.45 \times 10^9}{17.15s^3 - 4,194s^2 - 3.64 \times 10^5 s - 2.66 \times 10^7} \quad (4-16)$$

ที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว 20 W

$$Z_{i2} = \frac{s^4 + 1,092s^3 + 1.26 \times 10^6 s^2 + 5.46 \times 10^7 s + 3.20 \times 10^9}{19.66s^3 - 5,975s^2 - 5.15 \times 10^5 s - 3.76 \times 10^7} \quad (4-17)$$

ที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว 25.3 W

$$Z_{i3} = \frac{s^4 + 1,139s^3 + 1.30 \times 10^6 s^2 + 5.18 \times 10^7 s + 2.88 \times 10^9}{22.03s^3 - 8,153s^2 - 6.98 \times 10^5 s - 5.10 \times 10^7} \quad (4-18)$$

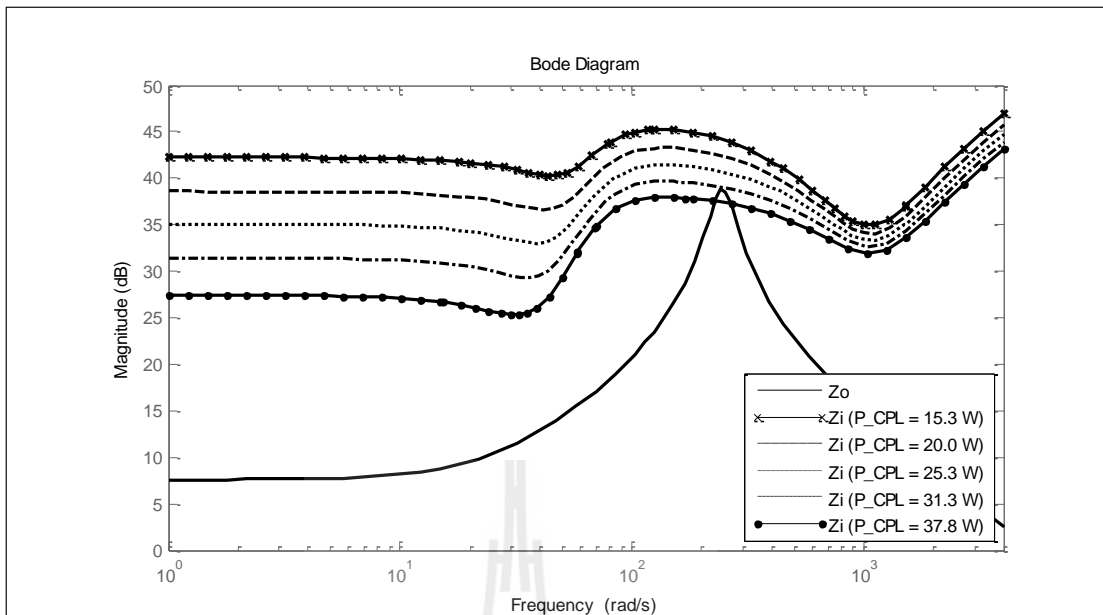
ที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว 31.3 W

$$Z_{i4} = \frac{s^4 + 1,180s^3 + 1.32 \times 10^6 s^2 + 4.80 \times 10^7 s + 2.49 \times 10^9}{24.29s^3 - 1.07 \times 10^4 s^2 - 9.17 \times 10^5 s - 6.70 \times 10^7} \quad (4-19)$$

และที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว 37.8 W

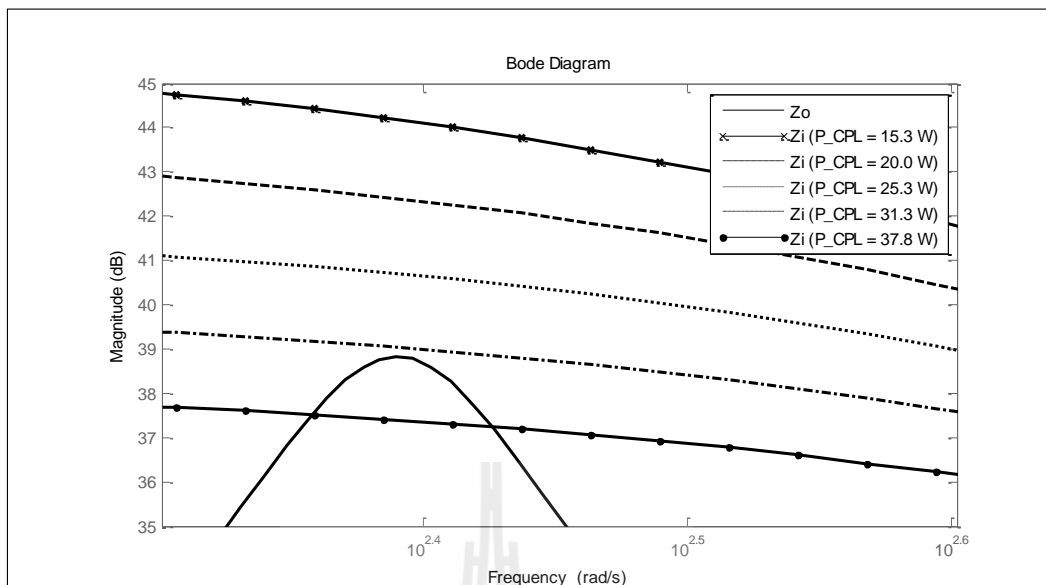
$$Z_{i5} = \frac{s^4 + 1,216s^3 + 1.33 \times 10^6 s^2 + 4.30 \times 10^7 s + 2.02 \times 10^9}{26.44s^3 - 1.38 \times 10^4 s^2 - 1.17 \times 10^6 s - 8.60 \times 10^7} \quad (4-20)$$

นำฟังก์ชันถ่ายโอนของ  $Z_o$  และ  $Z_i$  ที่ได้วิเคราะห์มาทั้งหมดไปเขียนบนแผนภาพโบดโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อแสดงขนาดของอิมพีแดนซ์ที่ตอบสนองในย่านความถี่ต่าง ๆ ได้ผลดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 แผนภาพโบดของ  $Z_o$  และ  $Z_i$

จากรูปที่ 4.10 จะพบว่า การปรับเพิ่มโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวให้สูงขึ้นจะทำให้ขนาดของ  $Z_i$  ลดลงในทุก ๆ ย่านความถี่ ซึ่งในช่วงความถี่ 200 rad/s ถึง 400 rad/s ขนาดของ  $Z_o$  และ  $Z_i$  จะมีค่าเข้าใกล้กันมากที่สุด โดยสังเกตได้จากส่วนขยายในรูปที่ 4.11 จะเห็นว่าที่โหลดกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 37.8 W ขนาดของ  $Z_o$  มากกว่าขนาดของ  $Z_i$  ที่ความถี่ 245 rad/s หมายความว่าระบบเริ่มมีการขาดเสถียรภาพ ซึ่งตรงกับผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง

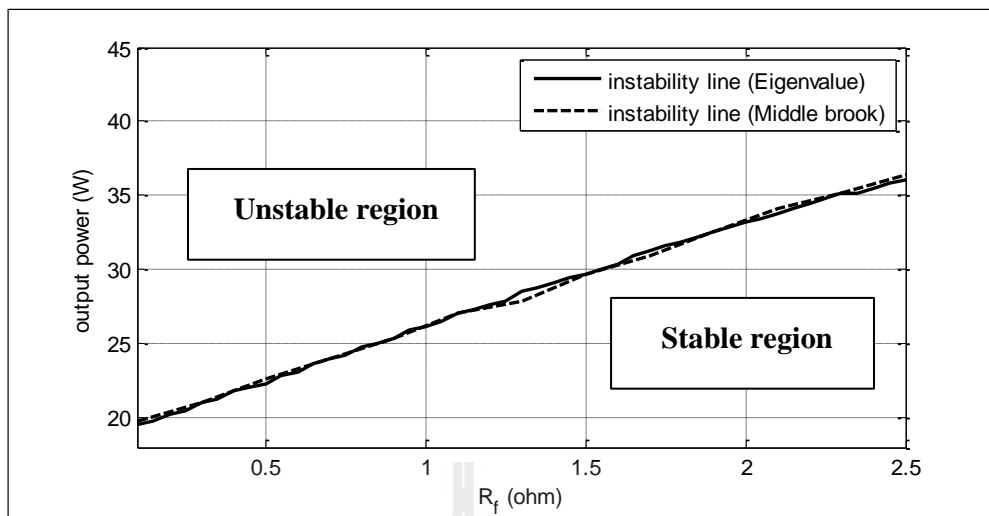


รูปที่ 4.11 แผนภาพโบดของ  $Z_o$  และ  $Z_i$

#### 4.4.2 การปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ

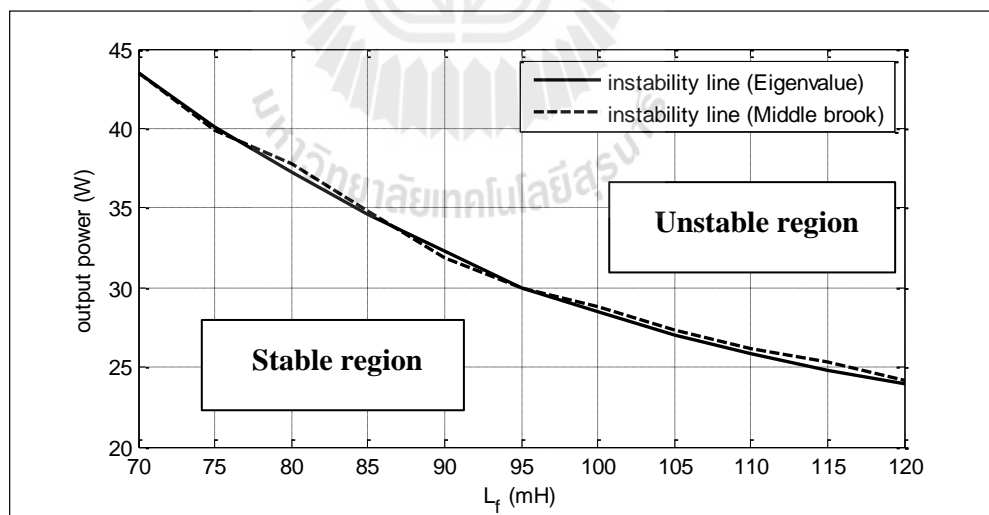
การปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังไฟฟ้าในย่านไกล่เคียงกับจุดการทำงานที่จะส่งผลต่อการขาดเสถียรภาพของระบบ โดยในส่วนนี้จะใช้การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยเกณฑ์ของมิดเดิลบรูกและเปรียบเทียบกับผลการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง โดยเริ่มจากการปรับเปลี่ยน  $R_f$  ตั้งแต่  $0.1 \Omega$  ถึง  $2.5 \Omega$  ดังรูปที่ 4.12 พบว่าเมื่อค่าความต้านทาน  $R_f$  สูงขึ้นจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้นซึ่งจะทำให้ระบบสามารถจ่ายโหลดกำลังไฟฟ้าได้สูงขึ้น สอดคล้องกับการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง





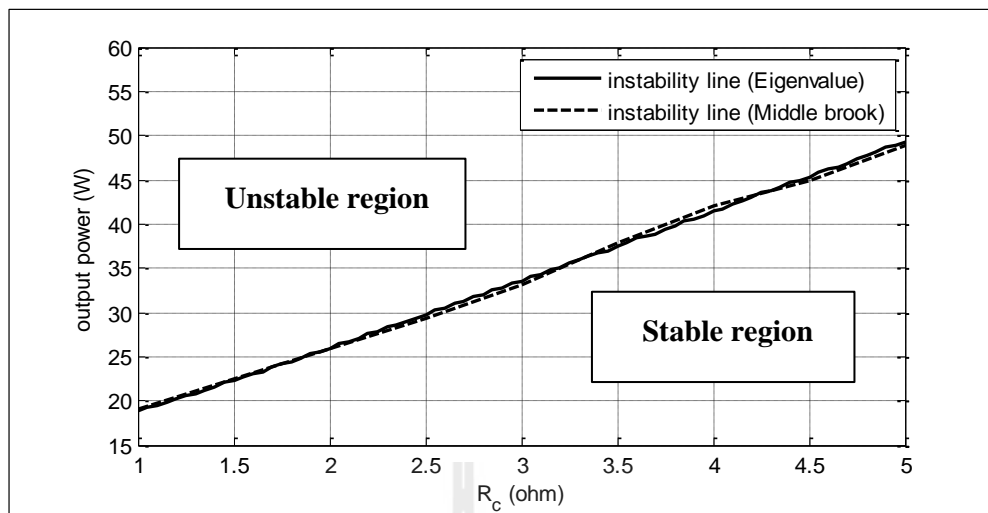
รูปที่ 4.12 การปรับเปลี่ยน  $R_f$  ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ

รูปที่ 4.13 คือผลการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์  $L_f$  ที่มีค่าตั้งแต่ 70 mH ถึง 120 mH จะพบว่า การปรับ  $L_f$  เพิ่มขึ้นจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพที่แย่ลง ซึ่งสอดคล้องกับการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง



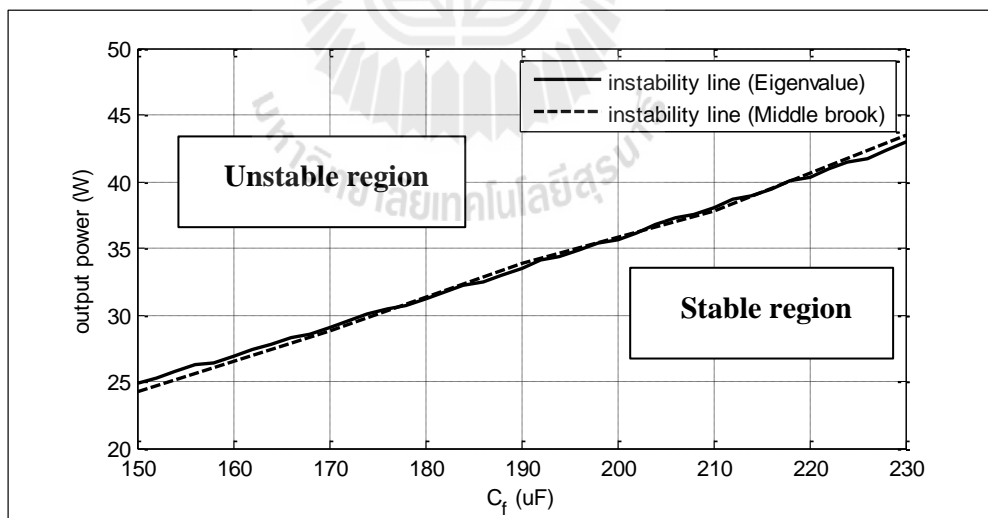
รูปที่ 4.13 การปรับเปลี่ยน  $L_f$  ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ

รูปที่ 4.14 คือผลการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์  $R_c$  ที่มีค่าตั้งแต่  $1 \Omega$  ถึง  $5 \Omega$  จะพบว่า การปรับ  $R_c$  สูงขึ้นจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น สอดคล้องกับการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง



รูปที่ 4.14 การปรับเปลี่ยน  $R_c$  ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ

และรูปที่ 4.15 คือผลการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์  $C_f$  ที่มีค่าตั้งแต่ 150  $\mu\text{F}$  ถึง 230  $\mu\text{F}$  พบว่าการปรับ  $C_f$  สูงขึ้นจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น สอดคล้องกับการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง



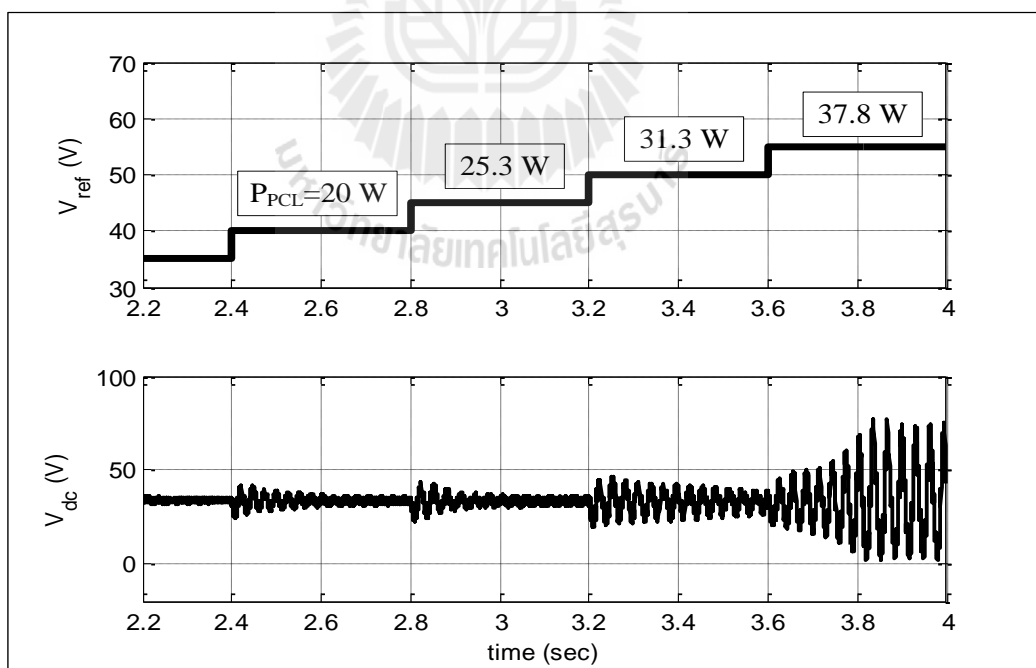
รูปที่ 4.15 การปรับเปลี่ยน  $C_f$  ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ

ดังนั้นข้อสรุปของผลการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของวงจรรองต่อเสถียรภาพของระบบที่อาศัยการวิเคราะห์ด้วยเกณฑ์ของมิดเดิลบรูกมีข้อสรุปที่สอดคล้องกับการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง

## 4.5 ยืนยันการขาดเสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์ในโปรแกรมคอมพิวเตอร์

### 4.5.1 การตรวจสอบระบบที่พิจารณา

จากที่ได้ทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์ของมิดเดิล-บรูกมาแล้ว เพื่อตรวจสอบความถูกต้องและเพื่อให้เกิดความน่าเชื่อถือยิ่งขึ้น จึงได้ทำการตรวจสอบการขาดเสถียรภาพโดยใช้การจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม SPS™ ซึ่งเป็นโปรแกรมที่นิยมใช้ในงานด้านวิศวกรรมและมีความน่าเชื่อถือ โดยใช้ชุดบล็อกที่สร้างขึ้นในบทที่ 3 และใช้พารามิเตอร์ตามตารางที่ 3.3 ทำการทดสอบโดยปรับค่าแรงดันอ้างอิง ( $V_o^*$ ) เพื่อให้ได้โหลดกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 20 W, 25.3 W, 31.3 W และ 37.8 W จะได้ผลการทดสอบดังรูปที่ 4.16 ซึ่งพบว่าระบบเริ่มมีการขาดเสถียรภาพที่โหลดกำลังไฟฟ้า 37.8 W ตรงตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์ของมิดเดิลบรูก



รูปที่ 4.16 การจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

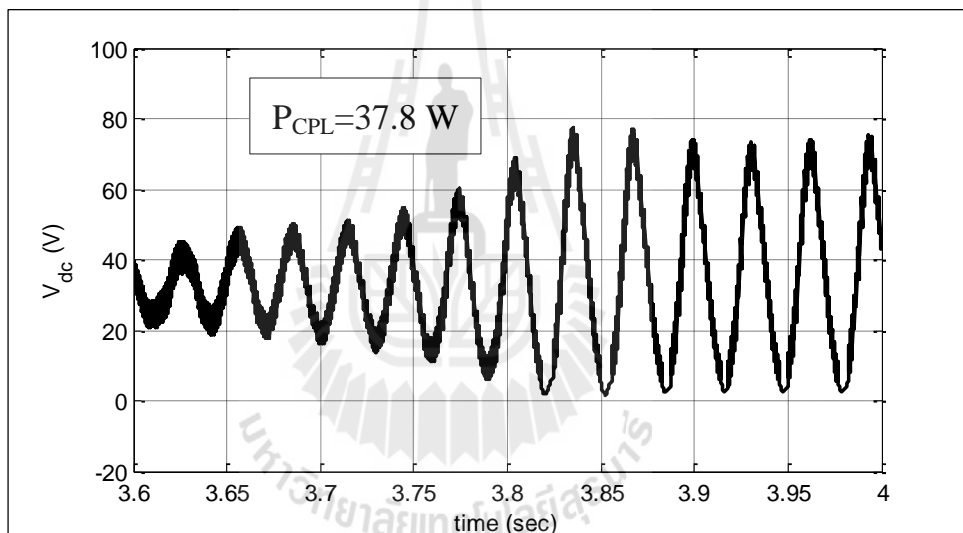
เมื่อพิจารณาช่วงที่ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพแสดงดังรูปที่ 4.17 พบว่าลักษณะการแกว่งไกวของ  $V_{dc}$  มีลักษณะเป็นสัญญาณรบกวน ซึ่งสามารถคำนวณหาความถี่ได้จากสมการที่ (4-21) ดังนี้

$$\omega_c = \frac{n \times 2\pi}{\Delta t} = \frac{14 \times 2\pi}{0.4} = 220 \text{ rad/s} \quad (4-21)$$

เมื่อ  $\omega_c$  คือ ความถี่ของการแกว่งไกว (rad/s)

$n$  คือ จำนวนลูกคลื่นในช่วงที่พิจารณา

$\Delta t$  คือ ช่วงเวลาที่พิจารณา



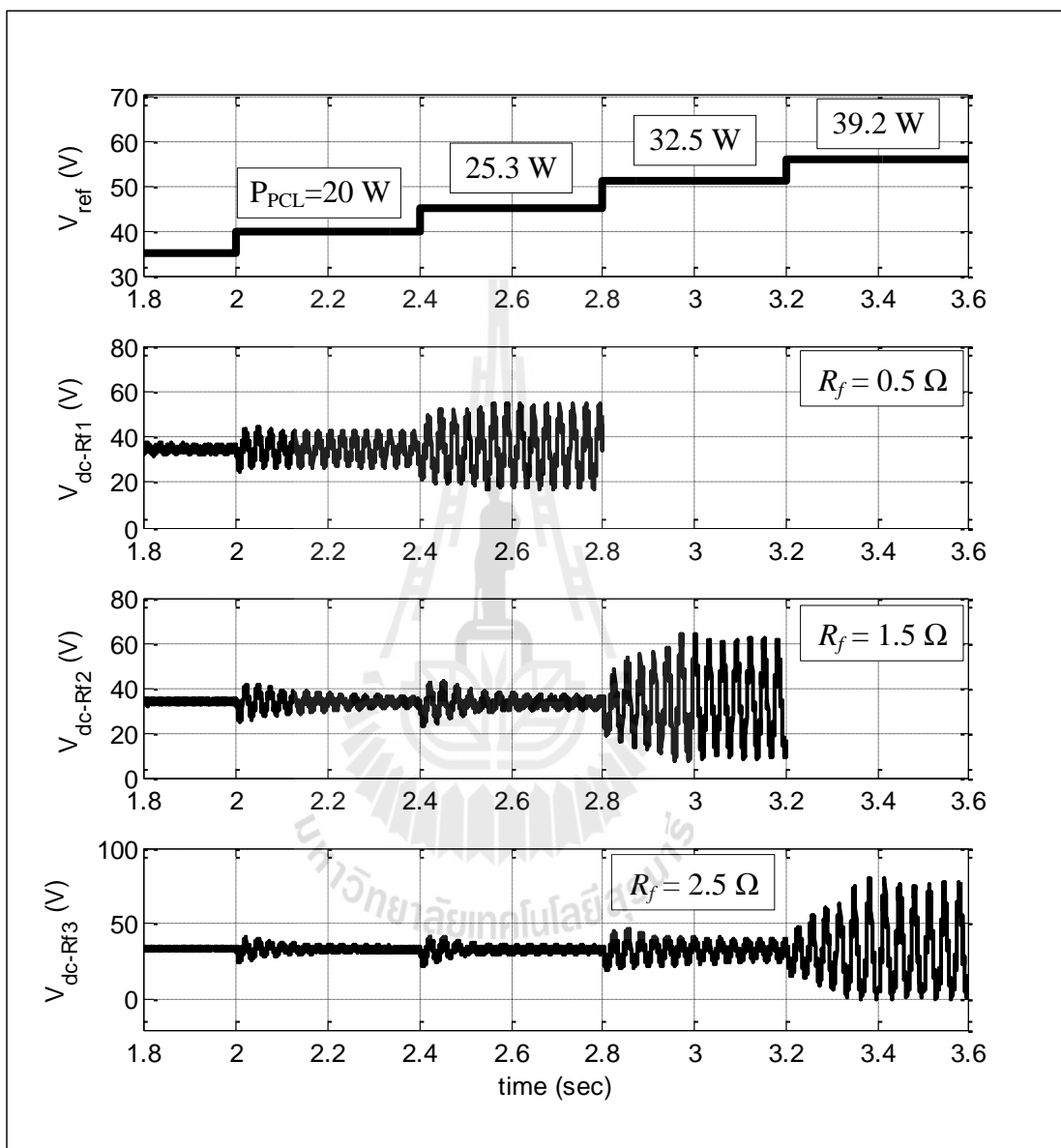
รูปที่ 4.17 สัญญาณ  $V_{dc}$  ในช่วงที่เกิดการขาดเสถียรภาพ

ซึ่งจากสมการที่ (4-21) จะเห็นว่าความถี่ของการแกว่งไกวมีค่าใกล้เคียงกับความถี่ธรรมชาติของวงจรกรองกำลังไฟฟ้า

#### 4.5.2 การปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ

จากผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์ของมิดเดิลบรูกที่ได้แสดงเป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังไฟฟ้าและจุดขาดเสถียรภาพ เพื่อยืนยันความถูกต้องของผลการวิเคราะห์ดังกล่าว จึงทำการตรวจสอบการขาด

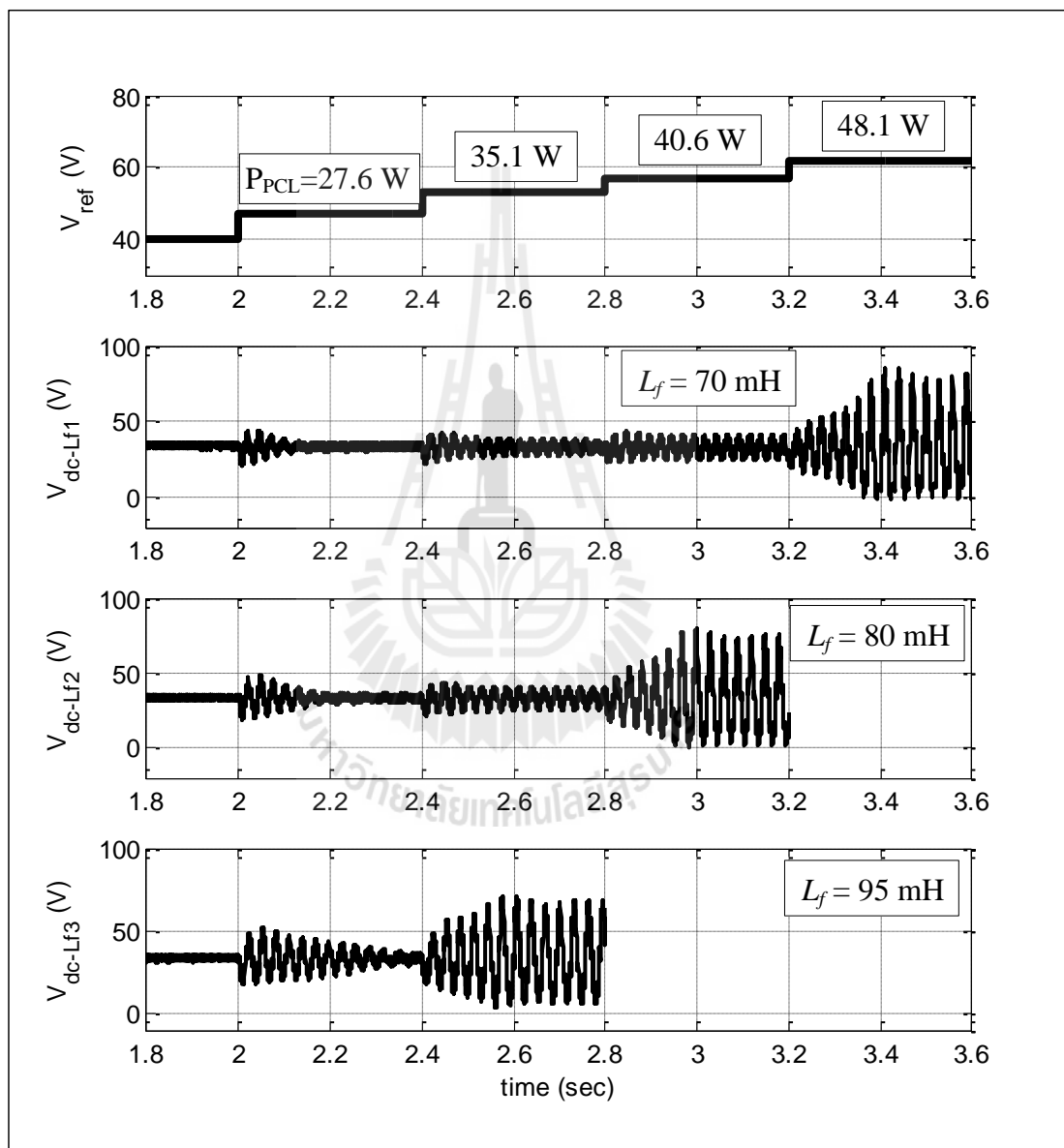
เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม SPS™ เริ่มจากการตรวจสอบที่พารามิเตอร์  $R_f$  มีผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 การปรับเปลี่ยน  $R_f$  ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ

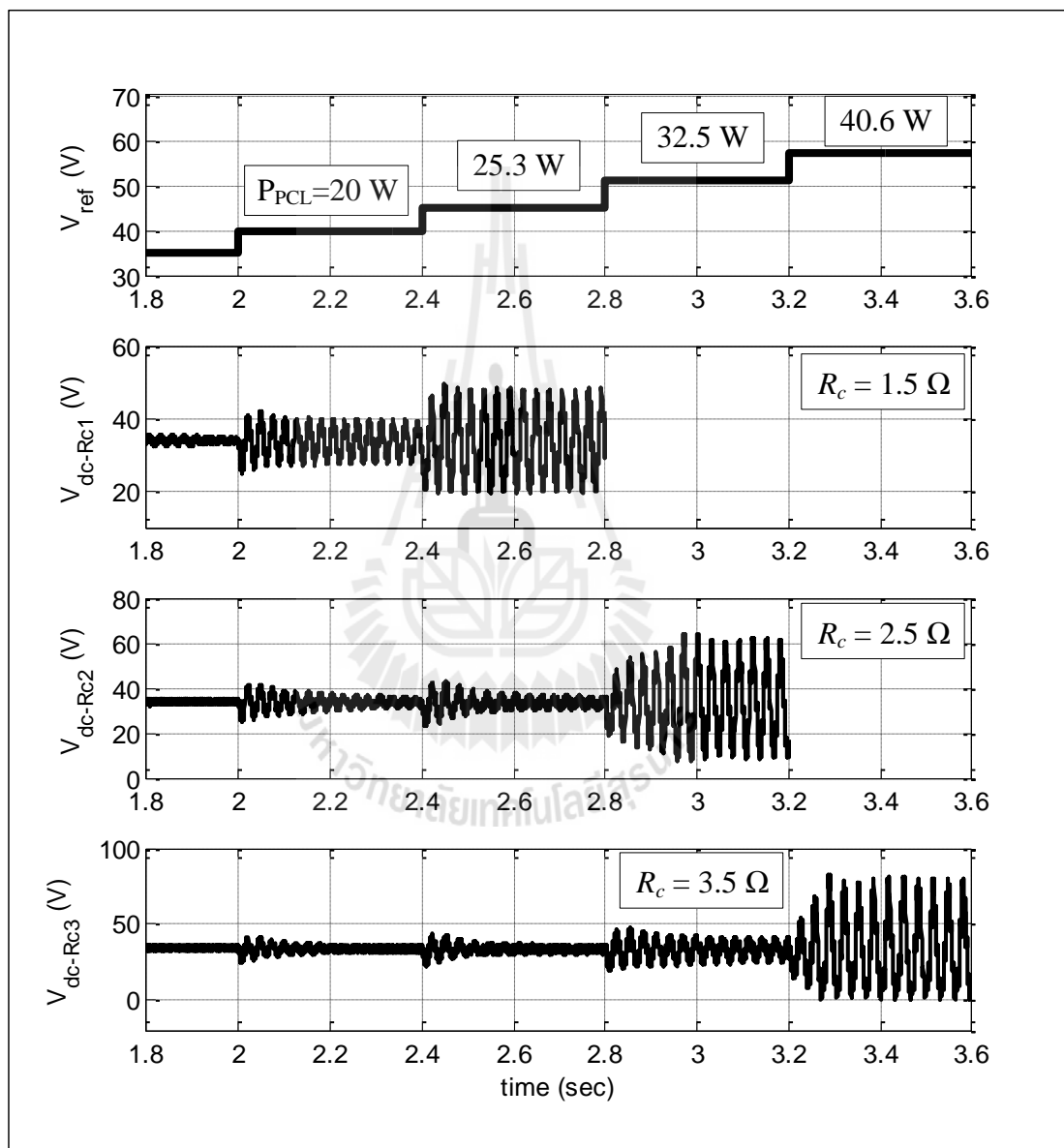
จากรูปที่ 4.18 ทำการทดสอบโดยการปรับเปลี่ยน  $R_f$  จำนวน 3 ค่า ซึ่งจะทำให้จุดขาดเสถียรภาพของระบบมีค่าแตกต่างกันออกไป เมื่อใช้  $R_f = 0.5 \Omega$  พบว่าจุดขาดเสถียรภาพของระบบอยู่ที่โหลดกำลังไฟฟ้า 25.3 W เมื่อปรับ  $R_f$  เพิ่มขึ้นเป็น  $1.5 \Omega$  จะทำให้จุดขาดเสถียรภาพปรับขึ้นมา

อยู่ที่ 32.5 W และสุดท้ายเมื่อ  $R_f = 2.5 \Omega$  ระบบจะขาดเสถียรภาพที่โหลดกำลังไฟฟ้า 39.2 W ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าเมื่อค่าความต้านทาน  $R_f$  มากขึ้น จะทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น ซึ่งจุดขาดเสถียรภาพนี้ตรงกับผลการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์ของมิดเดิลบรูกที่ได้นำเสนอไว้ในรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.12 ตามลำดับ



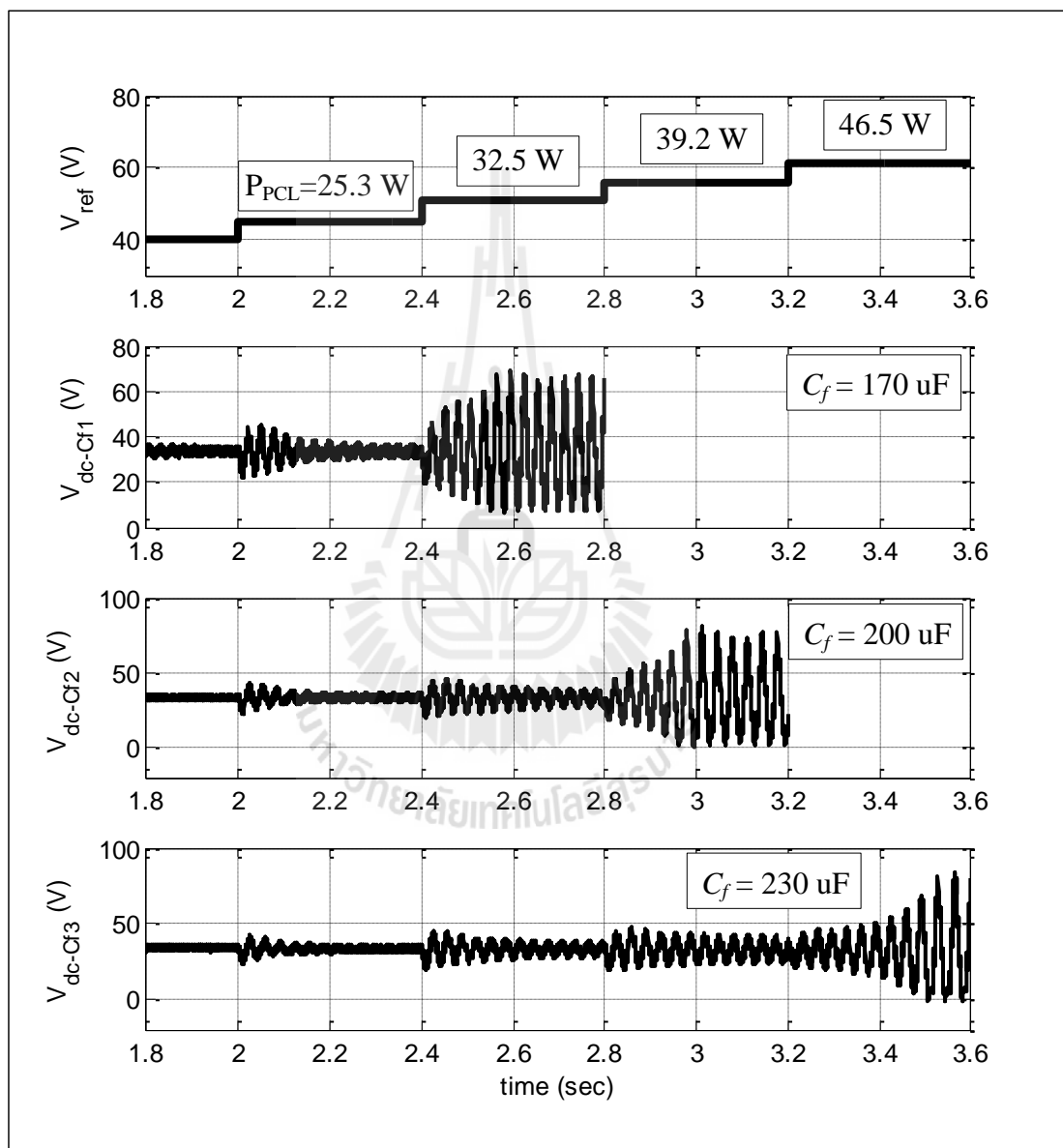
รูปที่ 4.19 การปรับเปลี่ยน  $L_f$  ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ

จากรูปที่ 4.19 คือการทดสอบผลของพารามิเตอร์  $L_f$  ที่มีค่าเท่ากับ 70 mH, 80 mH และ 95 mH จาก การทดสอบจะเห็นว่าเมื่อ  $L_f$  มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ระบบขาดเสถียรภาพเร็วขึ้น ซึ่งจุดขาดเสถียรภาพ นี้ตรงกับผลที่ได้ทำการวิเคราะห์ไว้ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์ของมิดเดิลบรูก์ที่ได้นำเสนอ ไว้ในรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.13 ตามลำดับ



รูปที่ 4.20 การปรับเปลี่ยน  $R_c$  ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ

รูปที่ 4.20 คือผลการทดสอบพารามิเตอร์  $R_c$  ที่มีค่าเท่ากับ  $1.5 \Omega$ ,  $2.5 \Omega$  และ  $3.5 \Omega$  จากการทดสอบจะเห็นว่าเมื่อ  $R_c$  มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ระบบขาดเสถียรภาพช้าลง ซึ่งจุดขาดเสถียรภาพนี้ตรงกับผลที่ได้ทำการวิเคราะห์ไว้ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์ของมิตเดิลบรูกที่ได้นำเสนอไว้ในรูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.14 ตามลำดับ



รูปที่ 4.21 การปรับเปลี่ยน  $C_f$  ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ



และรูปที่ 4.21 คือผลการทดสอบพารามิเตอร์  $C_f$  ที่มีค่าเท่ากับ 170  $\mu\text{F}$ , 200  $\mu\text{F}$  และ 230  $\mu\text{F}$  จากการทดสอบจะเห็นว่าเมื่อ  $C_f$  มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ระบบขาดเสถียรภาพช้าลง ซึ่งจุดขาดเสถียรภาพนี้ตรงกับผลที่ได้ทำการวิเคราะห์ไว้ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์ของมิดเดิลบรุคที่ได้นำเสนอไว้ในรูปที่ 4.6 และรูปที่ 4.15 ตามลำดับ

#### 4.6 สรุป

การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวมีความจำเป็นอย่างยิ่งโดยเฉพาะงานที่ต้องการความปลอดภัยสูง เช่น ระบบไฟฟ้าที่ใช้ควบคุมรถยนต์ เครื่องบิน หรืองานอุตสาหกรรมขนาดใหญ่ หากใช้งานเกินขีดจำกัดอาจทำให้ระบบขาดเสถียรภาพและส่งผลกระทบต่อการใช้งานได้ ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์เพื่อคาดเดาจุดขาดเสถียรภาพของระบบโดยอาศัยการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงซึ่งเป็นทฤษฎีพื้นฐานสำหรับการวิเคราะห์ระบบที่เป็นเชิงเส้น และการวิเคราะห์ด้วยเกณฑ์ของมิดเดิลบรุคที่ใช้การวิเคราะห์จากอิมพีแดนซ์ของระบบ ซึ่งทั้งสองวิธีให้ผลการวิเคราะห์ที่ตรงกัน ร่วมกับการยืนยันผลด้วยการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ทำให้การวิเคราะห์มีความน่าเชื่อถือยิ่งขึ้น และในบทถัดไปจะนำเสนอการสร้างชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์เพื่อทดสอบการทำงาน การควบคุม และใช้สำหรับการตรวจสอบเสถียรภาพซึ่งจะได้นำเสนอในบทถัด ๆ ไป

## บทที่ 5

### การสร้างชุดทดสอบ

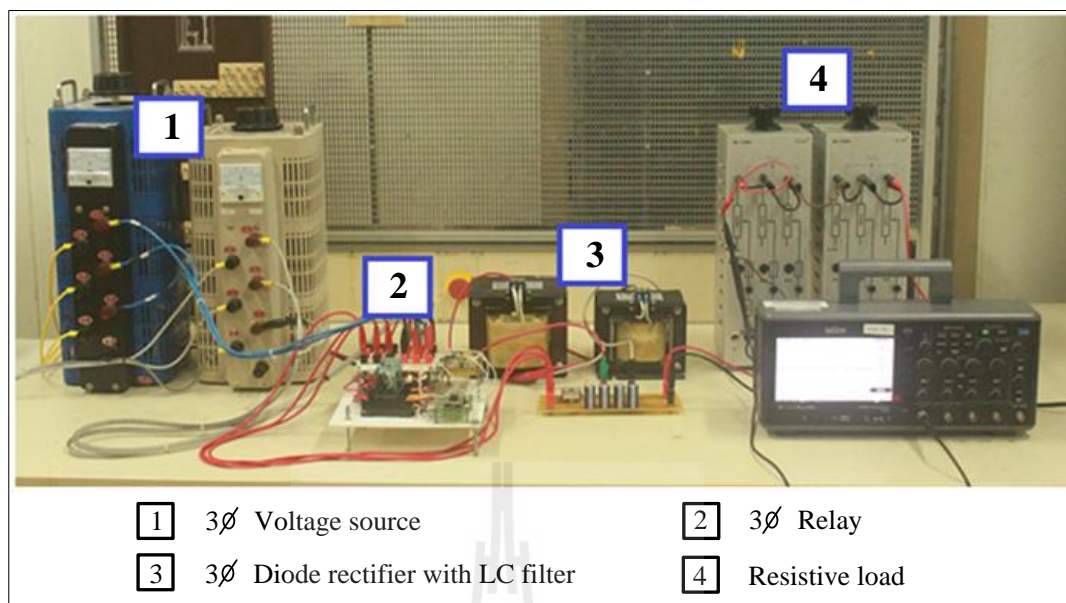
#### 5.1 บทนำ

การสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ดำเนินการขึ้นเพื่อนำองค์ความรู้ทางทฤษฎีที่ปรากฏอยู่ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มาทำให้เกิดเป็นผลจริง ในบทนี้จะนำเสนอการสร้างชุดทดสอบโดยแยกเป็น 3 ขั้นตอนหลัก ๆ คือ เริ่มจากการสร้างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์เพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรแปลงผัน การสร้างวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม และพัฒนาเป็นวงจรแปลงผันแบบมีตัวควบคุม โดยจะมีการทดสอบการทำงานของวงจรและการควบคุม เปรียบเทียบผลกับทางทฤษฎี เมื่อชุดทดสอบทำงานได้อย่างถูกต้อง ชุดทดสอบนี้จะสามารถนำไปใช้ในการยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบต่อไปได้

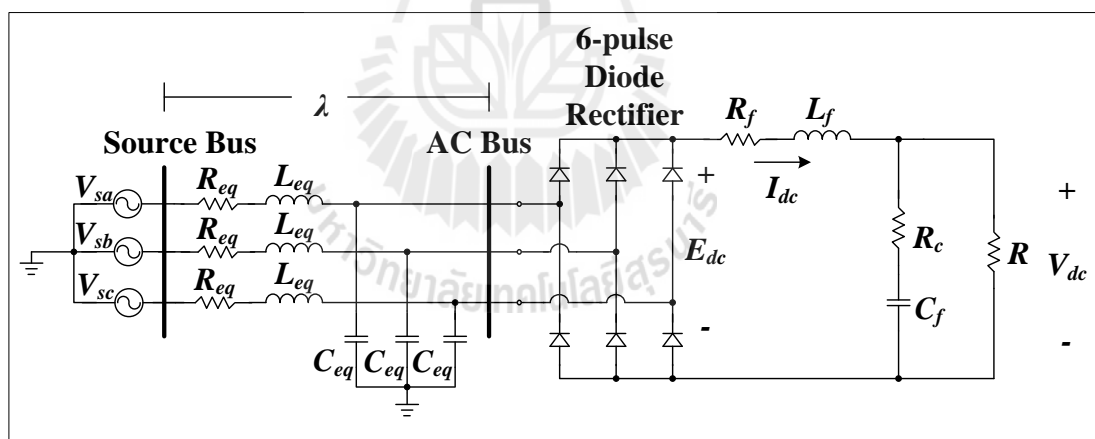
#### 5.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน

##### 5.2.1 ภาพรวมชุดทดสอบ

วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์เป็นวงจร ไฟฟ้าที่สำคัญสำหรับระบบการจ่ายกำลังไฟฟ้า เนื่องจากในโรงงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่มีแหล่งจ่ายเป็นระบบกำลังไฟฟ้าสามเฟส ซึ่งมีอุปกรณ์หรือเครื่องจักรบางชนิดที่ต้องการแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบดิซี ดังนั้นวงจรเรียงกระแสจึงเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับ โรงงานอุตสาหกรรมทั่วไป ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้มีการสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้าเอซีสามเฟสให้เป็นแรงดันไฟฟ้าดิซีเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ซึ่งในการสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสจะใช้โหลดเป็นตัวต้านทานในการทดสอบการทำงาน โดยชุดทดสอบที่สร้างขึ้นแสดงดังรูปที่ 5.1 และมีโครงสร้างวงจрдังรูปที่ 5.2 ดังนี้



รูปที่ 5.1 ชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน



รูปที่ 5.2 โครงสร้างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน

จากรูปที่ 5.1 อุปกรณ์ที่เป็นส่วนประกอบของชุดทดสอบมีรายละเอียด ดังนี้

หมายเลข 1 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสแบบปรับค่าได้ จำนวน 2 ชุด โดยแหล่งจ่ายชุดที่หนึ่งปรับแรงดันให้มีขนาด  $10 V_{\text{rms/phase}}$  และแหล่งจ่ายชุดที่สองปรับแรงดันให้มีขนาด  $15 V_{\text{rms/phase}}$  ซึ่งเป็นค่าที่ใช้สำหรับการทดสอบการตอบสนองทางพลวัตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

หมายเลข 2 ชุดรีเลย์ทำหน้าที่สวิตช์สลับการจ่ายแรงดันระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสชุดที่หนึ่งและชุดที่สอง โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ช่วยในการควบคุม เพราะการสวิตช์สลับแหล่งจ่ายต้องใช้ความเร็วสูง มิเช่นนั้นอาจเกิดการลัดวงจรและทำให้อุปกรณ์ได้รับความเสียหายได้

หมายเลข 3 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ใช้ไอซีเบอร์ 36MT160 ต่อร่วมกับวงจรกรองกำลังไฟฟ้าแบบ LC เพื่อลดกระแสพลิว ( $\Delta I_{dc}$ ) และแรงดันพลิว ( $\Delta V_{dc}$ ) ของเอาต์พุตดิซี ซึ่ง  $\Delta I_{dc}$  และ  $\Delta V_{dc}$  สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (5-1) และ (5-2) ตามลำดับ คือ

$$\Delta I_{dc} = \frac{\sqrt{2} \times E_{dc}}{3 \times (2\pi f_f L_f)} = \frac{\sqrt{2} \times 35.09}{3 \times (2\pi \times 300 \times 88 \times 10^{-3})} = 0.1 \text{ A} \quad (5-1)$$

$$\Delta V_{dc} = \frac{\Delta I_{dc}}{2\pi f_f C_f} = \frac{0.1}{2\pi \times 300 \times 188 \times 10^{-6}} = 0.28 \text{ V} \quad (5-2)$$

เมื่อ  $f_f$  คือ ความถี่ของแรงดันที่ได้จากวงจรกรองกำลังไฟฟ้า มีค่าเท่ากับ 300 Hz

หมายเลข 4 โหลดตัวต้านทานสำหรับใช้ในการทดสอบชุดวงจรเรียงกระแสเพื่อให้กระแสไหลครบวงจร โดยใช้ตัวต้านทานขนาด 40  $\Omega$  พิกัดกระแส 3 A จำนวน 2 ชุดต่อขนานกัน จะได้ตัวต้านทานรวมขนาด 20  $\Omega$  พิกัดกระแส 6 A

ในทางทฤษฎีสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ สามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตดิซีของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่น (N. Mohan, T.M. Underland, and W.P. Robbins, 2003) เพื่อใช้ตรวจสอบจุดการทำงานที่ได้ออกแบบขึ้นว่าอยู่ในพิสัยที่ชุดทดสอบสามารถรองรับได้หรือไม่ โดยสามารถคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตดิซีได้จากสมการที่ (5-3) ดังนี้

$$V_{dc} = 1.654 \times V_m \quad (5-3)$$

เมื่อ  $V_{dc}$  คือ แรงดันเอาต์พุตดิซีของวงจรเรียงกระแสสามเฟส

$V_m$  คือ ค่ายอดของแรงดันอินพุตเอซีของวงจรเรียงกระแสสามเฟส

ซึ่งจากการกำหนดจุดการทำงานของชุดทดสอบ โดยมีค่าแรงดันอินพุตเอซีจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสชุดที่หนึ่งและแหล่งจ่ายชุดที่สอง มีค่าเท่ากับ 10 V<sub>rms/phase</sub> และ 15 V<sub>rms/phase</sub> ตามลำดับ ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตดิซีได้จากสมการที่ (5-4) ดังนี้

$$\begin{cases} V_{dc,1} = 1.654 \times (\sqrt{2} \times 10) = 23.39 \text{ V} \\ V_{dc,2} = 1.654 \times (\sqrt{2} \times 15) = 35.09 \text{ V} \end{cases} \quad (5-4)$$

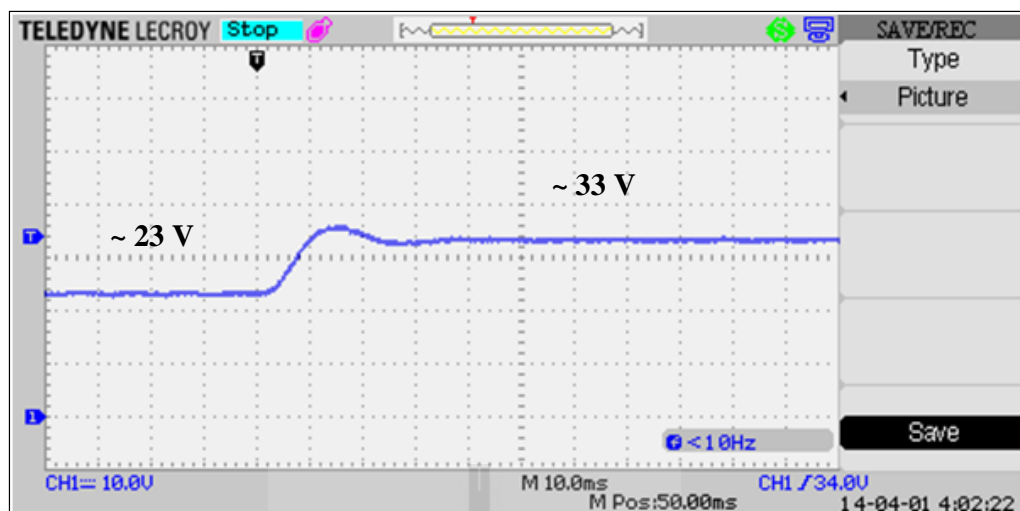
จากสมการที่ (5-4) พบว่าขนาดของแรงดันเอาต์พุตดีซีมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 35.09 V ซึ่งอยู่ในพิสัยที่ตัวเก็บประจุของวงจรกรองกำลังไฟฟ้าสามารถรองรับได้ จากนั้นทำการคำนวณค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน สำหรับวงจรไฟฟ้าแบบดีซีนี้กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะมีค่าน้อยมาก ทำให้ค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานมีค่าใกล้เคียงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองกำลังไฟฟ้า ดังนั้นจึงประมาณให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวต้านทานและที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากัน โดยสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (5-5) ดังนี้

$$\begin{cases} I_{dc,1} = \frac{V_{dc,1}}{R} = \frac{23.39}{20} = 1.17 \text{ A} \\ I_{dc,2} = \frac{V_{dc,2}}{R} = \frac{35.09}{20} = 1.76 \text{ A} \end{cases} \quad (5-5)$$

จากสมการที่ (5-5) พบว่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดมีค่าเท่ากับ 1.76 A ซึ่งชุดทดสอบที่ได้สร้างขึ้น ประกอบด้วย สายไฟ ไคโอด ตัวเหนี่ยวนำและตัวต้านทาน สามารถรองรับค่ากระแสสูงสุดได้

### 5.2.2 การทดสอบวงจรและอภิปรายผล

การทดสอบวงจรในรูปที่ 5.1 ดำเนินการโดยการจ่ายแรงดันจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสชุดที่หนึ่งให้กับชุดทดสอบ แล้วรอนจนกว่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตดีซีจะเข้าสู่สภาวะคงตัว จากนั้นทำการสลับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสจากแหล่งจ่ายชุดที่หนึ่งเป็นแหล่งจ่ายแรงดันชุดที่สอง จะทำให้แรงดันเอาต์พุตดีซีเกิดการกระเพื่อมและเข้าสู่สภาวะคงตัวอีกค่าหนึ่ง แสดงได้ดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดิซี

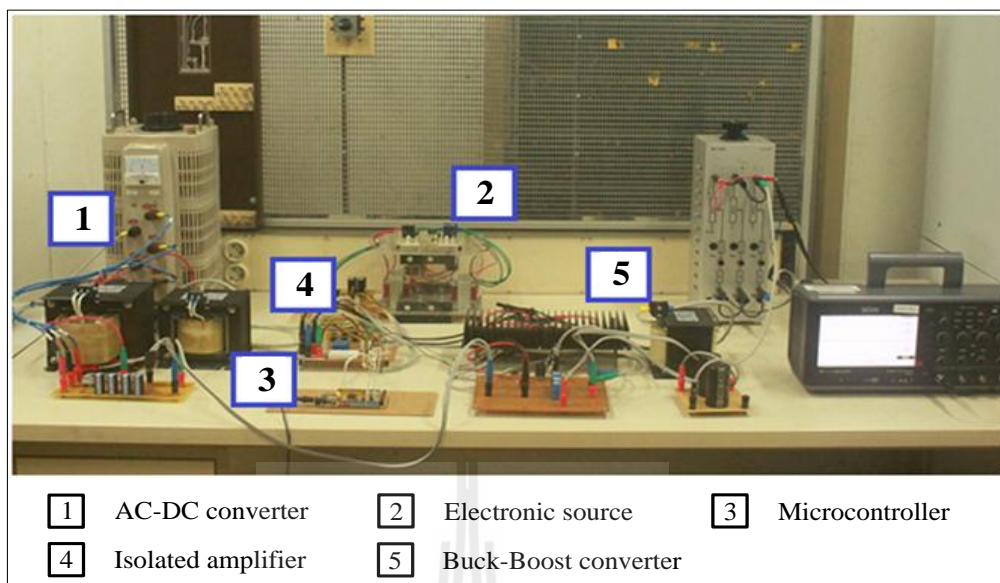
จากรูปที่ 5.3 สังเกตได้ว่าเมื่อใช้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตเอซี  $10 \text{ V}_{\text{rms/phase}}$  จะได้แรงดันเอาต์พุตดิซี มีค่าประมาณ 23 V และเมื่อเปลี่ยนแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตเอซีเป็น  $15 \text{ V}_{\text{rms/phase}}$  จะได้แรงดันเอาต์พุตดิซี มีค่าประมาณ 33 V เมื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้กับการคำนวณทางทฤษฎีในสมการที่ (5-3) จะเห็นว่าค่าแรงดันเอาต์พุตดิซีมีค่าใกล้เคียงกัน

สำหรับชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่สร้างขึ้นนี้ สามารถแปลงแรงดันไฟฟ้าเอซีให้เป็นแรงดันไฟฟ้าดิซีเพื่อนำไปใช้เป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์ได้ โดยขั้นตอนต่อไปคือการสร้างชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน โดยแยกเป็น 2 กรณี คือ กรณีที่วงจรแปลงผันไม่มีตัวควบคุมและกรณีที่วงจรแปลงผันมีตัวควบคุม ซึ่งจะได้นำเสนอให้หัวข้อถัดไป

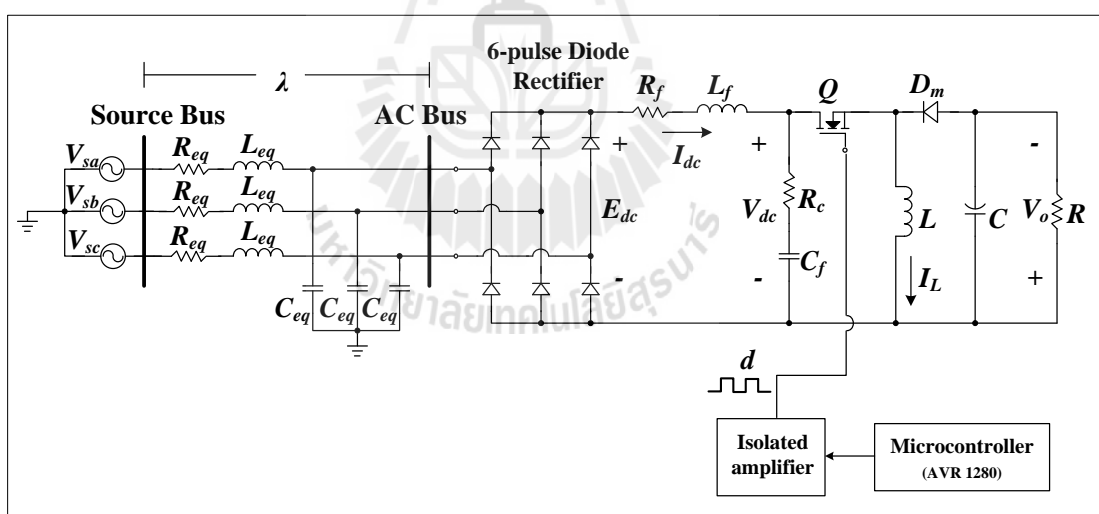
## 5.3 วงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานกรณีที่ไม่มีตัวควบคุม

### 5.3.1 ภาพรวมชุดทดสอบ

การสร้างชุดทดสอบของวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์ที่มีโหลดตัวต้านทานกรณีที่ไม่มีตัวควบคุม ใช้แหล่งจ่ายแรงดันดิซีจากวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่สร้างขึ้นในหัวข้อ 5.2 เป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจร การสร้างสัญญาณพีดีบีเบิลยูเอ็ม (PWM) สำหรับจุดชนวนสวิทช์ของวงจรแปลงผันสร้างขึ้นโดยใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านวงจรขยายและวงจรแยกโคดสัญญาณ ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแสดงดังรูปที่ 5.4 โดยมีโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 5.5 ดังนี้



รูปที่ 5.4 ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานกรณีที่ไม่มีตัวควบคุม

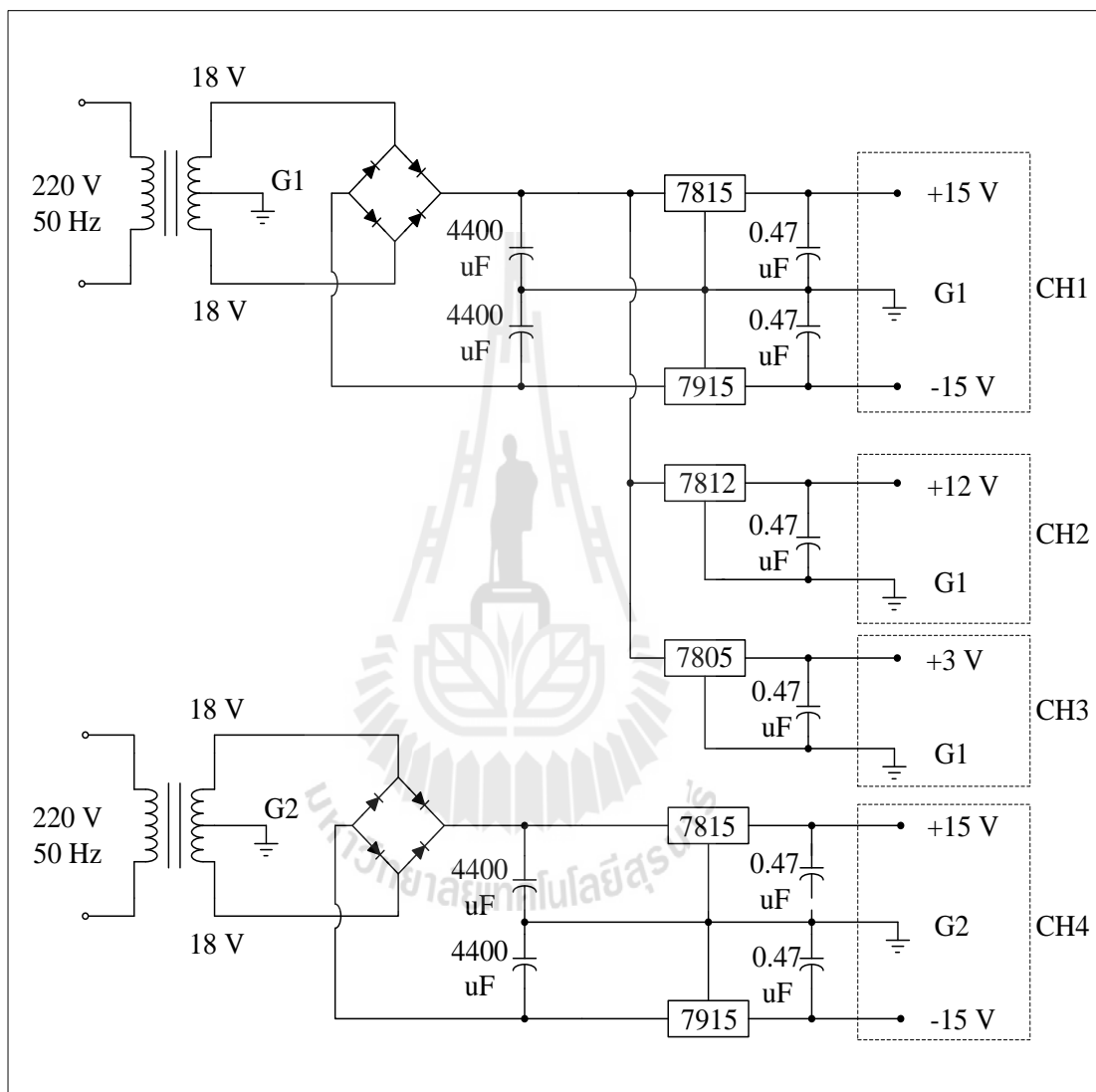


รูปที่ 5.5 โครงสร้างวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานกรณีที่ไม่มีตัวควบคุม

จากรูปที่ 5.4 อุปกรณ์ต่าง ๆ ของชุดทดสอบมีรายละเอียด ดังนี้

หมายเลข 1 ชุดวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่สร้างขึ้นในหัวข้อ 5.2 โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสที่มีขนาดแรงดัน  $15 \text{ V}_{\text{rms/phase}}$  ซึ่งจะได้  $V_{dc} = 35.09 \text{ V}$

หมายเลข 2 ชุดแหล่งจ่ายแรงดันสำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งในหัวข้อนี้จะใช้เป็นแหล่งจ่ายให้กับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ และวงจรขยายแบบแยกโดดสัญญาณ โดยโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 โครงสร้างชุดแหล่งจ่ายแรงดันสำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์

หลักการการทำงานของชุดแหล่งจ่ายแรงดันในรูปที่ 5.6 ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส 220 V 50 Hz ผ่านหม้อแปลงแรงดันแบบมีแทปกกลาง ลดแรงดันลงมาเป็น 36 V จากนั้นต่อเข้ากับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นเพื่อเปลี่ยนจากแรงดันเอซซีให้เป็นแรงดันดีซี ซึ่งค่าเฉลี่ยของแรงดันดีซีที่ได้สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (5-6) ดังนี้



$$V_{o,av} = 0.636 \times V_{m,1\phi}$$

$$V_{o,av} = 0.636 \times (\sqrt{2} \times 36) = 32.4 \text{ V} \quad (5-6)$$

เมื่อ  $V_{o,av}$  คือ แรงดันเฉลี่ยที่ได้จากวงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟส  
 $V_{m,1\phi}$  คือ ค่ายอดของแรงดันเอซึที่ป้อนให้วงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟส

จากนั้นนำตัวเก็บประจุต่อขนานกับ  $V_{o,av}$  เพื่อรักษาระดับแรงดันให้คงที่ หลังจากนั้นจะต่อด้วยไอซี คงค่าแรงดัน ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ 7805, 7812, 7815 และ 7915 จะได้แรงดันเอาต์พุต 5 V, 12 V, 15 V และ -15 V ตามลำดับ เพื่อนำไปใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

เอาต์พุต CH1 ใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับวงจรตรวจวัดกระแส วงจรตรวจวัดแรงดัน และวงจร ปรับแต่งสัญญาณ ที่เป็นส่วนประกอบของวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่ง-บัสต์ที่มีตัวควบคุม

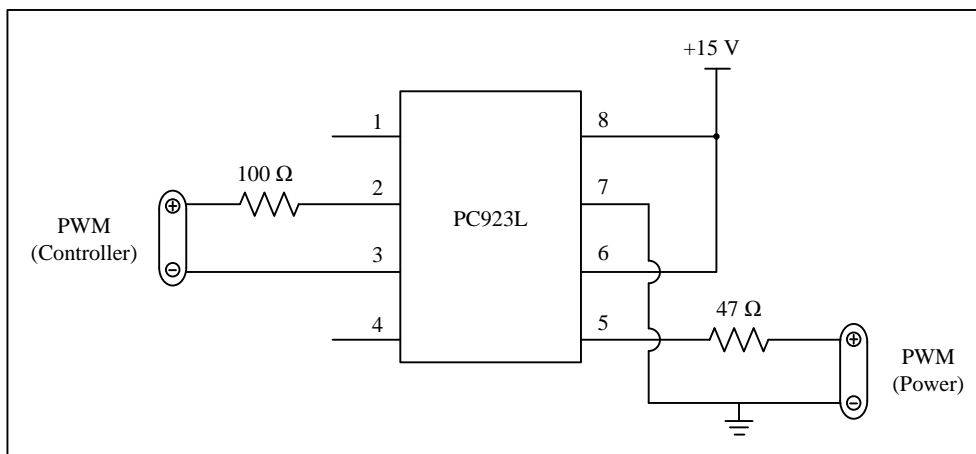
เอาต์พุต CH2 ใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์

เอาต์พุต CH3 ใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับวงจรปรับแต่งสัญญาณ

เอาต์พุต CH4 ใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับวงจรแยกโคดสัญญาณ

หมายเลข 3 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีโปรแกรมการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งเป็น ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR รุ่น ATMEGA 1280 การเขียนโปรแกรมสำหรับสร้างสัญญาณ พีดับเบิลยูเอ็มดูได้จากภาคผนวก ก.1

หมายเลข 4 วงจรขยายแบบแยกโคดสัญญาณ เป็นวงจรที่ใช้สำหรับขยายสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มที่ สร้างขึ้นโดยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์มี ระดับแรงดันไม่เพียงพอสำหรับใช้จุดชนวนสวิทช์ของวงจรแปลงผัน และมีการแยกโคดสัญญาณ ระหว่างฝั่งวงจรกำลังและฝั่งวงจรอิเล็กทรอนิกส์แรงต่ำ เพื่อป้องกันไม่ให้กำลังไฟฟ้าทางด้านวงจร แปลงผันเข้าไปรบกวนการทำงานของวงจรทางฝั่งอิเล็กทรอนิกส์ ชุดทดสอบวงจรขยายแบบแยก โคดสัญญาณใช้ไอซีเบอร์ PC923L ซึ่งมีโครงสร้างการต่อวงจรแสดงดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 โครงสร้างชุดทดสอบวงจรขยายแบบแยกโคดสัญญาณ

หมายเลข 5 ชุดวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ซึ่งประกอบด้วย อุปกรณ์สวิตซ์ที่ใช้ MOSFET เบอร์ IRFP460Z พร้อมด้วยอุปกรณ์ระบายความร้อน ไดโอดความถี่สูง ใช้ไอซีเบอร์ S20L60 อุปกรณ์ป้องกันวงจรใช้ฟิวส์ พิกัดกระแส 10 A ตัวเหนี่ยวนำขนาด 15 mH พิกัดกระแส 10 A ตัวเก็บประจุขนาด 1,100  $\mu\text{F}$  พิกัดแรงดัน 250 V และโหลดตัวต้านทานขนาด 80  $\Omega$  พิกัดกระแส 3 A

จุดการทำงานที่ใช้ในการทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ กำหนดให้ย่านการลดแรงดันมีค่าวัฏจักรการทำงานเท่ากับ 35 เปอร์เซ็นต์ และย่านการเพิ่มแรงดันมีค่าวัฏจักรการทำงานเท่ากับ 65 เปอร์เซ็นต์ นอกจากนี้ได้มีการกำหนดขอบเขตของจุดการทำงานเนื่องจากวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์มีอัตราขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น อัตราขยายจะมีค่าสูงมากเมื่อค่าวัฏจักรการทำงานมีค่าเกิน 75 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นจึงกำหนดให้ค่าวัฏจักรการทำงานสูงสุดมีค่าไม่เกิน 75 เปอร์เซ็นต์ เพื่อป้องกันความเสียหายจากการฟุ้งเกินของแรงดันและกระแส

หลังจากกำหนดจุดการทำงานเรียบร้อยแล้ว ต่อไปจะเป็นการตรวจสอบว่าจุดการทำงานที่กำหนดขึ้นอยู่ในพิสัยที่ชุดทดสอบสามารถรองรับได้หรือไม่ โดยใช้การคำนวณทางทฤษฎี เริ่มจากการคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุต เมื่อแรงดันอินพุตดีซีที่ได้จากวงจรเรียงกระแสสามเฟส ( $V_{dc}$ ) มีค่าเท่ากับ 35.09 V และค่าวัฏจักรการทำงาน ( $d$ ) มีค่าสูงสุดที่ 75 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตได้จากสมการที่ (5-7) ดังนี้

$$V_o = \frac{d \times V_{dc}}{(1-d)} = \frac{0.75 \times 35.09}{(1-0.75)} = 105.27 \text{ V} \quad (5-7)$$

จากสมการที่ (5-7) พบว่าค่าแรงดันเอาต์พุตที่จุดการทำงานสูงสุดอยู่ในพิสัยที่ตัวเก็บประจุของวงจรแปลงผันสามารถรองรับได้ จากนั้นทำการคำนวณค่ากระแสที่ไหลผ่านโหลดตัวต้านทานโดยใช้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากสมการที่ (5-7) แสดงดังสมการที่ (5-8) ดังนี้

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{105.27}{80} = 1.32 \text{ A} \quad (5-8)$$

จากสมการที่ (5-8) พบว่าค่ากระแสที่ไหลผ่านโหลดตัวต้านทานอยู่ในพิสัยที่ตัวต้านทานสามารถรองรับได้ จากนั้นคำนวณหาค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันโดยสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (5-9) ดังนี้

$$I_L = \frac{I_o}{(1-d)} = \frac{1.32}{(1-0.75)} = 5.26 \text{ A} \quad (5-9)$$

จากสมการที่ (5-9) พบว่าค่ากระแสอยู่ในพิสัยที่ตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันสามารถรองรับได้ และสุดท้ายคือการคำนวณค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองกำลังไฟฟ้า โดยสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (5-10) ดังนี้

$$I_{dc} = d \times I_L = 0.75 \times 5.26 = 3.95 \text{ A} \quad (5-10)$$

จากสมการที่ (5-10) พบว่าค่ากระแสอยู่ในพิสัยที่ตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองกำลังไฟฟ้าสามารถรองรับได้ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าขบวนการทำงานที่ออกแบบขึ้นสามารถนำไปใช้กับชุดทดสอบจริงได้ นอกจากนี้จุดการทำงานที่ออกแบบขึ้นสามารถนำไปคำนวณหาค่าแรงดันปลิว (ripple voltage) และค่ากระแสปลิว (ripple current) ของวงจรแปลงผันได้ ซึ่งแสดงดังสมการที่ (5-11) และ (5-12) ตามลำดับ ดังนี้

$$\Delta V_o = \frac{d \times V_o}{f_{sw} \times C \times R} = \frac{0.75 \times 105.27}{(5 \times 10^3) \times (1,491 \times 10^{-6}) \times 80} = 0.13 \text{ V} \quad (5-11)$$

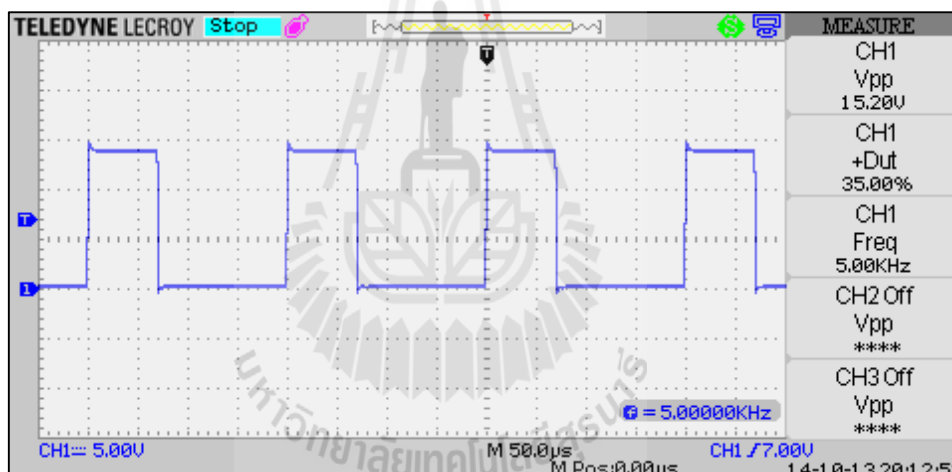
$$\Delta I_L = \frac{d \times V_{dc}}{f_{sw} \times L} = \frac{0.75 \times 35.09}{(5 \times 10^3) \times (15 \times 10^{-3})} = 0.35 \text{ A} \quad (5-12)$$

จากสมการที่ (5-11) และ (5-12) พบว่าค่าแรงดันพลีวที่จุดการทำงานสูงสุดมีค่าเท่ากับ 0.13 V และค่ากระแสพลีวที่จุดการทำงานสูงสุดมีค่าเท่ากับ 0.35 A ซึ่งมีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่าแรงดันเอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผัน

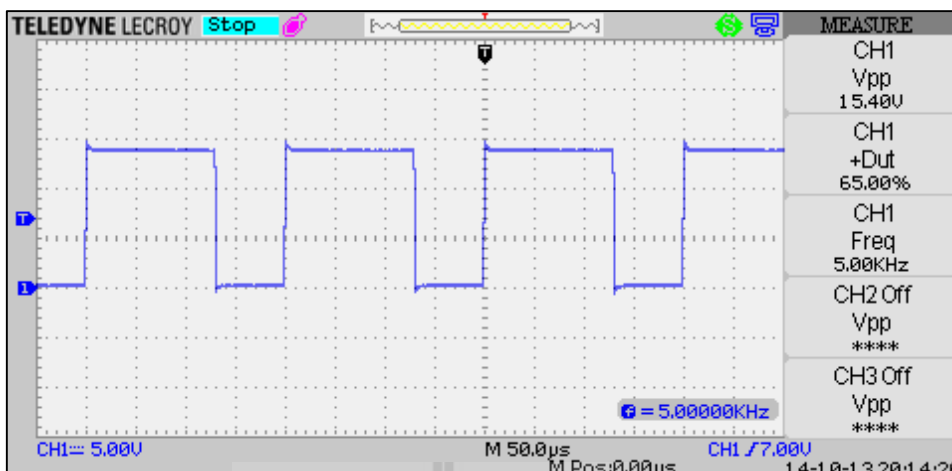
### 5.3.2 การทดสอบวงจรและอภิปรายผล

เมื่อดำเนินการสร้างชุดทดสอบวงจรแปลงผันและตรวจสอบจุดการทำงานเสร็จเรียบร้อยแล้ว ต่อไปจะเป็นการทดสอบวงจรตามรูปที่ 5.4 โดยมีขั้นตอน ดังนี้

ทดสอบการสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่สร้างขึ้นโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านวงจรขยายแบบแยกโคตสัญญาณ โดยสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่มีค่าวัฏจักรการทำงานเท่ากับ 35 เปอร์เซ็นต์ และ 65 เปอร์เซ็นต์ แสดงได้ดังรูปที่ 5.8 และ 5.9 ตามลำดับ



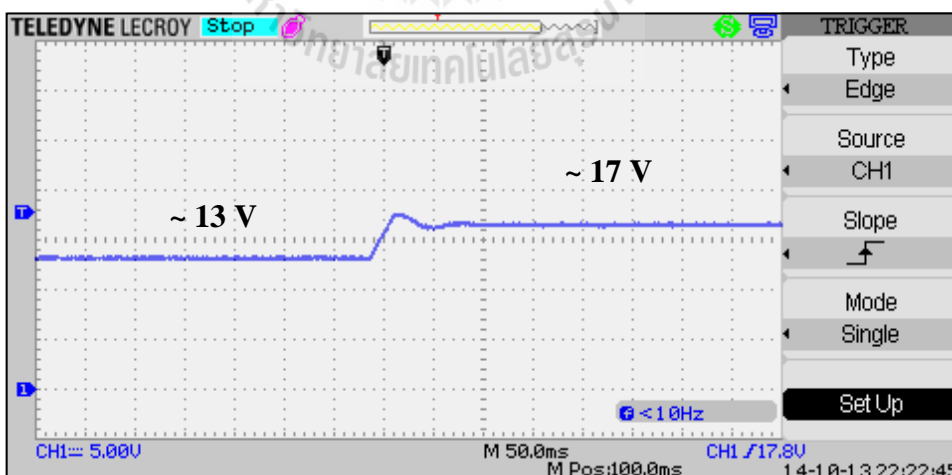
รูปที่ 5.8 สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่ค่าวัฏจักรการทำงาน 35 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 5.9 สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่ค่าวัฏจักรการทำงาน 65 เปอร์เซ็นต์

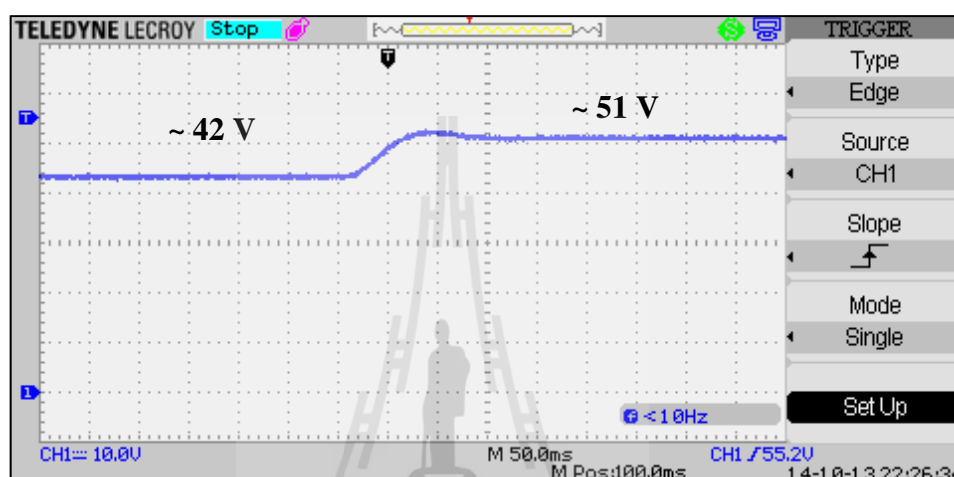
จากรูปที่ 5.8 และ 5.9 สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่สร้างขึ้นมีค่าวัฏจักรการทำงานและมีความถี่ถูกต้องตามที่ต้องการ โดยมีค่ายอดของสัญญาณประมาณ 15 V ซึ่งเพียงพอสำหรับใช้จุดชนวนสวิทช์ของวงจรแปลงผัน

จากนั้นทำการป้อนสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มให้กับวงจรแปลงผันโดยเริ่มจากโหมดการลดแรงดัน โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าวัฏจักรการทำงานจาก 30 เปอร์เซ็นต์ ไปเป็น 35 เปอร์เซ็นต์ จะได้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 5.10 ดังนี้



รูปที่ 5.10 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ  $d$  เปลี่ยนค่าจาก 30% ไปเป็น 35%

จากรูปที่ 5.10 สังเกตได้ว่า เมื่อ  $d = 30\%$  จะได้แรงดันเอาต์พุตประมาณ 13 V และเมื่อ  $d = 35\%$  จะได้แรงดันเอาต์พุตประมาณ 16 V โดยที่รูปสัญญาณมีแรงดันพลีว้น้อยมาก จากนั้นทำการป้อนสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มให้กับวงจรแปลงผันในโหมดการเพิ่มแรงดัน โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าวัฏจักรการทำงานจาก 60 เปอร์เซ็นต์ ไปเป็น 65 เปอร์เซ็นต์ จะได้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 5.11 ดังนี้



รูปที่ 5.11 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ  $d$  เปลี่ยนค่าจาก 60% ไปเป็น 65%

จากรูปที่ 5.11 สังเกตได้ว่า เมื่อ  $d = 60\%$  จะได้แรงดันเอาต์พุตประมาณ 42 V และเมื่อ  $d = 65\%$  จะได้แรงดันเอาต์พุตประมาณ 50 V โดยที่รูปสัญญาณมีแรงดันพลีว้น้อยมาก เช่นกัน สำหรับการทดสอบวงจรแปลงผันที่ค่าวัฏจักรการทำงานค่าอื่น ๆ ได้มีการทดสอบและบันทึกผลแสดงดังตารางที่ 5.1 ดังนี้

ตารางที่ 5.1 ผลการทดสอบวงจรแปลงผันกรณีที่ไม่มีความควบคุม

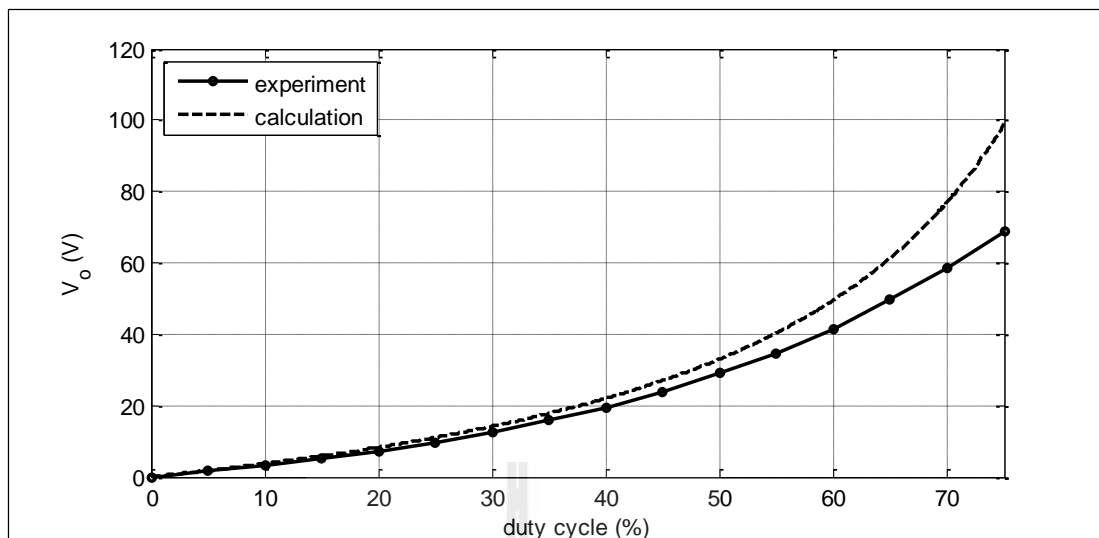
วัฏจักรการทำงาน (duty cycle) %	แรงดันเอาต์พุต (V)
0	0
5	1.47
10	3.03
15	4.97
20	7.20

ตารางที่ 5.1 ผลการทดสอบวงจรแปลงผันกรณีนที่ไม่มีตัวควบคุม (ต่อ)

วัฏจักรการทำงาน (duty cycle) %	แรงดันเอาต์พุต (V)
25	9.74
30	12.54
35	15.83
40	19.57
45	23.88
50	28.91
55	34.73
60	41.60
65	49.60
70	58.50
75	68.90

จากตารางที่ 5.1 สามารถนำมาสร้างกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวัฏจักรการทำงานและแรงดันเอาต์พุตเปรียบเทียบกับค่าคำนวณทางทฤษฎี แสดงได้ดังรูปที่ 5.12 ดังนี้

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวัฏจักรการทำงานและแรงดันเอาต์พุต  
ที่ได้จากการทดสอบและการคำนวณ

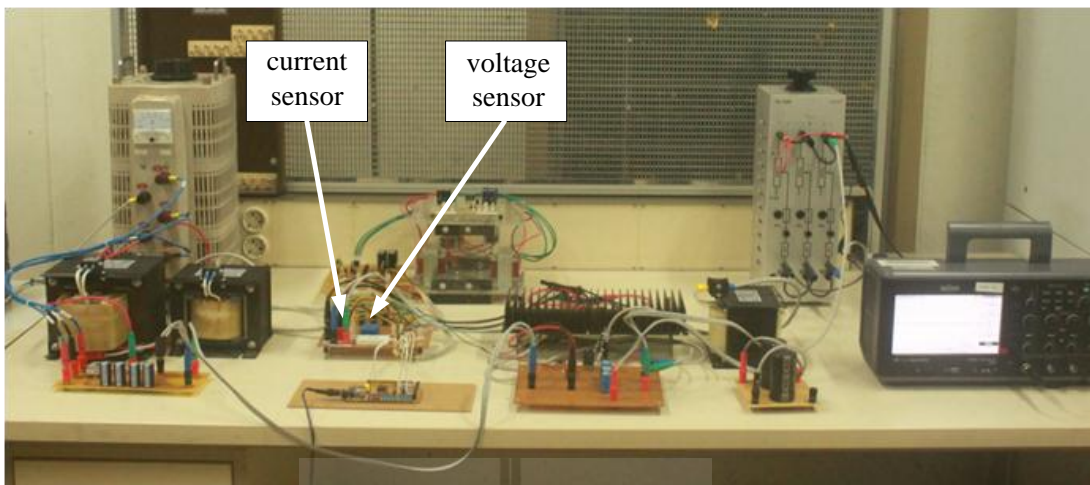
จากรูปที่ 5.12 การทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีโหลดตัวต้านทาน  
กรณีที่ไม่มีความควบคุม พบว่าวงจรทดสอบที่สร้างขึ้นสามารถทำงานได้จริง และให้ผลการ  
ตอบสนองที่ใกล้เคียงกับทฤษฎี แต่อาจมีความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้นเนื่องจากชุดทดสอบที่ไม่เป็น  
อุดมคติ ในหัวข้อถัดไปจะเป็นการนำเสนอการสร้างวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีที่มีตัว  
ควบคุม ซึ่งจะช่วยให้ผู้ใช้งานสามารถปรับค่าแรงดันเอาต์พุตที่ต้องการได้สะดวกยิ่งขึ้น

## 5.4 วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานกรณีที่มีตัวควบคุม

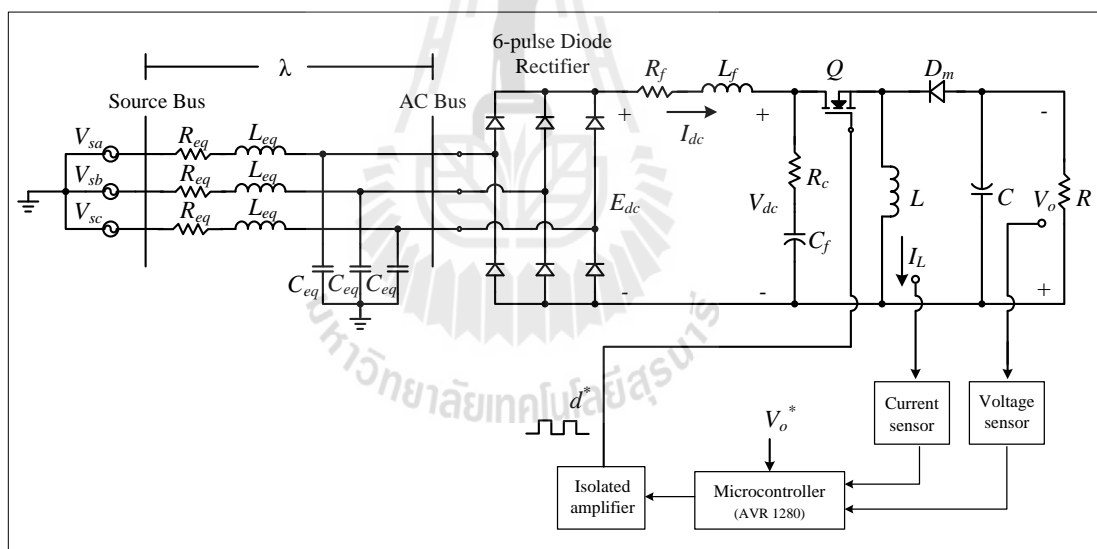
### 5.4.1 ภาพรวมชุดทดสอบ

การสร้างชุดทดสอบของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีโหลดตัวต้านทานกรณี  
ที่มีตัวควบคุมพีไอ เป็นการพัฒนางจรมาจากหัวข้อ 5.3 โดยเพิ่มชุดตัวควบคุมพีไอให้กับวงจร  
แปลงผัน ช่วยให้ผู้ใช้สามารถใช้งานได้สะดวกยิ่งขึ้น โดยชุดทดสอบแสดงดังรูปที่ 5.13 และ  
โครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 5.14 ซึ่งสังเกตได้ว่า ได้มีการเพิ่มเติมอุปกรณ์ตรวจวัดกระแส (current  
sensor) และอุปกรณ์ตรวจวัดแรงดัน (voltage sensor) ลงในชุดทดสอบ ส่วนตัวควบคุมพีไอได้ถูก  
โปรแกรมไว้ในไมโครคอนโทรลเลอร์





รูปที่ 5.13 ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุม

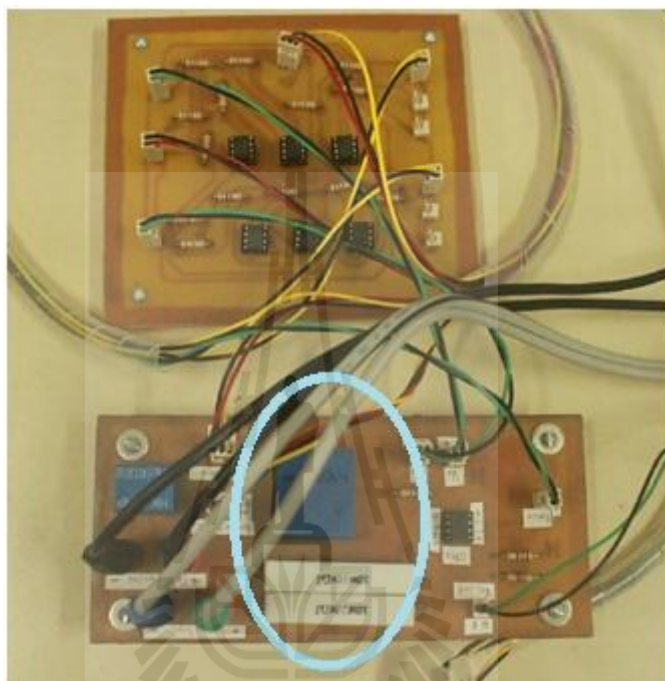


รูปที่ 5.14 โครงสร้างชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุม

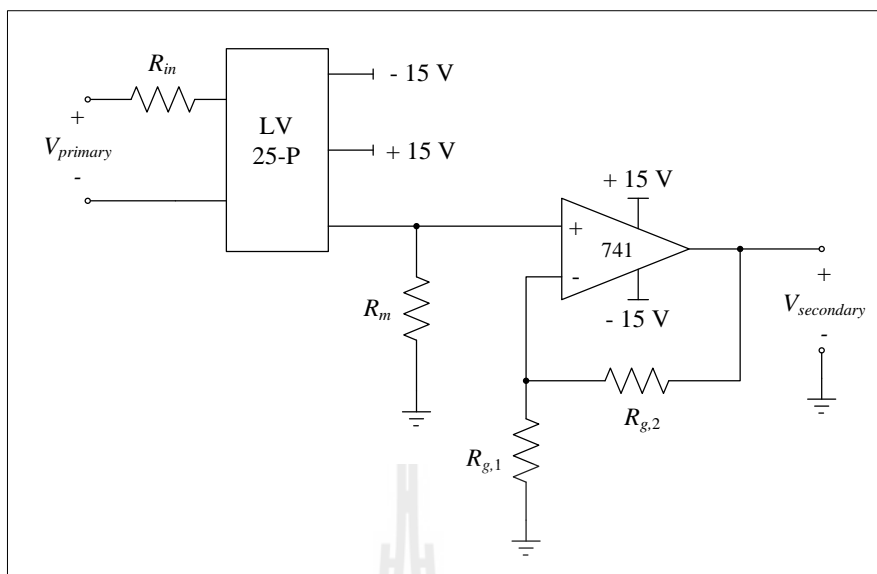
อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดันและอุปกรณ์ตรวจวัดกระแส มีรายละเอียดดังนี้

#### 5.4.2 อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดัน

อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดันเอาต์พุตสำหรับชุดทดสอบใช้ไอซีเบอร์ LV 25-P แสดงดังรูปที่ 5.15 ซึ่งมีโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 5.16 โดยจะสังเกตได้ว่าการต่อร่วมกับวงจรปรับแต่งสัญญาณเพื่อให้สัญญาณที่ได้อยู่ในย่านที่เหมาะสมกับการใช้งาน



รูปที่ 5.15 วงจรตรวจวัดแรงดัน



รูปที่ 5.16 โครงสร้างวงจรตรวจวัดแรงดัน

จากโครงสร้างวงจรตรวจวัดแรงดันในรูปที่ 5.16 สามารถออกแบบค่าตัวต้านทาน  $R_{in}$  และ  $R_m$  ให้เหมาะสมกับการใช้งานได้ดังนี้

การออกแบบตัวต้านทาน  $R_{in}$  กำหนดให้แรงดันปฐมภูมิที่สามารถวัดได้สูงสุดเท่ากับ 400 V และค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดที่อุปกรณ์รองรับได้ตามเอกสารกำกับการใช้งานระบุไว้คือ 10 mA ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่าความต้านทานที่เหมาะสมได้จากสมการที่ (5-13) ดังนี้

$$R_{in} = \frac{V_{primary,max}}{10 \text{ mA}} = \frac{400}{10 \times 10^{-3}} = 40 \text{ k}\Omega \quad (5-13)$$

เมื่อ  $V_{primary,max}$  คือค่าแรงดันที่สามารถวัดได้สูงสุด

จากนั้นคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าที่ตัวต้านทาน  $R_{in}$  เพื่อนำไปใช้เลือกพิกัดกำลังของตัวต้านทาน แสดงดังสมการที่ (5-14) ดังนี้

$$P_{in} = \frac{V_{primary,max}^2}{R_{in}} = \frac{400^2}{40 \times 10^3} = 4 \text{ W} \quad (5-14)$$

เมื่อ  $P_{in}$  คือค่ากำลังไฟฟ้าที่ตัวต้านทาน  $R_{in}$

จากสมการที่ (5-13) และ (5-14) ผู้วิจัยได้เลือกใช้ตัวต้านทานขนาด 40 k $\Omega$ , 20 W ซึ่งมีค่าความต้านทานตรงตามที่ออกแบบและมีส่วนเผื่อในการรองรับกำลังไฟฟ้า

การออกแบบตัวต้านทาน  $R_m$  จากเอกสารกำกับการใช้งานอุปกรณ์สามารถใช้  $R_m$  ได้ตั้งแต่ 30  $\Omega$  ถึง 300  $\Omega$  ขึ้นอยู่กับช่วงของแรงดันเอาต์พุตของอุปกรณ์ตรวจวัดที่ต้องการ ถ้าใช้  $R_m$  ที่มีค่ามากจะทำให้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากอุปกรณ์วัดมีค่ามากขึ้น ดังนั้นผู้วิจัยจึงเลือกใช้  $R_m$  เท่ากับ 270  $\Omega$

เนื่องจากแรงดันทุติยภูมิของอุปกรณ์ตรวจวัด ยังไม่เหมาะสมสำหรับจุดการใช้งาน ผู้วิจัยจึงได้สร้างวงจรขยายสัญญาณขึ้น โดยใช้ไอซีออปแอมป์ เบอร์ LM741 ต่อร่วมกับตัวต้านทาน  $R_{g,1}$  และ  $R_{g,2}$  จะได้อัตราขยายดังสมการที่ (5-15) ดังนี้

$$\text{Gain} = 1 + \frac{R_{g,2}}{R_{g,1}} \quad (5-15)$$

จากสมการที่ (5-14) กำหนดให้อัตราขยายมีค่าเท่ากับ 2 เท่า และเลือกตัวต้านทาน  $R_{g,1} = 1 \text{ k}\Omega$  จะได้ตัวต้านทาน  $R_{g,2} = 1 \text{ k}\Omega$  เมื่อสร้างวงจรตรวจวัดแรงดันเรียบร้อยแล้ว ก่อนการใช้งานจำเป็นต้องทดสอบอุปกรณ์เพื่อให้ทราบความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิและแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิของชุดตรวจวัดจึงจะสามารถใช้งานได้ถูกต้อง โดยมีผลการทดสอบแสดงในตารางที่ 5.2 ดังนี้

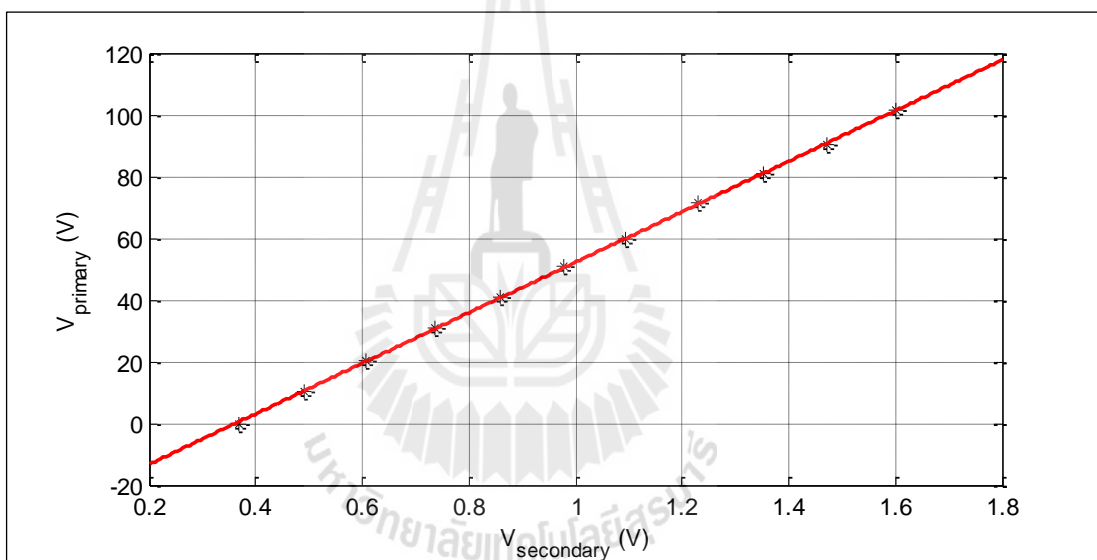
ตารางที่ 5.2 ผลการทดสอบชุดตรวจวัดแรงดัน

$V_{primary}$ (V)	$V_{secondary}$ (V)
0	0.367
10.4	0.490
20.1	0.607
30.8	0.736
40.9	0.860
50.7	0.979
60.0	1.093

ตารางที่ 5.2 ผลการทดสอบชุดตรวจวัดแรงดัน (ต่อ)

$V_{primary}$ (V)	$V_{secondary}$ (V)
71.2	1.231
80.9	1.351
90.5	1.470
101.2	1.602

จากผลการทดสอบในตารางที่ 5.2 สามารถนำมาสร้างกราฟแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 5.17 ดังนี้



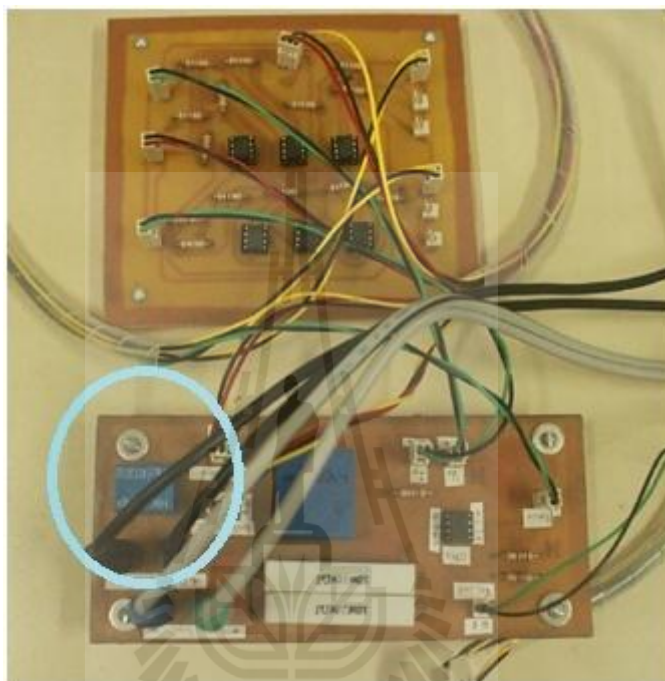
รูปที่ 5.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันปฐมภูมิและทุติยภูมิของชุดตรวจวัดแรงดัน

จากรูปที่ 5.17 จะเห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันปฐมภูมิและทุติยภูมิ มีลักษณะเป็นเชิงเส้น ทำให้ง่ายต่อการหาฟังก์ชันสำหรับนำไปเขียนโปรแกรมลงในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งการหาฟังก์ชันของกราฟทำได้โดยใช้โปรแกรม MATLAB จะได้ดังสมการที่ (5-16) ดังนี้

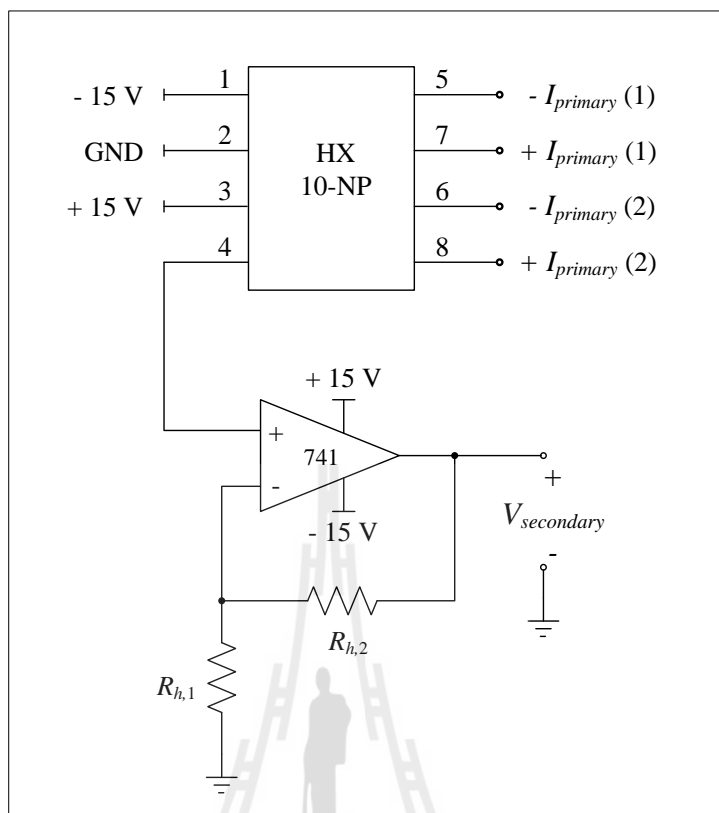
$$V_{primary} = (81.836 \times V_{secondary}) - 29.641 \quad (5-16)$$

### 5.4.3 อุปกรณ์ตรวจวัดกระแส

อุปกรณ์ตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันใช้ไอซีเบอร์ HX 10-NP ต่อร่วมกับวงจรขยายสัญญาณ แสดงดังรูปที่ 5.18 และมีโครงสร้างวงจรดังรูปที่ 5.19 ดังนี้



รูปที่ 5.18 วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้า



รูปที่ 5.19 โครงสร้างวงจรวัดกระแสไฟฟ้า

เนื่องจากแรงดันหตุติขุมิของอุปกรณ์ตรวจวัดกระแสมีค่าน้อยมาก ซึ่งยังไม่เหมาะสมสำหรับจุดการใช้งาน ผู้วิจัยจึงได้เพิ่มวงจรขยายสัญญาณเช่นเดียวกับอุปกรณ์ตรวจวัดแรงดัน ซึ่งมีอัตราขยายดังสมการที่ (5-17) ดังนี้

$$\text{Gain} = 1 + \frac{R_{h,2}}{R_{h,1}} \quad (5-17)$$

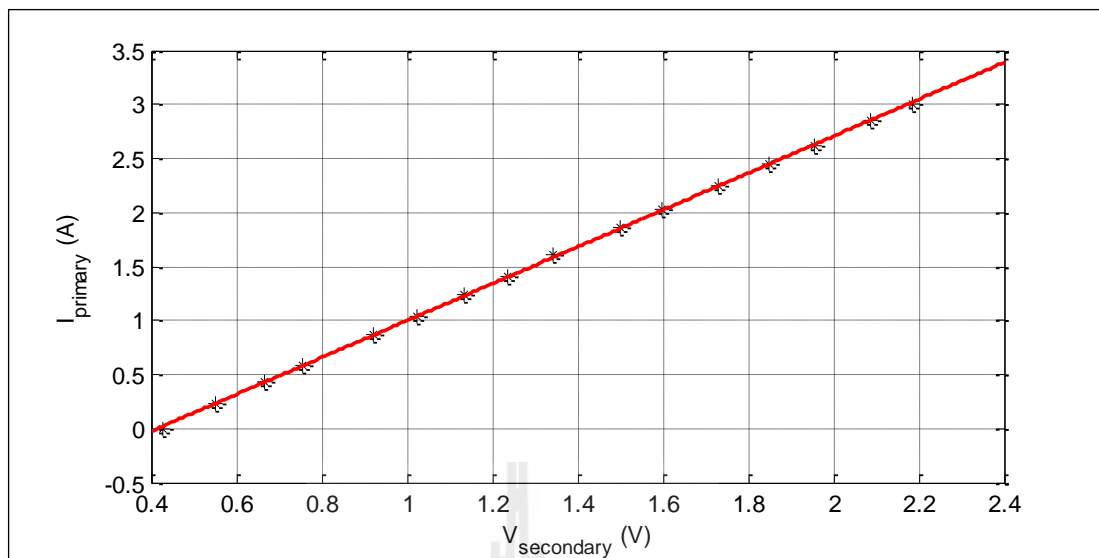
โดยกำหนดให้อัตราขยายมีค่าเท่ากับ 3 เท่า และเลือกตัวต้านทาน  $R_{h,1} = 1 \text{ k}\Omega$  จะได้ค่าตัวต้านทาน  $R_{h,2} = 2 \text{ k}\Omega$  เมื่อสร้างวงจรตรวจวัดกระแสเสร็จเรียบร้อยแล้ว จากนั้นจึงทำการทดสอบเพื่อหาความสัมพันธ์ของกระแสทางด้านปฐมภูมิและแรงดันด้านหตุติขุมิ ซึ่งมีผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ 4.2 ดังนี้

ตารางที่ 5.3 ผลการทดสอบอุปกรณ์วัดกระแส

$I_{primary}$ (A)	$V_{secondary}$ (V)
0	0.428
0.227	0.552
0.425	0.664
0.585	0.757
0.869	0.921
1.041	1.022
1.241	1.136
1.415	1.238
1.608	1.344
1.856	1.500
2.030	1.599
2.246	1.729
2.444	1.850
2.621	1.955
2.845	2.087
3.010	2.185

จากผลการทดสอบอุปกรณ์ตรวจวัดกระแสในตารางที่ 5.3 สามารถนำมาสร้างกราฟแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 5.20 ดังนี้





รูปที่ 5.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสปฐมภูมิและแรงดันทุติยภูมิ  
ของอุปกรณ์วัดกระแส

จากรูปที่ 5.20 จะเห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทุติยภูมิและกระแสปฐมภูมิมีลักษณะเป็นเชิงเส้น ทำการหาฟังก์ชันของกราฟโดยใช้โปรแกรม MATLAB จะได้ดังสมการที่ (5-18) ดังนี้

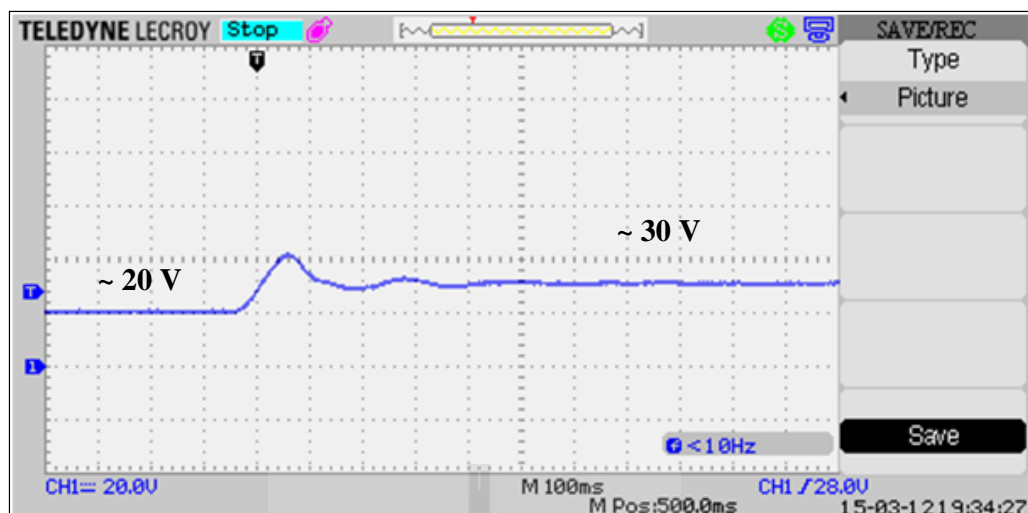
$$I_{primary} = (1.7067 \times V_{secondary}) - 0.7076 \quad (5-18)$$

สำหรับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ได้มีการเขียนโปรแกรมเพิ่มเติมในส่วนโปรแกรมของตัวควบคุม โดยมีการรับค่าจากอุปกรณ์ตรวจวัดกระแสและแรงดันนำไปเข้ากระบวนการของตัวควบคุมพีไอ และสร้างสัญญาณพีดีบีเบิลยูเอ็มไปจุดชนวนสวิทช์ของวงจรแปลงผัน รายละเอียดโปรแกรมสามารถดูได้จากภาคผนวก ก.2

#### 5.4.4 การทดสอบวงจรและอภิปรายผล

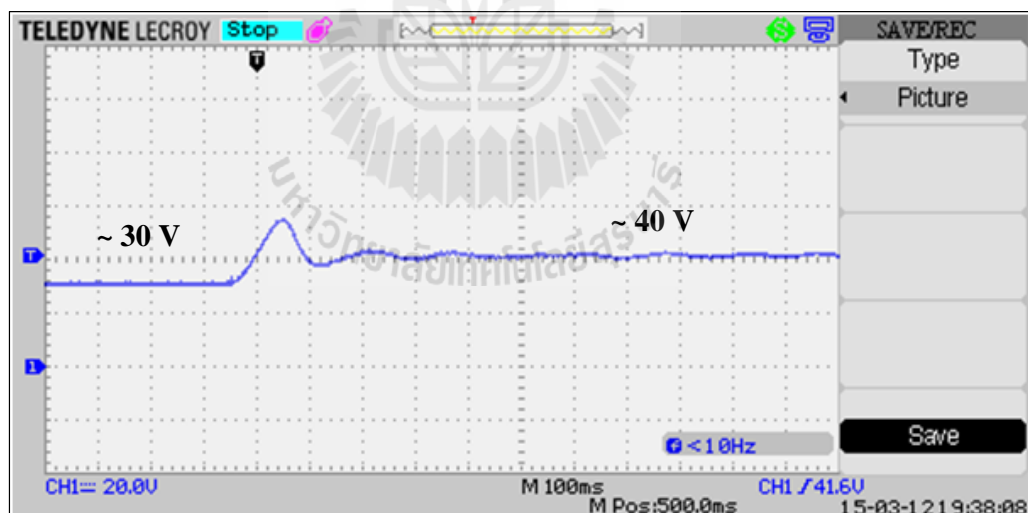
การทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่ง-บัสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานกรณีที่มีตัวควบคุมพีไอในรูปที่ 5.13 มีขั้นตอนการทดสอบ ดังนี้

ทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันในย่านการลดแรงดัน โดยปรับแรงดันอ้างอิง ( $V_o^*$ ) ในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์จาก 20 V เป็น 30 V จะได้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดังรูปที่ 5.21



รูปที่ 5.21 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V

จากนั้นทดสอบการทำงานในย่านการเพิ่มแรงดัน โดยปรับแรงดันอ้างอิง ( $V_o^*$ ) ในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์จาก 30 V เป็น 40 V จะได้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดังรูปที่ 5.22



รูปที่ 5.22 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V

จากผลการทดสอบวงจรแปลงผันกรณที่มีตัวควบคุมพีไอ รูปที่ 5.21 และ 5.22 จะเห็นว่าตัวควบคุมพีไอที่สร้างขึ้นในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถควบคุมให้แรงดันเอาต์พุต

มีค่าใกล้เคียงกับแรงดันอ้างอิงที่กำหนดไว้ นอกจากนี้ยังช่วยรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่กรณีเมื่อโหลดหรือแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลง

## 5.5 สรุป

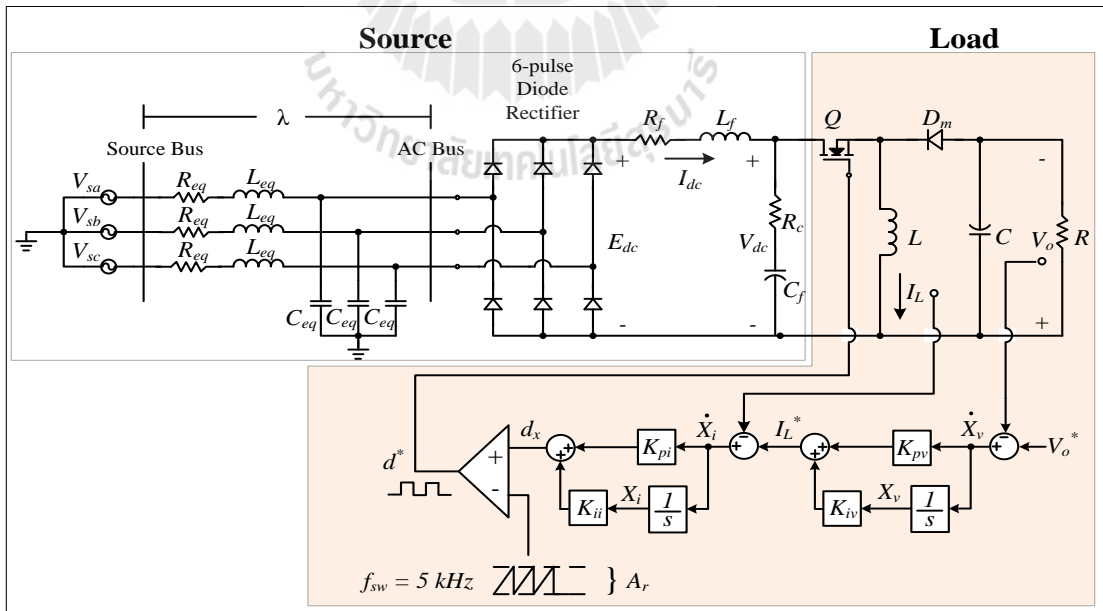
จากการสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ โดยแบ่งการดำเนินการสร้างเป็น 3 ขั้นตอน ช่วยให้สามารถมองเห็นถึงปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทำงานของวงจรในแต่ละส่วนได้อย่างชัดเจน จากการทดสอบพบว่าการทำงานของวงจรเป็นไปตามทฤษฎี แต่ก็มีความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้น เนื่องจากชุดทดสอบจริงไม่เป็นอุดมคติ อาทิเช่น สายส่งกำลังไฟฟ้ามีความต้านทานภายใน หรืออุปกรณ์สวิตซ์ทำงานแล้วมีความร้อนก็จะทำให้เกิดกำลังงานไฟฟ้าสูญเสียขึ้นในระบบชุดทดสอบ จากปัญหาที่เกิดขึ้นนี้จึงนำไปสู่การแก้ไขให้ทฤษฎีมีความสอดคล้องกับระบบจริงมากขึ้น โดยจะมีการระบุเอกลักษณ์ของชุดทดสอบจริงเพื่อให้ทราบถึงค่าพารามิเตอร์ที่แท้จริงของชุดทดสอบและสามารถนำไปใช้ยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริงได้อย่างแม่นยำ ซึ่งการระบุเอกลักษณ์จะได้นำเสนอในบทถัดไป

## บทที่ 6

### การระบุเอกลักษณ์ของชุดทดสอบ

#### 6.1 บทนำ

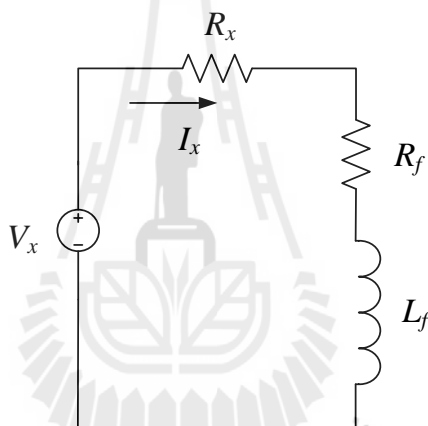
การระบุเอกลักษณ์เป็นกระบวนการที่สำคัญอย่างหนึ่งสำหรับงานวิจัย เพื่อให้สามารถนำข้อมูลไปใช้ในการวิเคราะห์ผลได้อย่างถูกต้อง ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้มีการศึกษาเกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบักเก้-บูสต์และมีการตรวจสอบผลด้วยชุดทดสอบจริงซึ่งประกอบไปด้วยอุปกรณ์ทางไฟฟ้าที่ไม่เป็นอุดมคติ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องทำการระบุเอกลักษณ์เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของระบบจริงที่มีความถูกต้องไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพ การระบุเอกลักษณ์จะดำเนินการเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพของระบบในรูปที่ 6.1 ประกอบด้วย  $R_f$ ,  $L_f$ ,  $R_{eq}$ ,  $L_{eq}$ ,  $R_c$  และ  $C_f$  โดยสามารถทำได้หลายวิธี คือ การใช้เครื่องมือวัดโดยตรง การทดสอบเพื่อคำนวณผลและการใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ดังที่จะได้นำเสนอต่อไปนี้



รูปที่ 6.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ต่อกับวงจรแปลงผันแบบบักเก้-บูสต์ที่มีตัวควบคุม

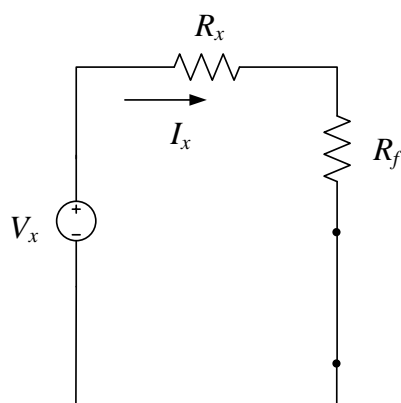
## 6.2 การระบุเอกลักษณ์ $R_f$

การระบุเอกลักษณ์  $R_f$  ซึ่งเป็นค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของวงจรรองกำลังไฟฟ้า โดยปกติค่าความต้านทานนี้จะมีค่าน้อยมาก การวัดโดยเครื่องมือวัดค่าความต้านทานทั่วไปอาจมีความละเอียดไม่เพียงพอซึ่งจะทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนสูง ดังนั้นจึงเลือกการระบุเอกลักษณ์โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสตามกฎของโอห์มนำมาใช้ในการคำนวณหาค่าความต้านทาน โดยในทางปฏิบัติจะทำการป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับตัวเหนี่ยวนำและวัดกระแสที่ไหลผ่าน ซึ่งค่ากระแสและแรงดันที่วัดได้จากเครื่องมือจะให้ผลที่ค่อนข้างละเอียดสามารถนำไปคำนวณหาค่าความต้านทานได้แม่นยำมากขึ้น โดยวงจรทดสอบมีโครงสร้างแสดงดังรูปที่ 6.2 ดังนี้



รูปที่ 6.2 วงจรสำหรับการระบุเอกลักษณ์  $R_f$

จากรูปที่ 6.2 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ( $V_x$ ) สามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ 0 V ถึง 5 V ตัวต้านทาน  $R_x$  พิกัด 10 W สำหรับควบคุมการไหลของกระแส  $I_x$  ไม่ให้มีค่ามากเกินไป และตัวเหนี่ยวนำของวงจรรองกำลังไฟฟ้า ( $L_f$ ) ที่มีความต้านทานภายในคือ  $R_f$  รวมอยู่ด้วย การทดสอบวงจรในรูปที่ 6.2 เมื่อ  $V_x$  เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงสามารถพิจารณาให้  $L_f$  ลัดวงจร (short circuit) ได้ ซึ่งสามารถเขียนเป็นรูปวงจรใหม่ได้ดังรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 วงจรสำหรับการระบุเอกลักษณ์  $R_f$

การทดสอบเพื่อหาค่า  $R_x$  และ  $R_f$  ในรูปที่ 6.3 ขั้นตอนแรกจะต้องปลดตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองที่มีค่าความต้านทาน  $R_f$  ออกก่อน เพื่อทดสอบหาค่าความต้านทาน  $R_x$  โดยที่  $R_x$  นี้จะเป็นเสมือนตัวรวมค่าความต้านทานของแหล่งจ่าย สายวัด และเครื่องมือวัดไว้ด้วยกัน ทำให้การวัดค่าความต้านทาน  $R_f$  ได้ค่าที่ถูกต้องมากที่สุด ซึ่งการทดสอบเพื่อหาค่า  $R_x$  จะดำเนินการโดยป้อนแรงดัน  $V_x$  ตั้งแต่ 0.228 V จนถึง 4.14 V และวัดกระแส  $I_x$  ที่ไหลผ่าน เพื่อนำไปคำนวณหาค่า  $R_x$  ได้ผลแสดงดังตารางที่ 6.1 ดังนี้

ตารางที่ 6.1 การทดสอบเพื่อหาค่า  $R_x$

ลำดับ ที่	$V_x$ (V)	$I_x$ (A)	$R_x$ ( $\Omega$ ) (คำนวณ)	ลำดับ ที่	$V_x$ (V)	$I_x$ (A)	$R_x$ ( $\Omega$ ) (คำนวณ)
1	0.228	0.023	9.913	9	2.176	0.220	9.891
2	0.381	0.039	9.769	10	2.400	0.242	9.917
3	0.556	0.057	9.754	11	2.793	0.283	9.869
4	0.751	0.076	9.882	12	3.160	0.320	9.875
5	0.930	0.094	9.894	13	3.650	0.369	9.892
6	1.452	0.147	9.878	14	4.140	0.420	9.857
7	1.779	0.180	9.883	เฉลี่ย	$R_x = 9.865 \Omega$		
8	1.990	0.202	9.852				

จากตารางที่ 6.1 จะได้ค่า  $R_x = 9.865 \Omega$  ซึ่งเป็นค่าความต้านทานของวงจรก่อนที่จะมีการต่อพ่วงกับตัวเหนี่ยวนำ ในลำดับถัดไปจะทำการต่อตัวเหนี่ยวนำเข้าไปอนุกรมกับวงจรทดสอบ ค่าความต้านทานรวมของวงจรจะมีค่าเท่ากับ  $R_x + R_f$  จากนั้นป้อนแรงดัน  $V_x$  ตั้งแต่ 0.216 V จนถึง 4.07 V และวัดกระแส  $I_x$  ที่ไหลผ่าน เพื่อนำไปคำนวณหาค่า  $R_x + R_f$  ได้ผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ 6.2 ดังนี้

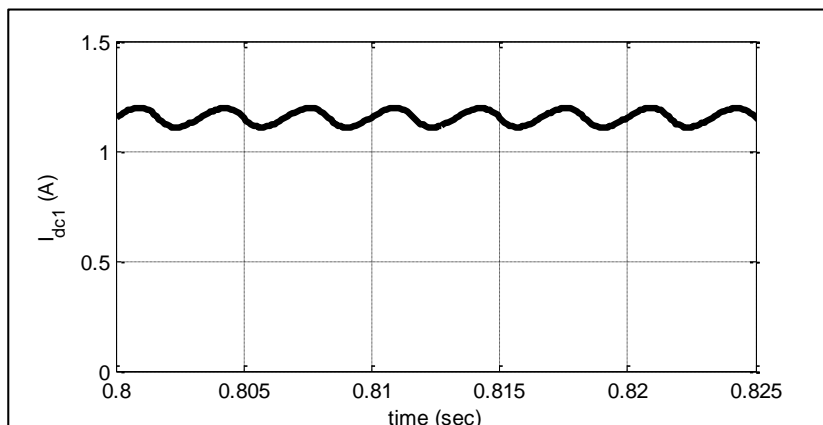
ตารางที่ 6.2 การทดสอบเพื่อหาค่า  $R_x + R_f$

ลำดับ ที่	$V_x$ (V)	$I_x$ (A)	$R_x + R_f$ ( $\Omega$ ) (คำนวณ)	ลำดับ ที่	$V_x$ (V)	$I_x$ (A)	$R_x + R_f$ ( $\Omega$ ) (คำนวณ)
1	0.216	0.020	10.800	9	1.897	0.177	10.718
2	0.346	0.032	10.813	10	2.209	0.206	10.723
3	0.496	0.047	10.553	11	2.546	0.237	10.743
4	0.585	0.055	10.637	12	2.959	0.276	10.721
5	0.735	0.069	10.652	13	3.103	0.288	10.774
6	0.975	0.091	10.714	14	3.436	0.320	10.738
7	1.304	0.122	10.689	15	4.070	0.379	10.739
8	1.569	0.146	10.747	เฉลี่ย	$R_x + R_f = 10.718 \Omega$		

จากตารางที่ 6.2 จะได้ค่าความต้านทาน  $R_x + R_f = 10.718 \Omega$  เมื่อ  $R_x = 9.865 \Omega$  ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่า  $R_f$  ได้โดย  $R_f = 10.718 - 9.865 = 0.853 \Omega$

### 6.3 การระบุเอกลักษณ์ $L_f$

ตัวเหนี่ยวนำเป็นส่วนประกอบของวงจรรองกำลังไฟฟ้าทำหน้าที่ในการกรองกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านให้มีการกระเพื่อมน้อยลง นอกจากนี้ค่าความเหนี่ยวนำจะมีการเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของกระแสที่ไหลผ่าน เมื่อพิจารณาค่ากระแสดังกล่าว กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแสดงได้ดังรูปที่ 6.4



รูปที่ 6.4 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรรองกำลังไฟฟ้า

จากรูปที่ 6.4 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีลักษณะเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการกระเพื่อมที่มีความถี่ 300 Hz ซึ่งเป็นผลมาจากกระบวนการทำงานของวงจรเรียงกระแสสามเฟส จากรูปจะสังเกตเห็นได้ว่าปริมาณของกระแสส่วนใหญ่เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นจึงพิจารณาให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำนี้มีความถี่เท่ากับ 0 Hz ซึ่งค่านี้จะใช้เป็นเกณฑ์สำหรับการปรับตั้งค่าจุดการทำงานของเครื่องมือวัด LCR meter ในการวัดค่าความเหนี่ยวนำ

เมื่อทำการวัดค่าความเหนี่ยวนำโดยมีการปรับตั้งความถี่ที่ใช้งานคือ 100 Hz ซึ่งเป็นค่าที่สามารถปรับตั้งได้ใกล้เคียงความถี่ที่ใช้งานจริง (0 Hz) ได้มากที่สุดจากเครื่องมือวัด ผลการวัดได้ค่าความเหนี่ยวนำ  $L_f = 74.03 \text{ mH}$

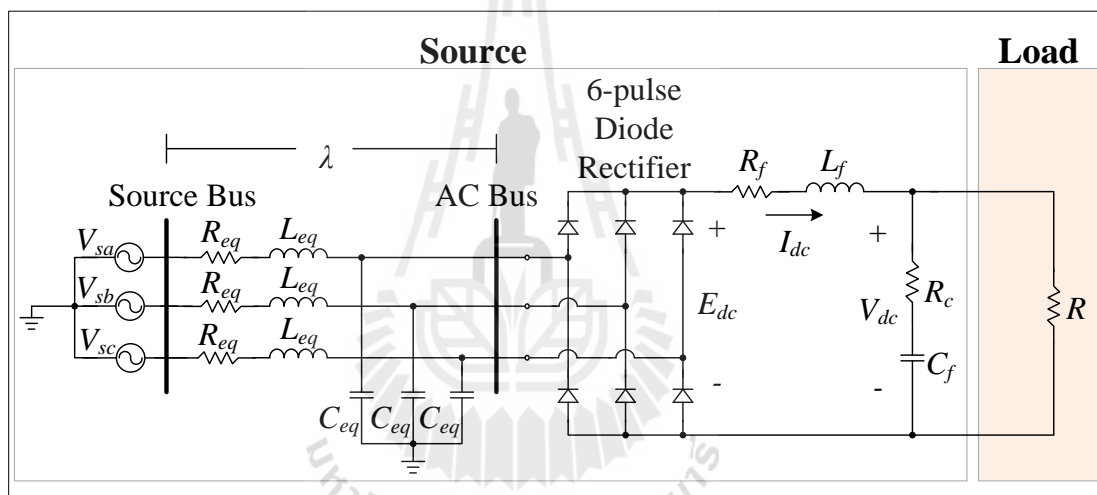
#### 6.4 การระบุเอกลักษณ์โดยใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

เนื่องจากชุดทดสอบของระบบที่พิจารณามีพารามิเตอร์บางส่วนที่ไม่สามารถวัดโดยวิธีการอย่างง่าย ซึ่งได้แก่  $R_{eq}$ ,  $L_{eq}$ ,  $R_c$  และ  $C_f$  จำเป็นต้องอาศัยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เข้ามาช่วย โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search; ATS) เนื่องจากมีประสิทธิภาพในการค้นหาคำตอบสูงและได้รับการพิสูจน์แล้วในงานวิจัยในอดีต ซึ่งส่วนประกอบที่สำคัญสำหรับการระบุเอกลักษณ์ด้วย ATS มี 3 ส่วนคือ ผลการตอบสนองจากชุดทดสอบจริง แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบและอัลกอริทึมการค้นหาคำตอบของ ATS ซึ่งจะได้นำเสนอรายละเอียดดังต่อไปนี้



#### 6.4.1 การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

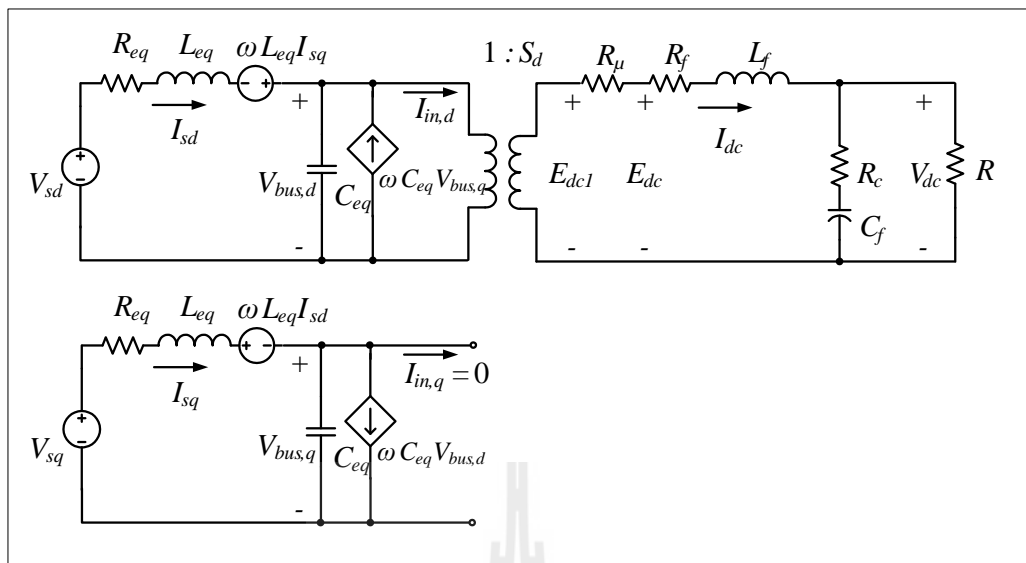
ระบบที่พิจารณาสำหรับการระบุเอกลักษณ์คือวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ต่อกับวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมดังรูปที่ 6.1 ซึ่งมีพารามิเตอร์ที่ยังไม่ทราบค่าปรากฏอยู่คือ  $R_{eq}$ ,  $L_{eq}$ ,  $R_c$  และ  $C_f$  โดยที่พารามิเตอร์เหล่านี้เป็นส่วนประกอบของวงจรทางฝั่งแหล่งจ่าย (Source) ของระบบ ดังนั้นการพิจารณาสามารถพิสูจน์หาแบบจำลองเพียงวงจรทางฝั่งแหล่งจ่ายได้ เพื่อช่วยให้แบบจำลองมีความซับซ้อนน้อยลง ทำให้การค้นหาคำตอบด้วย ATS ใช้เวลาน้อยลงด้วยเช่นกัน พิจารณารูปที่ 6.1 กำหนดให้วงจรทางฝั่งโหลด (Load) เป็นค่าความต้านทาน  $R$  แทนวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม ดังนั้นสามารถเขียนวงจรใหม่ได้ดังรูปที่ 6.5



รูปที่ 6.5 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดตัวต้านทาน

จากรูปที่ 6.5 นำวิธีตีความมาพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ได้วงจรสมมูลบนแกนดีคิว ดังรูปที่

6.6



รูปที่ 6.6 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์บนแกนดีคิว

ทำการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 6.6 โดยอาศัยกฎของเคอร์ชอฟจะได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในรูปของแบบจำลองตัวแปรสถานะดังสมการที่ (6-1) คือ

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du} \end{cases} \quad (6-1)$$

เมื่อ  $\mathbf{x} = [I_{sd} \quad I_{sq} \quad V_{bus,d} \quad V_{bus,q} \quad I_{dc} \quad V_{dc}]^T$   
 $\mathbf{u} = [V_s]$  โดยที่  $V_s$  มีความสัมพันธ์กับ  $V_{sd}$  และ  $V_{sq}$  ตามสมการที่ (6-2)  
 $\mathbf{y} = [V_{dc}]$

และรายละเอียดของเมตริกซ์  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$  และ  $\mathbf{D}$  ดังนี้

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \omega & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \omega & -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_f} & 0 & -\frac{(R_\mu + R_f + R_c)}{L_f} & \frac{(R_c - R)}{R \cdot L_f} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{R \cdot C_f} \end{bmatrix}_{6 \times 6}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{3} \cos(\lambda) \\ \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{3} \sin(\lambda) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}_{6 \times 1}$$

$$\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]_{1 \times 6}$$

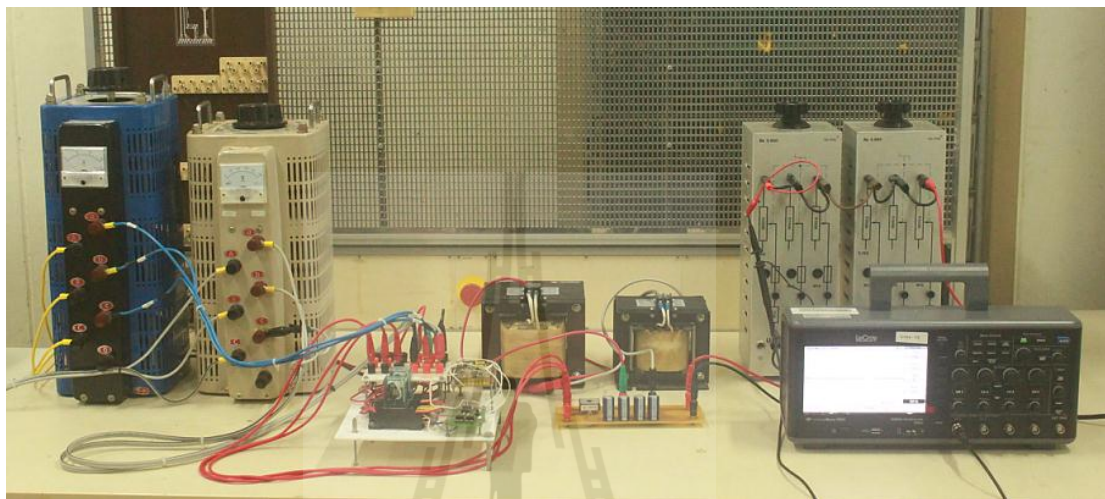
$$\mathbf{D} = [0]$$

$$\begin{cases} V_{sd} = \sqrt{3} \cdot V_s \cos(\lambda) \\ V_{sq} = \sqrt{3} \cdot V_s \sin(\lambda) \end{cases} \quad (6-2)$$

จากสมการที่ (6-1) อินพุตของแบบจำลองคือ  $V_s$  เาต์พุตคือ ผลการตอบสนองของ  $V_{dc}$  และพารามิเตอร์ที่ยังไม่ทราบค่าได้แก่  $R_{eq}$ ,  $L_{eq}$ ,  $R_c$  และ  $C_f$  ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้

สามารถทำการค้นหาได้โดยใช้การค้นหาแบบ ATS โดยนำผลการตอบสนองทางพลวัตของ  $V_{dc}$  ที่ได้จากชุดทดสอบจริงมาเป็นเกณฑ์ในกระบวนการค้นหาคำตอบ

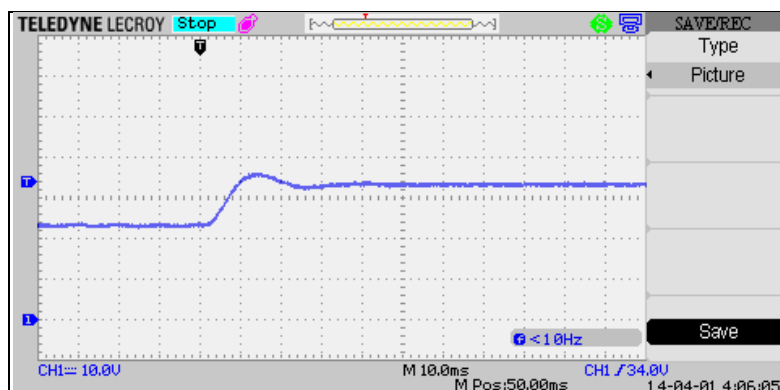
#### 6.4.2 ผลการตอบสนองจากชุดทดสอบ



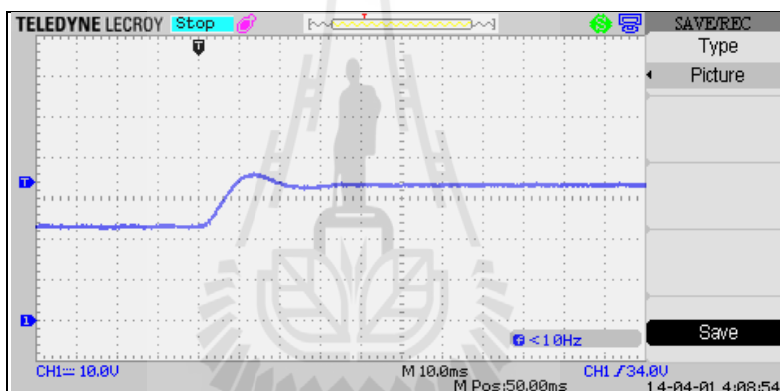
รูปที่ 6.7 ชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟส

การเก็บบันทึกผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  จากชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่สร้างขึ้นในบทที่ 5 แสดงได้ดังรูปที่ 6.7 โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าแรงดัน  $V_s$  แบบทันทีทันใดเพื่อให้  $V_{dc}$  เกิดการสั่นไหว ซึ่งลักษณะของการสั่นไวนั้นจะแปรผันตามค่าพารามิเตอร์ของชุดทดสอบ โดยผู้วิจัยได้เก็บบันทึกผลการตอบสนองจากชุดทดสอบจำนวนทั้งหมด 10 ชุด เพื่อนำไปใช้เป็นส่วนประกอบในการระบุเอกลักษณ์ด้วย ATS ต่อไป

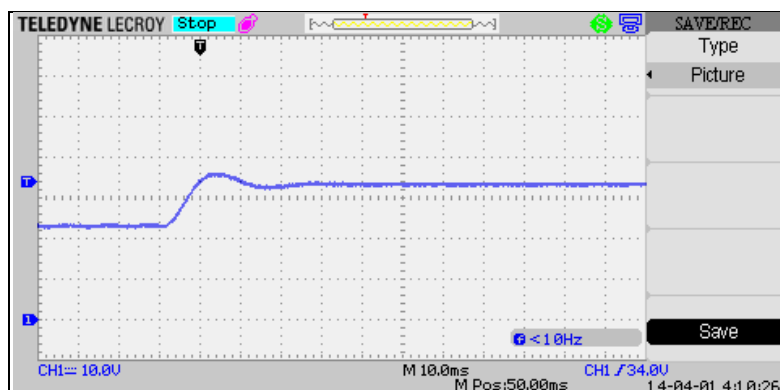
ผลการตอบสนองที่คัดเลือกมาทั้งหมด 10 ชุด แต่ละชุดเกิดจากการปรับเปลี่ยนค่า  $V_s$  แบบทันทีทันใดที่แตกต่างกัน ทำให้ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  มีค่าที่แตกต่างกันไปตามไปด้วย ซึ่งผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  ทั้ง 10 ชุด แสดงได้ดังรูปที่ 6.8 ถึงรูปที่ 6.17 จากผลดังกล่าวสังเกตได้ว่าค่า  $V_s$  คือ แรงดันเฟสของแหล่งจ่ายกระแสลับในหน่วย rms ซึ่งเป็นค่าทศนิยม เนื่องจากเป็นค่าที่ได้จากการนำมิเตอร์ไปวัดจริงเพื่อให้ได้ข้อมูลที่แม่นยำที่สุด



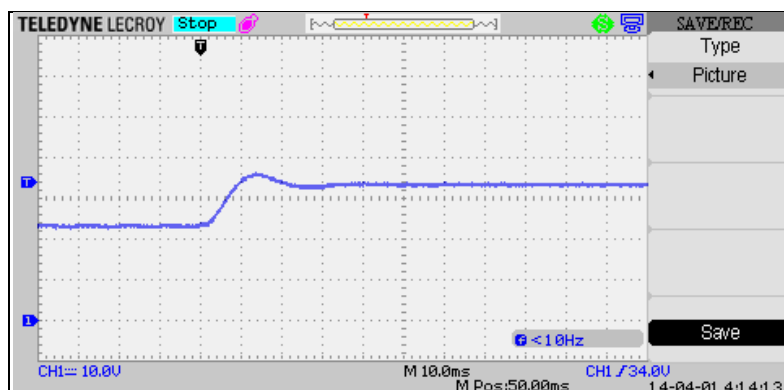
รูปที่ 6.8 ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  เมื่อ  $V_s$  เปลี่ยนแปลงจาก 5.52 V เป็น 15.27 V



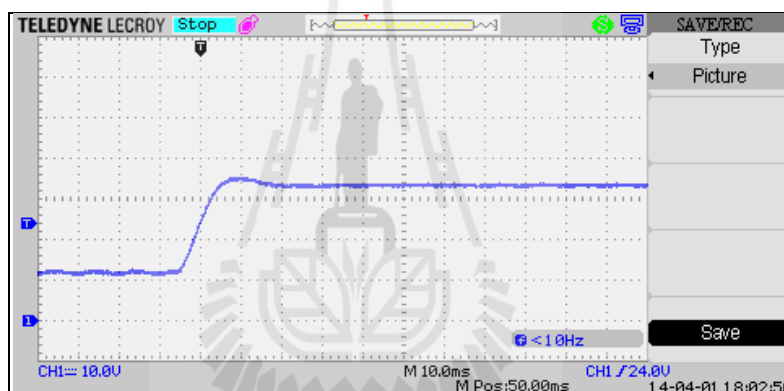
รูปที่ 6.9 ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  เมื่อ  $V_s$  เปลี่ยนแปลงจาก 5.52 V เป็น 15.21 V



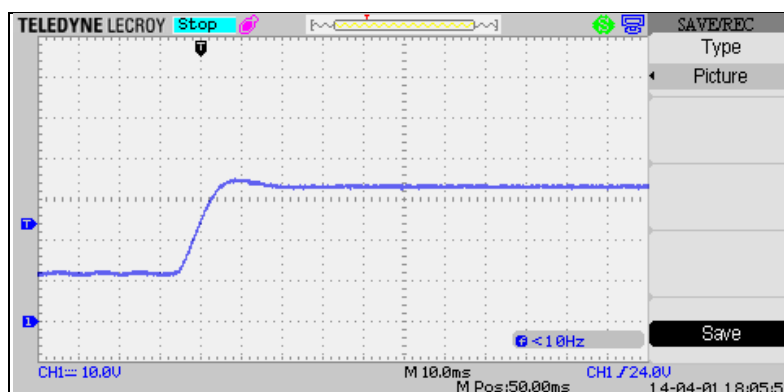
รูปที่ 6.10 ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  เมื่อ  $V_s$  เปลี่ยนแปลงจาก 5.52 V เป็น 15.20 V



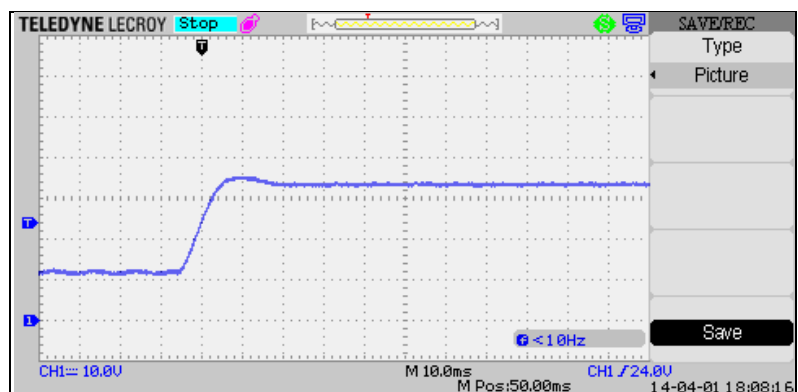
รูปที่ 6.11 ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  เมื่อ  $V_s$  เปลี่ยนแปลงจาก 5.51 V เป็น 15.28 V



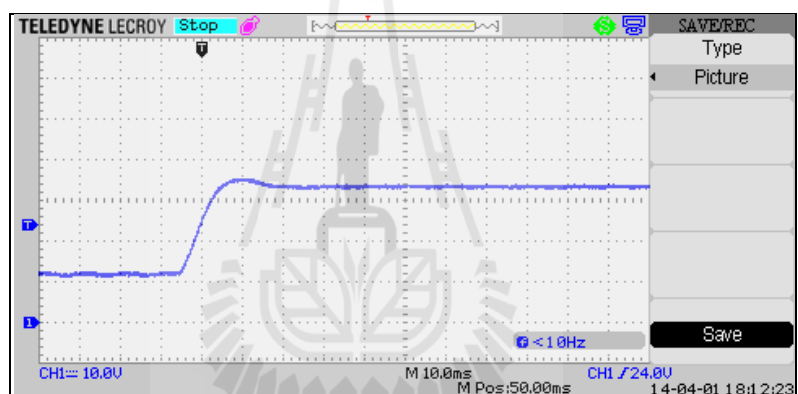
รูปที่ 6.12 ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  เมื่อ  $V_s$  เปลี่ยนแปลงจาก 10.29 V เป็น 14.73 V



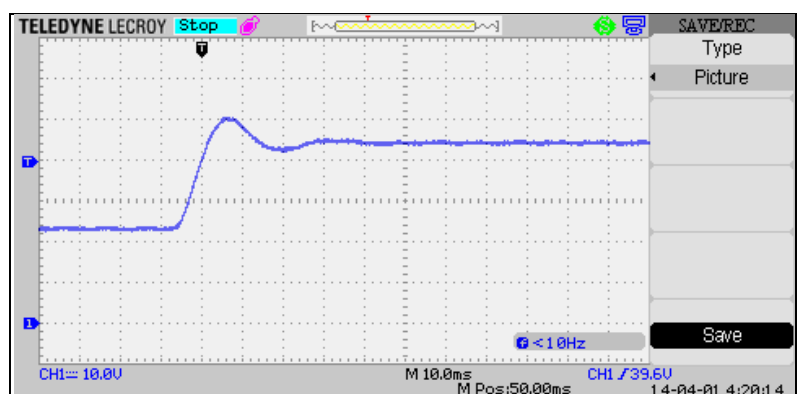
รูปที่ 6.13 ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  เมื่อ  $V_s$  เปลี่ยนแปลงจาก 10.22 V เป็น 14.76 V



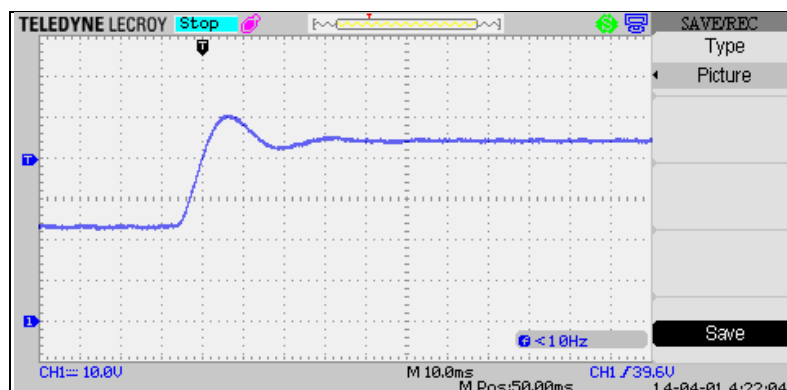
รูปที่ 6.14 ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  เมื่อ  $V_s$  เปลี่ยนแปลงจาก 10.23 V เป็น 14.81 V



รูปที่ 6.15 ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  เมื่อ  $V_s$  เปลี่ยนแปลงจาก 10.27 V เป็น 14.77 V



รูปที่ 6.16 ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  เมื่อ  $V_s$  เปลี่ยนแปลงจาก 10.24 V เป็น 19.67 V



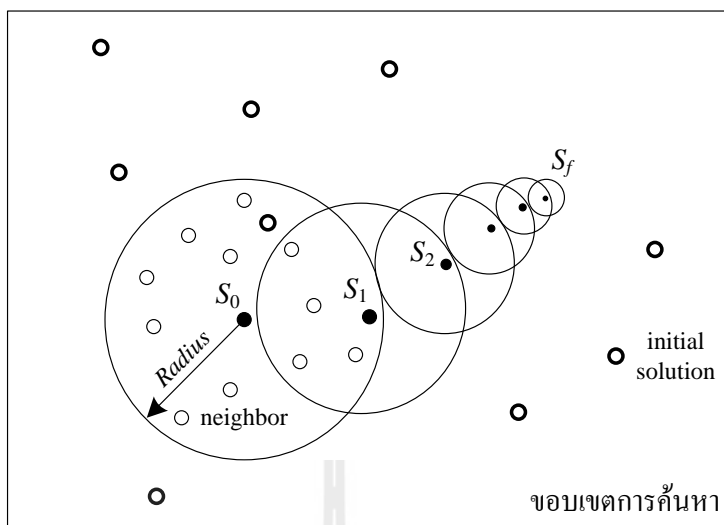
รูปที่ 6.17 ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  เมื่อ  $V_s$  เปลี่ยนแปลงจาก 10.23 V เป็น 19.59 V

เมื่อทำการเก็บบันทึกผลการตอบสนองจากชุดทดสอบแล้ว ต่อไปเป็นขั้นตอนสุดท้ายคือ การสร้างอัลกอริทึมของ ATS สำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ ซึ่งจะได้นำเสนอในหัวข้อถัดไป

#### 6.4.3 การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (ATS)

การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวเป็นอัลกอริทึมที่ถูกพัฒนาขึ้นจากอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามู (Tabu Search: TS) มีวัตถุประสงค์เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพในการค้นหาค่าตอบให้ดียิ่งขึ้น อัลกอริทึมนี้ได้พัฒนาขึ้นโดย กองพัน อารีรักษ์ และศราวุฒิ สุจิตจร ในปี พ.ศ. 2545 (K-N. Areerak and S. Sujitjorn, 2002) โดยได้ทำการเพิ่ม 2 กลไกเข้าไปในการค้นหาแบบตามูธรรมดา คือ การเดินย้อนรอย (back tracking) และการปรับรัศมีการค้นหา (adaptive radius) กลไกการเดินย้อนรายนั้นใช้แก้ปัญหาสำหรับการติดอยู่ในคำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local optimum) สำหรับกลไกการปรับรัศมีการค้นหา จะทำการปรับลดรัศมีในระหว่างการค้นหา จนกระทั่งการค้นหาเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุด อัลกอริทึมการค้นหาแบบ ATS ถูกสร้างขึ้นในรูปแบบโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่มีหลักการทำงานดังรูปที่ 6.18 ดังนี้





รูปที่ 6.18 การค้นหาคำตอบด้วย ATS

จากรูปที่ 6.18 สามารถเขียนเป็นขั้นตอนการทำงานได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 โปรแกรมจะทำการสุ่มคำตอบเริ่มต้น (initial solution) ซึ่งในกรณีนี้คือ  $R_{eq}$ ,  $L_{eq}$ ,  $R_c$  และ  $C_f$  ตามจำนวนที่กำหนดไว้ภายในขอบเขตค้นหา เพื่อหาคำตอบที่ดีที่สุดมาเป็นคำตอบเริ่มต้น ( $S_0$ ) โดยที่การประเมินคำตอบว่าดีหรือไม่นั้นจะพิจารณาจากค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ( $W$ ) สำหรับการระบุเอกลักษณ์ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-3) คือ

$$W = \frac{1}{10} \sum_{a=1}^{10} W_a \quad (6-3)$$

เมื่อ  $W_a$  คือ ค่าความผิดพลาดจากการเปรียบเทียบผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  ที่ได้จากแบบจำลองและชุดทดสอบ ซึ่งมีการเปรียบเทียบกันทั้งหมด 10 ชุด ค่า  $W_a$  คำนวณได้จากสมการที่ (6-4)

$$W_a = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |V_{dc,experiment}^{(a)}(i) - V_{dc,mathematical}^{(a)}(i)| \quad (6-4)$$

เมื่อ  $a$  คือ ลำดับชุดผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  มีค่าเท่ากับ 1, 2, 3, ..., 10 ซึ่งสอดคล้องกับชุดผลการตอบสนองที่มีทั้งหมด 10 ชุด

$n$  คือ จำนวนจุดข้อมูลของผลการตอบสนอง  $V_{dc}$

$V_{dc,experiment}$  คือ ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  ที่ได้จากชุดทดสอบ

$V_{dc, mathematical}$  คือ ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  ที่ได้จากแบบจำลอง

จากสมการที่ (6-3) และ (6-4) พบว่า เมื่อ  $V_{dc, mathematical}$  มีค่าใกล้เคียงกับ  $V_{dc, experiment}$  จะทำให้ค่า  $W$  มีค่าน้อยลง ซึ่งหมายถึงพารามิเตอร์ที่เป็นคำตอบของการค้นหาที่มีค่าใกล้เคียงกับค่าพารามิเตอร์ของชุดทดสอบจริง ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าค่า  $W$  ที่น้อยคือ จุดที่มีคำตอบที่ดีในการบวนการค้นหาจะกำหนดให้  $S_{best}$  คือ คำตอบที่ดีที่สุดของการค้นหาในทุกรอบที่ผ่านมา ดังนั้นในรอบแรกนี้จึงกำหนดให้  $S_{best}$  มีค่าเท่ากับ  $S_0$

ขั้นตอนที่ 2 นำ  $S_0$  มาใช้เป็นตำแหน่งศูนย์กลางเพื่อใช้สุ่มคำตอบในบริเวณใกล้เคียง (neighbor) ตามจำนวนที่กำหนดไว้ โดยการสุ่มจะอยู่ภายในรัศมีการค้นหา (Radius)

ขั้นตอนที่ 3 นำคำตอบที่ดีที่สุดของการสุ่มในบริเวณใกล้เคียง ( $S_1$ ) มาเปรียบเทียบกับ  $S_{best}$  โดยประเมินจากค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ตามเงื่อนไขคือ ถ้า  $S_1$  มีผลการประเมินที่ดีกว่า  $S_{best}$  ให้  $S_{best} = S_1$  มิเช่นนั้นแล้ว ให้  $S_{best} = S_{best}$  นอกจากนี้ยังมีการปรับลดรัศมีการค้นหา หากพบคำตอบที่อยู่ในเกณฑ์ที่กำหนด ซึ่งการปรับลดรัศมีเป็นไปตามสมการที่ (6-5)

$$Radius(new) = \frac{Radius(old)}{DF} \quad (6-5)$$

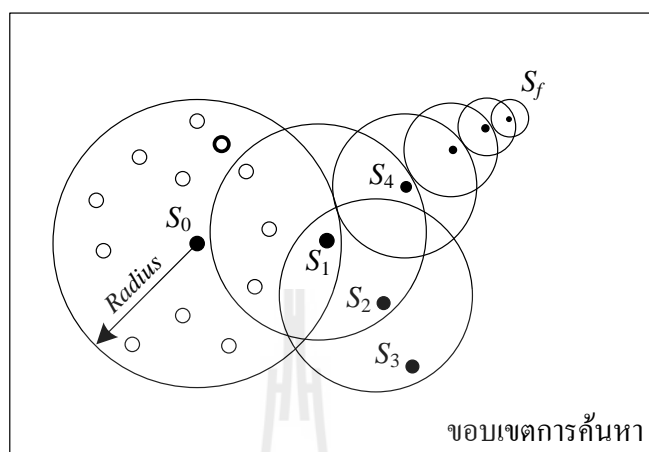
เมื่อ  $DF$  คือ อัตราปรับลดรัศมี

ขั้นตอนที่ 4 ดำเนินการซ้ำตามขั้นตอนที่ 2 โดยเปลี่ยนจาก  $S_0$  เป็น  $S_1$  และดำเนินการตามขั้นตอนที่ 3 โดยเปลี่ยนจาก  $S_1$  เป็น  $S_2$

ขั้นตอนที่ 5 ดำเนินการซ้ำตามขั้นตอนที่ 4 โดยมีการเปลี่ยนแปลงจาก  $S_k$  เป็น  $S_{k+1}$  และทำซ้ำไปจนครบจำนวนรอบการค้นหา (Round) ที่กำหนดไว้ ซึ่งคำตอบในรอบสุดท้ายกำหนดให้เป็น  $S_f$  และในกรณีที่การค้นหาไม่พบคำตอบที่ดีขึ้น กลไกการเดินย้อนรอยจะถูกนำมาใช้ โดยมีกระบวนการดังนี้

หากในการค้นหาคำตอบพบว่าการประเมินค่าที่ทำให้  $S_{best} = S_{best}$  ติดต่อกันครบตามจำนวน  $b$  ที่กำหนดไว้ ให้  $S_k$  มีค่าเท่ากับ  $S_{k-b}$  ตัวอย่างการเดินย้อนรอยแสดงดังรูปที่ 6.19 เมื่อกำหนดให้  $b$  เท่ากับ 2 และพบว่าคำตอบ  $S_1$  มีค่า  $W$  เท่ากับ 0.3 ซึ่งเป็นตำแหน่งของ  $S_{best}$  ในปัจจุบัน จากนั้นค้นหาคำตอบ  $S_2$  ได้ค่า  $W$  เท่ากับ 0.4 ดังนั้นคำตอบ  $S_1$  ยังคงมีผลการประเมินที่ดีกว่า  $S_2$  จึงกำหนดให้  $S_{best} = S_{best}$  จากนั้นดำเนินการค้นหาคำตอบ  $S_3$  ได้ค่า  $W$  เท่ากับ 0.35 ซึ่งยังคงเป็นคำตอบที่แย่กว่า  $S_1$  จึงกำหนดให้  $S_{best} = S_{best}$  เป็นครั้งที่ 2 ติดต่อกัน ซึ่ง

ครบตามจำนวนที่กำหนดไว้ กลไกการเดินข้อนรอยจึงเริ่มทำงาน โดยปรับให้คำตอบ  $S_3$  กลับไปอยู่ที่ตำแหน่งของ  $S_1$  เพื่อหาคำตอบในทิศทางเดินใหม่



รูปที่ 6.19 การเดินข้อนรอยขณะการค้นหาคำตอบด้วย ATS

ขั้นตอนที่ 6 เมื่อครบจำนวนรอบการค้นหา คำตอบที่ดีที่สุด หรือ  $S_{best}$  จะถูกส่งมาเป็นคำตอบของกระบวนการค้นหา ซึ่งถือว่าสิ้นสุดกระบวนการ

นอกจากนี้อัลกอริทึมของ ATS จะมีพารามิเตอร์สำหรับการค้นหาที่เหมาะสมกับระบบแต่ละชนิด ถ้าเลือกใช้พารามิเตอร์ที่เหมาะสมกับระบบจะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการค้นหาคำตอบยิ่งขึ้น ซึ่งพารามิเตอร์ดังกล่าวมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

- Initial number neighbor คือ จำนวนการสุ่มคำตอบเริ่มต้นในการค้นหา โดยที่การสุ่มจะอยู่ภายในขอบเขตการค้นหาที่กำหนดไว้
- Round คือ จำนวนรอบหรือจำนวนการเดินในการค้นหาคำตอบ
- Number neighbor คือ จำนวนการสุ่มคำตอบในแต่ละรอบของการค้นหา โดยที่การสุ่มจะอยู่ภายในรัศมีการค้นหา
- Radius คือ รัศมีการค้นหาคำตอบรอบจุดคำตอบเดิม โดยมีค่าคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของขอบเขตการค้นหา
- DF คือ อัตราปรับลดรัศมีเมื่อพบคำตอบตามเกณฑ์ที่กำหนด โดยที่  $DF > 1$

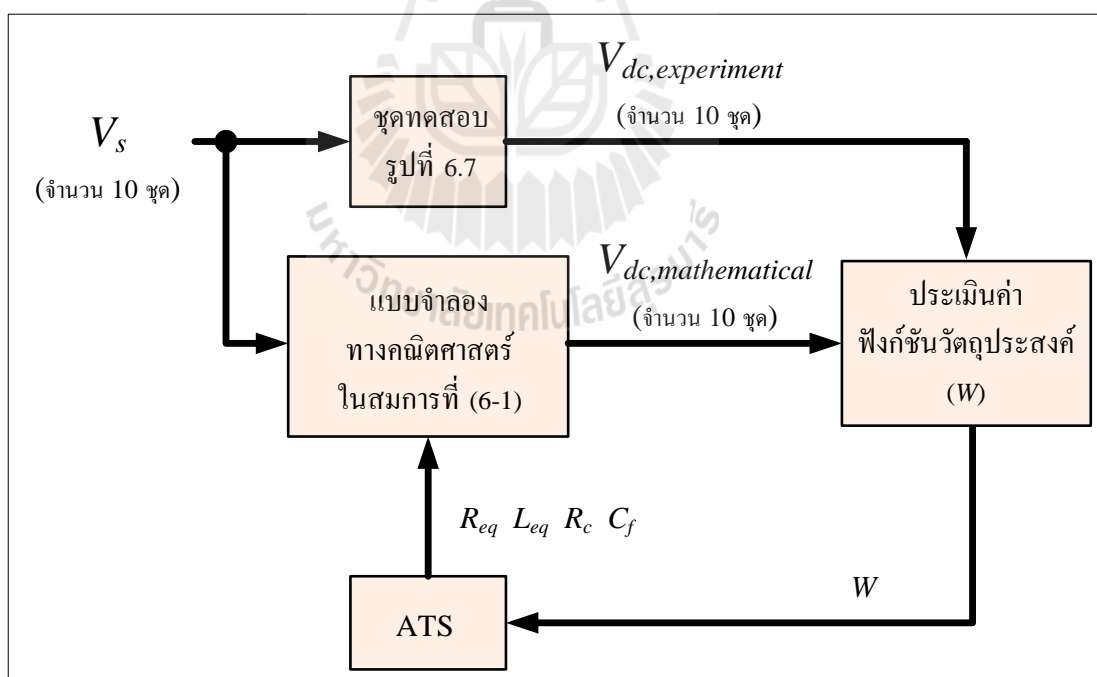
สำหรับพารามิเตอร์ของ ATS ที่ใช้ แสดงได้ดังตารางที่ 6.3

ตารางที่ 6.3 พารามิเตอร์ของ ATS (ดูรายละเอียดที่มาได้จาก ภาคผนวก ง.1)

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
<i>Initial number neighbor</i>	25	จำนวนการสุ่มคำตอบเริ่มต้น
<i>Radius</i>	20 %	รัศมีการค้นหาคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของขอบเขต
<i>DF</i>	1.3	อัตราปรับลดรัศมี
<i>Round</i>	10	จำนวนรอบการค้นหา
<i>Number neighbor</i>	25	จำนวนการสุ่มคำตอบในแต่ละรอบการค้นหา

#### 6.4.4 ผลการระบุเอกลักษณ์

หลังจากที่ได้รวบรวมองค์ประกอบสำหรับการค้นหาพารามิเตอร์ด้วย ATS ซึ่งได้แก่ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ ผลการตอบสนองจริงจากชุดทดสอบและอัลกอริทึมการค้นหาคำตอบของ ATS เรียบร้อยแล้ว ต่อไปจะเป็นการนำเสนอกระบวนการและผลการหาคำตอบ พิจารณาแผนผังการค้นหาดังรูปที่ 6.20



รูปที่ 6.20 กระบวนการระบุเอกลักษณ์ของระบบด้วย ATS

จากรูปที่ 6.20 เริ่มต้นกระบวนการค้นหาโดยกำหนดแรงดันอินพุต  $V_s$  ให้กับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (6-1) โดยที่  $V_s$  มีจำนวนทั้งหมด 10 ชุด และเป็นค่าเดียวกับ  $V_s$  ที่ป้อนให้กับชุดทดสอบในวงจรรูปที่ 6.7 จากนั้นนำผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  ที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ไปเปรียบเทียบกับ  $V_{dc}$  ที่ได้จากชุดทดสอบ เพื่อนำไปคำนวณหาค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ส่งให้อัลกอริทึมของ ATS ทำการสุ่มค่าพารามิเตอร์และส่งให้กับแบบจำลองเพื่อหาผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  ต่อไป กระบวนการค้นหาจะมีลักษณะการทำงานเป็นรอบตามจำนวนที่กำหนดไว้ เมื่อครบกำหนดโปรแกรมจะส่งมีค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดเป็นคำตอบของกระบวนการซึ่งพารามิเตอร์ดังกล่าวมีค่าดังต่อไปนี้

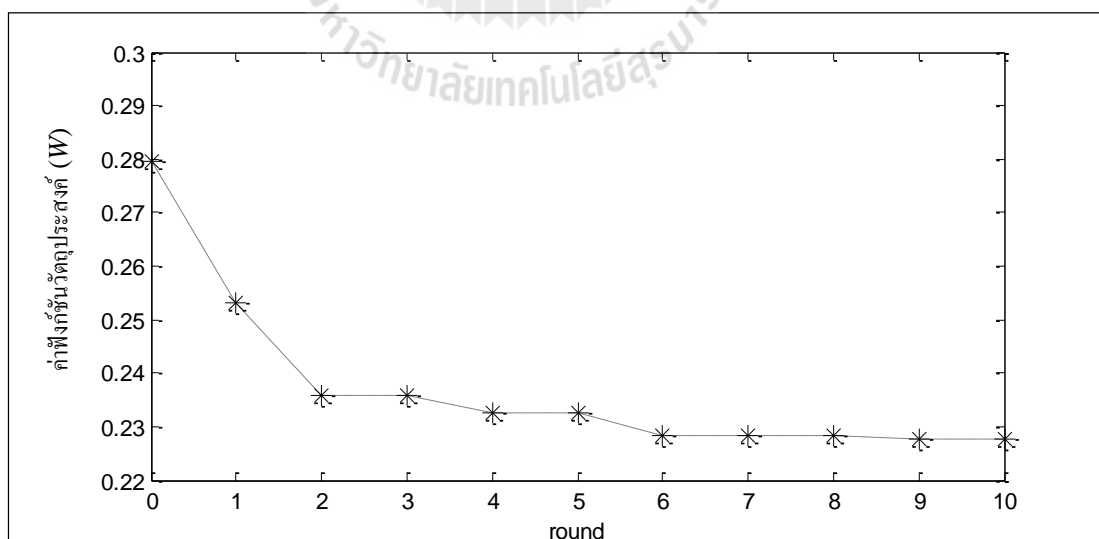
$$R_{eq} = 0.275 \Omega \quad (\text{อยู่ในช่วงขอบเขตการค้นหาระหว่าง } 0.1 \text{ ถึง } 0.4 \Omega)$$

$$L_{eq} = 217.82 \mu\text{H} \quad (\text{อยู่ในช่วงขอบเขตการค้นหาระหว่าง } 150 \text{ ถึง } 600 \mu\text{H})$$

$$R_c = 4.717 \Omega \quad (\text{อยู่ในช่วงขอบเขตการค้นหาระหว่าง } 1.5 \text{ ถึง } 6 \Omega)$$

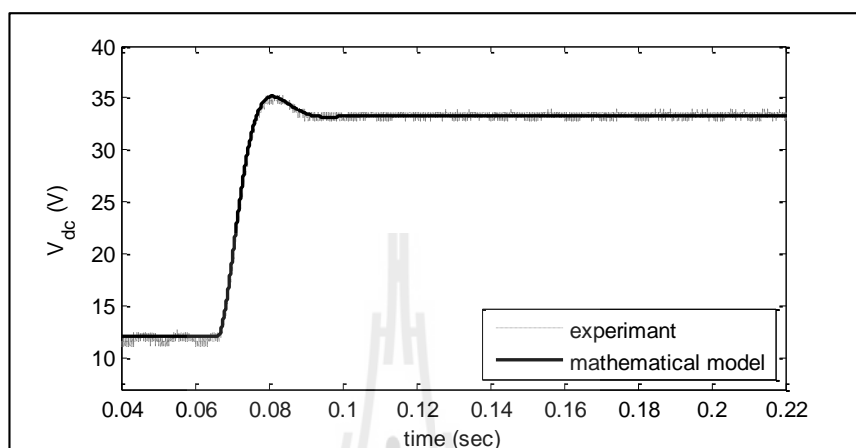
$$C_f = 205.21 \mu\text{F} \quad (\text{อยู่ในช่วงขอบเขตการค้นหาระหว่าง } 94 \text{ ถึง } 376 \mu\text{F})$$

ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ได้จากการค้นหาคำตอบแต่ละรอบแสดงดังรูปที่ 6.21 จะสังเกตได้ว่าการค้นหาคำตอบจำนวน 10 รอบ ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์มีการปรับลดลง ซึ่งหมายความว่า การค้นหา มีการลู่เข้าหาคำตอบที่ถูกต้องมากขึ้น

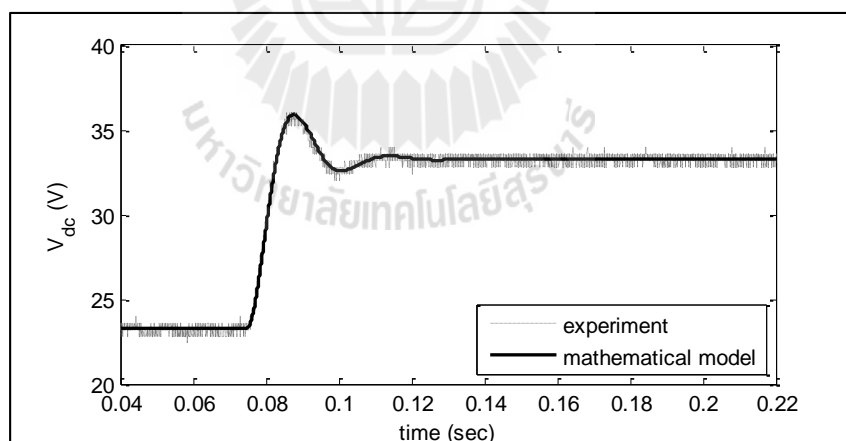


รูปที่ 6.21 ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ในการค้นหาแต่ละรอบ

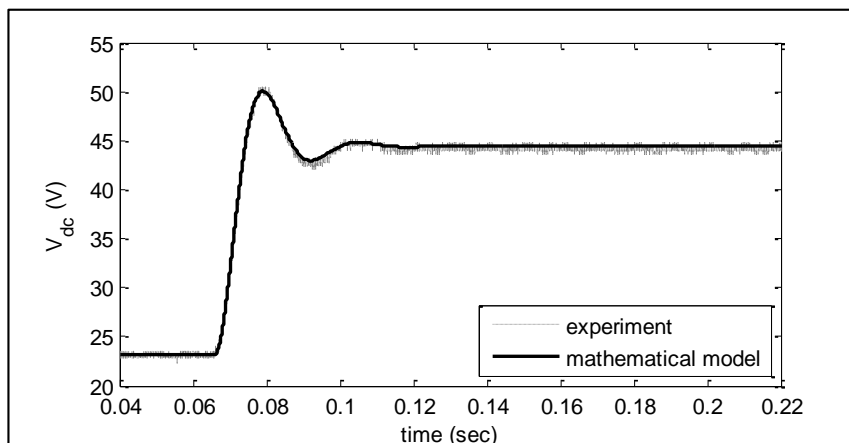
นำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์มาใช้หาผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  โดยมีการเปรียบเทียบระหว่างผลการตอบสนองที่ได้จากชุดทดสอบจริงและผลที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ แสดงได้ดังรูปที่ 6.22 – 6.24 ดังนี้



รูปที่ 6.22 ผลการตอบสนองของ  $V_{dc}$  เมื่อ  $V_s$  เปลี่ยนจาก 5.52 V เป็น 15.27 V



รูปที่ 6.23 ผลการตอบสนองของ  $V_{dc}$  เมื่อ  $V_s$  เปลี่ยนจาก 10.29 V เป็น 14.73 V



รูปที่ 6.24 ผลการตอบสนองของ  $V_{dc}$  เมื่อ  $V_s$  เปลี่ยนจาก 10.24 V เป็น 19.67 V

จากรูปที่ 6.22 ถึงรูปที่ 6.24 จะเห็นว่าผลการตอบสนองที่ได้จากชุดทดสอบจริง และผลที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์มีลักษณะตรงกัน เพราะฉะนั้นจึงสรุปได้ว่าค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์นี้มีค่าค่อนข้างใกล้เคียงกับพารามิเตอร์ในชุดทดสอบจริง สามารถนำไปใช้จำลองสถานการณ์และวิเคราะห์เสถียรภาพได้ถูกต้องแม่นยำยิ่งขึ้น

## 6.5 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ของชุดทดสอบ ซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ที่สามารถค้นหาได้โดยวิธีอย่างง่ายคือการใช้เครื่องมือวัดโดยตรง และพารามิเตอร์ที่มีความซับซ้อนต้องอาศัยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เข้ามาช่วย โดยต้องทำการวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่พิจารณาเพื่อใช้เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ การเก็บตัวอย่างสัญญาณเพื่อใช้เป็นเกณฑ์ในการค้นหาคำตอบ และการเขียนอัลกอริทึมการค้นหาแบบ ATS เพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์ที่มีความใกล้เคียงกับชุดทดสอบจริงมากที่สุดสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบได้อย่างแม่นยำ ซึ่งในบทถัดไปจะนำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพและตรวจสอบด้วยชุดทดสอบจริง

## บทที่ 7

### การตรวจสอบเสถียรภาพด้วยชุดทดสอบจริง

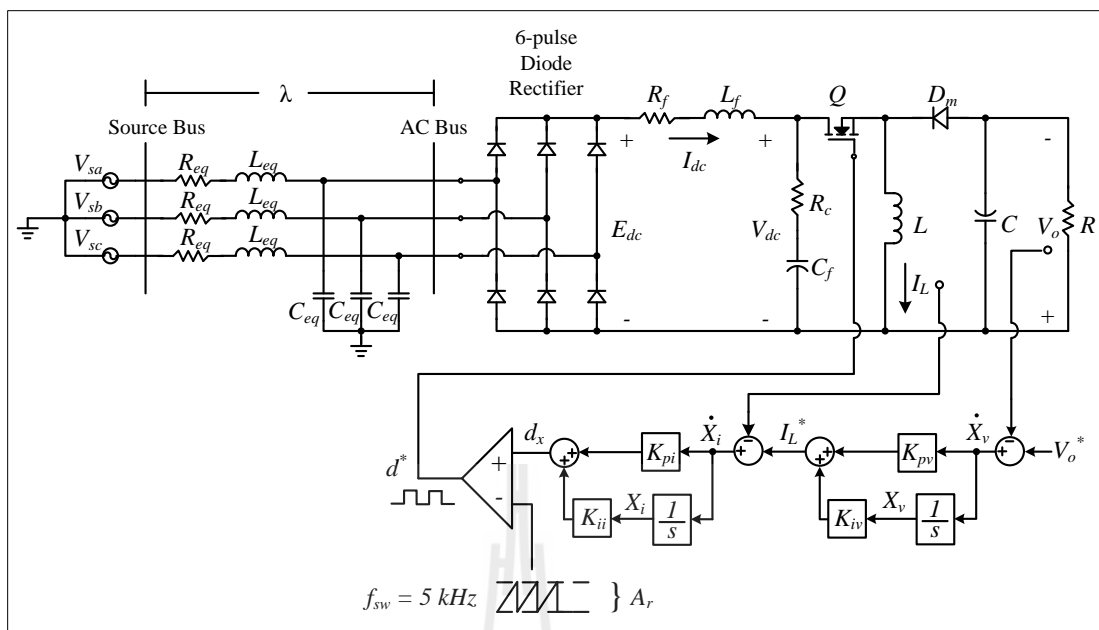
#### 7.1 บทนำ

การตรวจสอบเสถียรภาพด้วยชุดทดสอบจริง เป็นการยืนยันผลที่ได้จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีตามวิธีการที่ได้ศึกษาและนำเสนอเกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพในบทที่ 4 ในบทนี้จะใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6 ในการวิเคราะห์เสถียรภาพทางทฤษฎี จากนั้นจะทำการตรวจสอบผลโดยใช้ชุดทดสอบจริงที่สร้างขึ้นในบทที่ 5 เพื่อยืนยันผลจากทฤษฎีดังกล่าว

#### 7.2 การวิเคราะห์เสถียรภาพทางทฤษฎี

การพิสูจน์การวิเคราะห์เสถียรภาพทางทฤษฎีสำหรับระบบที่พิจารณา คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักกิ้ง-บูสต์ที่มีตัวควบคุม แสดงดังรูปที่ 7.1 ดำเนินการโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ นำไปวิเคราะห์เสถียรภาพตามวิธีการที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 4 ซึ่งได้แก่ การใช้ทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์เสถียรภาพของมิดเดิลบรูก โดยการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะอาศัยผลการจำลองสถานการณ์ด้วย SPS™ ของโปรแกรม MATLAB และผลที่ได้จากชุดทดสอบจริง โดยที่ค่าพารามิเตอร์สำหรับการวิเคราะห์ในบทนี้แสดงดังตารางที่ 7.1





รูปที่ 7.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม

ตารางที่ 7.1 พารามิเตอร์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพ

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$V_s$	15 V <sub>rms/phase</sub>	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
$\omega$	$2\pi \times 50$ rad/s	ความถี่ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า
$R_{eq}$	0.275 $\Omega$	ความต้านทานของสายส่ง
$L_{eq}$	217.82 $\mu$ H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
$C_{eq}$	2 nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
$R_f$	0.853 $\Omega$	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
$L_f$	74.03 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
$C_f$	205.21 $\mu$ F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
$R_c$	4.717 $\Omega$	ความต้านทานภายในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง
$R$	80 $\Omega$	ความต้านทานของโหลดวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์
$L$	15 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์
$C$	1,100 $\mu$ F	ความจุไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์
$A_r$	10	แอมพลิจูดของสัญญาณเปรียบเทียบ

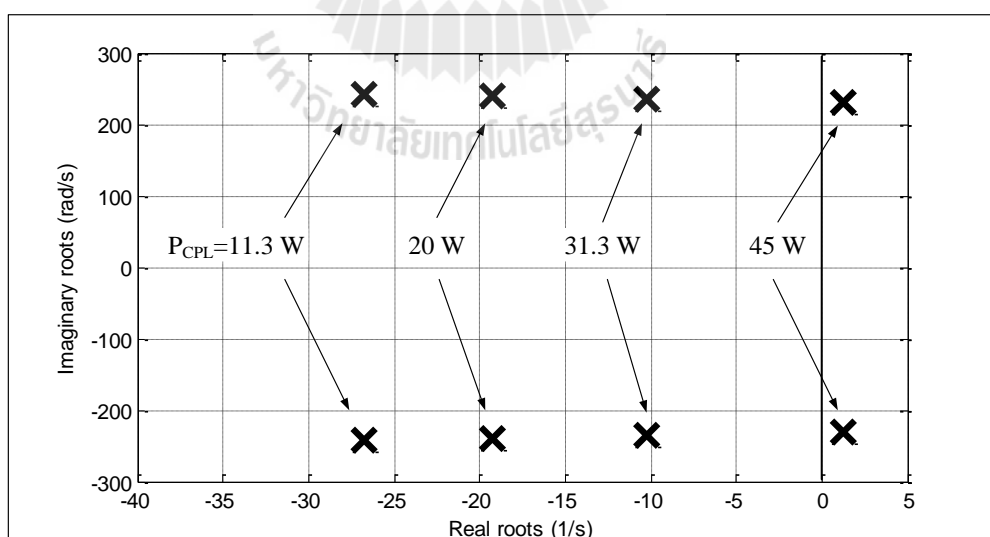
ตารางที่ 7.1 พารามิเตอร์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพ (ต่อ)

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$K_{pv}$	0.0785	ตัวปรับคุณตัวควบคุมพีของลูปรองดัน
$K_{iv}$	7.04	ตัวปรับคุณตัวควบคุมไอของลูปรองดัน
$K_{pi}$	2.0521	ตัวปรับคุณตัวควบคุมพีของลูประแส
$K_{ii}$	2,736	ตัวปรับคุณตัวควบคุมไอของลูประแส

การวิเคราะห์เสถียรภาพทางทฤษฎีโดยวิธีการต่าง ๆ ได้แก่ การวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง การวิเคราะห์ด้วยเกณฑ์ของมิตเดิลบรค มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

### 7.2.1 การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง

การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง โดยพิจารณาที่เมตริกซ์ **A** ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกิ้ง-บูสต์ที่มีตัวควบคุมที่ได้พิสูจน์ขึ้นในสมการที่ (3-43) ในบทที่ 3 โดยทำการปรับค่า  $V_o^*$  เริ่มตั้งแต่ 30 V จนถึง 60 V จะได้ค่าโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเท่ากับ 11.3 W ถึง 45 W จากการวิเคราะห์จะได้ตำแหน่งของค่าเจาะจง แสดงได้ดังรูปที่ 7.2

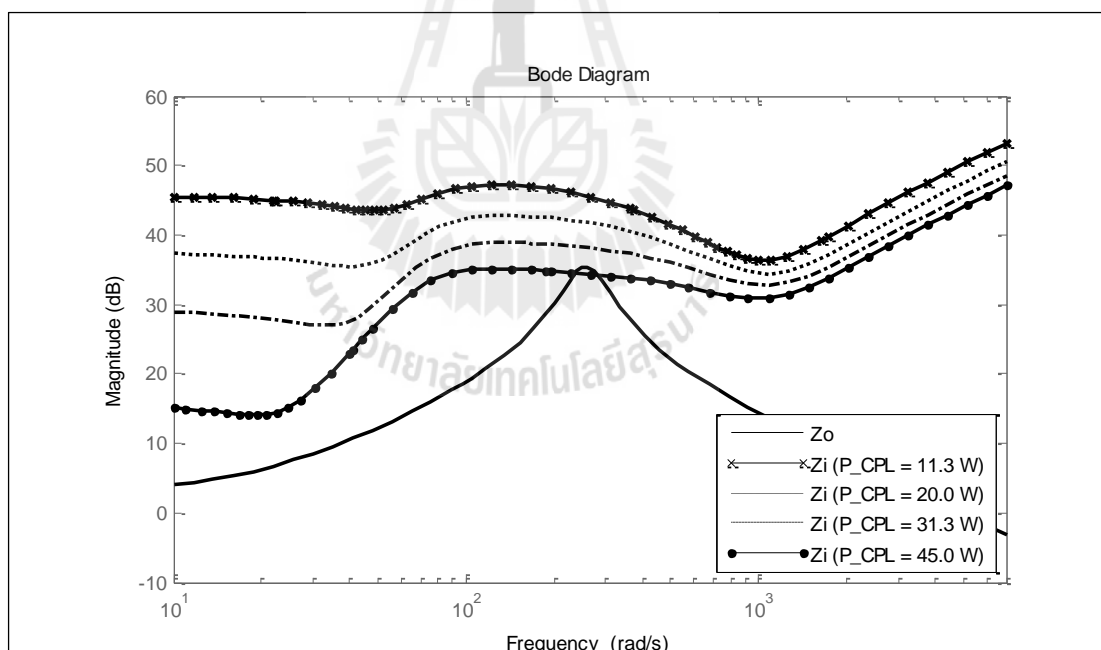


รูปที่ 7.2 ค่าเจาะจงของระบบที่พิจารณา

จากรูปที่ 7.2 พบว่าเมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวมีค่าเท่ากับ 11.3 W, 20 W และ 31.3 W ค่าเจาะจงยังคงอยู่ที่ฝั่งซ้ายของระนาบเอส หมายความว่าระบบยังมีเสถียรภาพ แต่เมื่อปรับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเท่ากับ 45 W ค่าเจาะจงได้ยู่ทางฝั่งขวาของระนาบเอส ดังนั้นจากการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงนี้จึงสรุปได้ว่าระบบที่พิจารณาเริ่มมีการขาดเสถียรภาพที่โหลดกำลังไฟฟ้า 45 W ซึ่งหมายถึงระบบจะขาดเสถียรภาพเมื่อปรับค่า  $V_o^*$  เท่ากับ 60 V

### 7.2.2 การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยเกณฑ์ของมิดเดิลบรูด

การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยเกณฑ์ของมิดเดิลบรูด โดยพิจารณาที่  $Z_o$  และ  $Z_i$  ของระบบที่พิจารณา หากพบว่าขนาดของ  $Z_o$  มีค่ามากกว่าขนาดของ  $Z_i$  ที่ความถี่ใด ๆ จะถือว่าระบบขาดเสถียรภาพ การวิเคราะห์จะใช้แบบจำลองสำหรับคำนวณหา  $Z_o$  และ  $Z_i$  ที่ได้พิสูจน์ขึ้นในบทที่ 4 ตามสมการที่ (4-8) และสมการที่ (4-15) ตามลำดับ จากนั้นนำไปพล็อตในแผนภาพโบด เพื่อสังเกตขนาดของ  $Z_o$  และ  $Z_i$  ที่ความถี่ต่าง ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 7.3



รูปที่ 7.3 แผนภาพโบดของ  $Z_o$  และ  $Z_i$

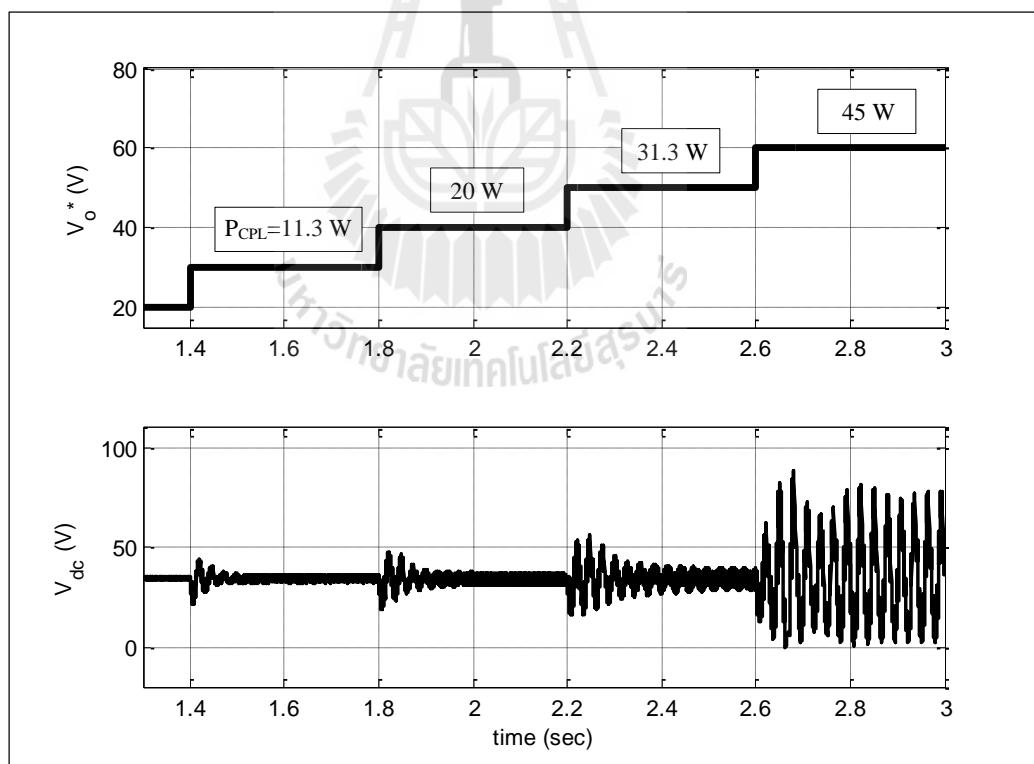
จากรูปที่ 7.3 พบว่าเมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวมีค่าเท่ากับ 11.3 W, 20 W และ 31.3 W ขนาดของ  $Z_o$  มีค่าน้อยกว่าขนาดของ  $Z_i$  ในทุกย่านความถี่ ซึ่งหมายความว่าระบบยังมีเสถียรภาพ แต่เมื่อปรับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเท่ากับ 45 W ขนาดของ  $Z_o$  มีค่ามากกว่าขนาดของ

$Z_i$  ในย่านความถี่ 256 Hz ดังนั้นจากการวิเคราะห์ด้วยเกณฑ์ของมิตเดิลบรูกนี้จึงสรุปได้ว่าระบบที่พิจารณาเริ่มมีการขาดเสถียรภาพที่โหลดกำลังไฟฟ้า 45 W ซึ่งตรงกับการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง

### 7.3 การตรวจสอบผลการวิเคราะห์เสถียรภาพ

#### 7.3.1 การตรวจสอบเสถียรภาพด้วย SPS<sup>TM</sup> ของ โปรแกรม MATLAB

การตรวจสอบเสถียรภาพโดยอาศัยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ด้วย SPS<sup>TM</sup> เพื่อยืนยันผลที่ได้จากการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์ของมิตเดิลบรูกจากระบบที่พิจารณาสามารถสร้างเป็นชุดบล็อกวงจรทำงานบนโปรแกรม MATLAB ซึ่งรายละเอียดแสดงไว้ในภาคผนวก ข.2 การตรวจสอบจะดำเนินการโดยปรับค่า  $V_o^*$  จาก 30 V จนถึง 60 V จะได้ค่าโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเท่ากับ 11.3 W ถึง 45 W และสังเกตการกระเพื่อมของผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  ผลการตรวจสอบแสดงดังรูปที่ 7.4

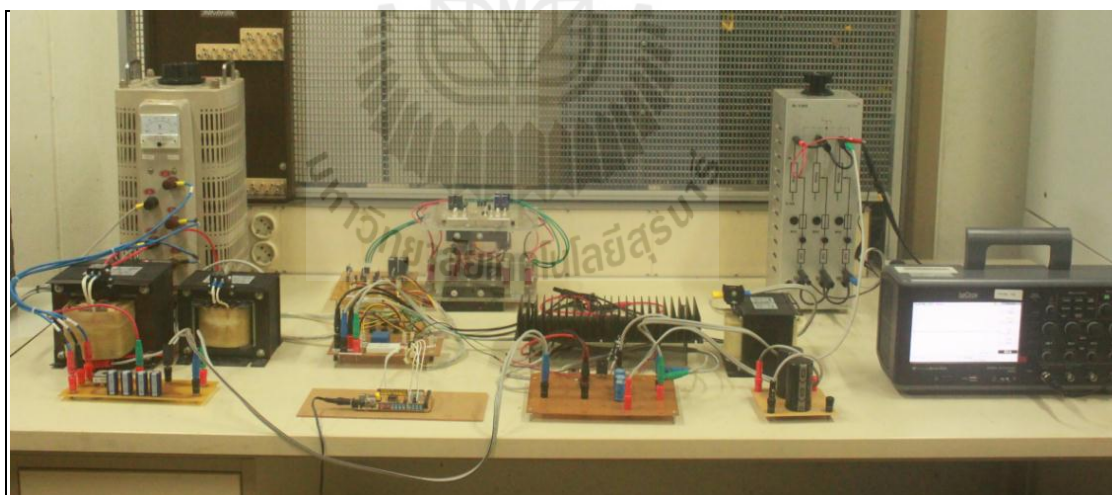


รูปที่ 7.4 ผลการตรวจสอบเสถียรภาพด้วย SPS<sup>TM</sup> ของ โปรแกรม MATLAB

จากรูปที่ 7.4 เมื่อทำการปรับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเท่ากับ 11.3 W, 20 W และ 31.3 W พบว่าผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  จะเกิดการแกว่งไกวเมื่อ  $V_o^*$  มีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด จากนั้น  $V_{dc}$  จะสามารถกลับเข้าสู่สภาวะคงตัวได้ในเวลาต่อมา แต่เมื่อทำการปรับ  $V_o^*$  เท่ากับ 60 V ซึ่งจะได้ค่าโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเท่ากับ 45 W พบว่าผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  เกิดการแกว่งไกวอย่างมากและไม่สามารถกลับเข้าสู่สภาวะคงตัวได้ จากผลการจำลองสถานการณ์นี้จึงสรุปได้ว่าระบบที่พิจารณาเริ่มขาดเสถียรภาพที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเท่ากับ 45 W ซึ่งตรงกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์ของมิดเดิลบรูก

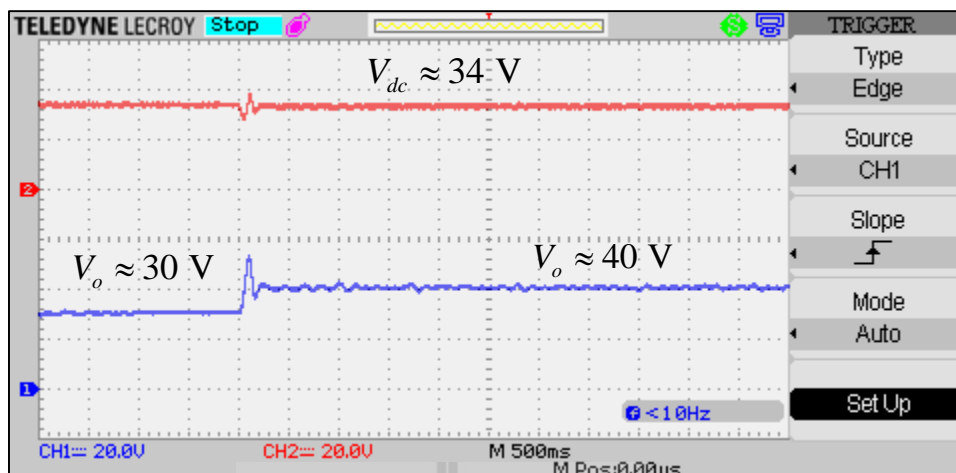
### 7.3.2 การตรวจสอบเสถียรภาพด้วยชุดทดสอบจริง

หลังจากที่ได้ทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโดยใช้การวิเคราะห์ทางทฤษฎีแล้ว ซึ่งได้ข้อสรุปว่าระบบที่พิจารณาเริ่มมีการขาดเสถียรภาพที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเท่ากับ 45 W หรือที่  $V_o^*$  เท่ากับ 60 V ดังนั้นเพื่อพิสูจน์ผลที่ได้จากทฤษฎี จึงทำการทดสอบการขาดเสถียรภาพด้วยชุดทดสอบจริง แสดงดังรูปที่ 7.5 ซึ่งเป็นชุดทดสอบของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมที่ได้สร้างขึ้นในบทที่ 5



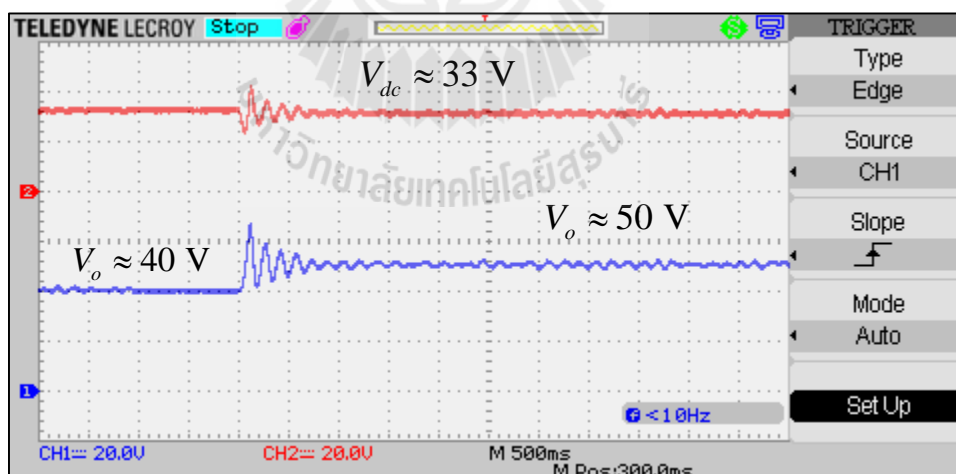
รูปที่ 7.5 ชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็น  
วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม

ทำการทดสอบวงจรในรูปที่ 7.5 โดยปรับค่า  $V_o^*$  ที่ถูกโปรแกรมไว้ภายในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ เริ่มจาก 30 V และปรับเพิ่มขึ้นเป็น 40 V จะได้ผลการตอบสนองของ  $V_{dc}$  และ  $V_o$  แสดงดังรูปที่ 7.6



รูปที่ 7.6 ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  และ  $V_o$  เมื่อ  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V

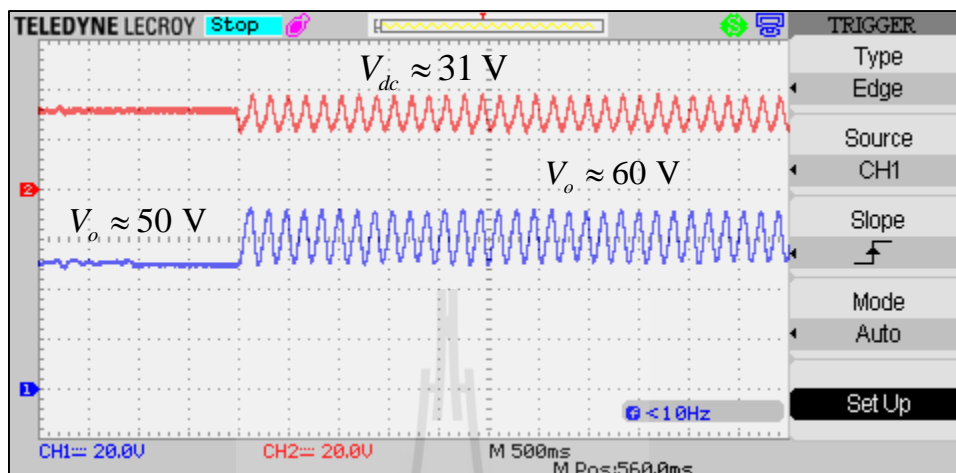
จากรูปที่ 7.6 สังเกตได้ว่าเมื่อ  $V_o$  เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  จะเกิดการแกว่งไกวเล็กน้อยและกลับเข้าสู่สภาวะคงตัว ซึ่งหมายความว่าระบบยังคงมีเสถียรภาพ หลังจากนั้นทำการปรับ  $V_o^*$  จาก 40 V เพิ่มขึ้นเป็น 50 V จะได้ผลการตอบสนองของ  $V_{dc}$  และ  $V_o$  แสดงดังรูปที่ 7.7



รูปที่ 7.7 ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  และ  $V_o$  เมื่อ  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 40 V เป็น 50 V

จากรูปที่ 7.7 เมื่อ  $V_o$  เปลี่ยนจาก 40 V เป็น 50 V ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  มีการแกว่งไกวมากขึ้นแต่สามารถกลับเข้าสู่สภาวะคงตัวได้ จึงถือวาระบบยังคงมีเสถียรภาพ จากนั้นทำ

การปรับ  $V_o^*$  จาก 50 V เพิ่มขึ้นเป็น 60 V จะได้ผลการตอบสนองของ  $V_{dc}$  และ  $V_o$  แสดงดังรูปที่ 7.8



รูปที่ 7.8 ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  และ  $V_o$  เมื่อ  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 50 V เป็น 60 V

จากรูปที่ 7.8 เมื่อ  $V_o$  เปลี่ยนจาก 50 V เป็น 60 V ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$  มีการแกว่งไกวอย่างมากและไม่สามารถกลับเข้าสู่สภาวะคงตัวได้ ดังนั้นจึงถือว่าชุดทดสอบเริ่มมีการขาดเสถียรภาพที่  $V_o$  เท่ากับ 60 V หรือที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเท่ากับ 45 W ซึ่งตรงกับการวิเคราะห์ทางทฤษฎี

#### 7.4 สรุป

การวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้นำเสนอในบทนี้ประกอบด้วย การวิเคราะห์โดยอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง การวิเคราะห์โดยอาศัยเกณฑ์ของมิดเดิลบรูก ซึ่งการวิเคราะห์ดังกล่าวใช้ค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6 เพื่อให้การวิเคราะห์มีความแม่นยำมากขึ้น จากการวิเคราะห์ทั้ง 2 วิธี และการยืนยันผลด้วยการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ พบว่าระบบมีจุดขาดเสถียรที่ตรงกัน ดังนั้นจึงสามารถคาดเดาจุดขาดเสถียรของชุดทดสอบจริงได้ชัดเจนยิ่งขึ้น จากนั้นจึงได้ดำเนินการตรวจสอบเสถียรภาพด้วยชุดทดสอบจริง เพื่อยืนยันผลที่ได้จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎี จากผลการทดสอบพบว่าชุดทดสอบมีการขาดเสถียรภาพที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเท่ากับ 45 W ซึ่งตรงกับผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎี ดังนั้นจึงถือได้ว่าวิธีการหรือทฤษฎีการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้นำเสนอไว้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ สามารถใช้เป็นเครื่องมือสำหรับคาดเดาการขาดเสถียรภาพของระบบจริงได้อย่างแม่นยำ และในบทถัดไป

จะเป็นการนำเสนอการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมการค้นหาคำตอบด้วย ATS สำหรับช่วยในการ  
ออกแบบตัวควบคุมพี โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ





## บทที่ 8

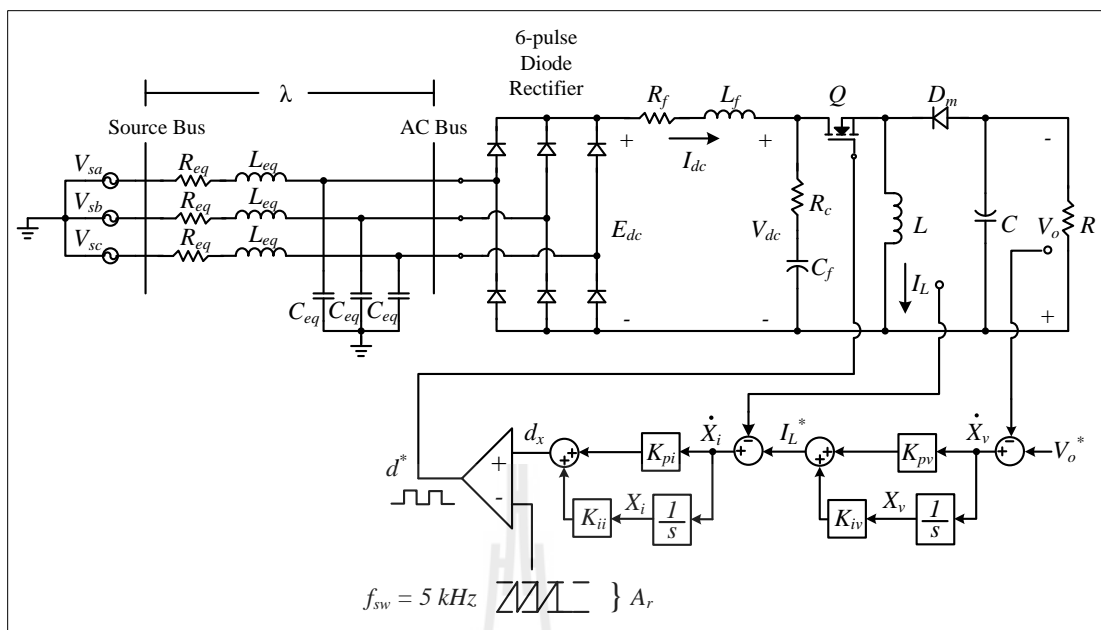
### การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

#### 8.1 บทนำ

จากการศึกษาการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมพีไอ เพื่อใช้ในการหาผลการตอบสนองของระบบและการวิเคราะห์เสถียรภาพพบว่าจุดเด่นของแบบจำลองดังกล่าวคือ สามารถให้ผลลัพธ์ได้ในระยะเวลาที่รวดเร็ว ซึ่งมีความเหมาะสมกับการนำไปประยุกต์ใช้กับอัลกอริทึมสำหรับการหาจุดที่ดีที่สุด (Optimization) ซึ่งในบทนี้จะนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search; ATS) ดังที่เคยได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6 เกี่ยวกับการระบุเอกลักษณ์มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม เพื่อค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ทำให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตมีสมรรถนะที่ดีที่สุดที่ยังทำให้ระบบมีเสถียรภาพ และตัวควบคุมมีความสมจริงสามารถนำไปสร้างจริงได้ในทางปฏิบัติ

#### 8.2 ระบบที่พิจารณา

ระบบที่พิจารณา คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์ แสดงได้ดังรูปที่ 8.1 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสามเฟส วงจรเรียงกระแสสามเฟส วงจรกรองกำลังไฟฟ้า และโหลดวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมพีไอต่อเรียงกัน



รูปที่ 8.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

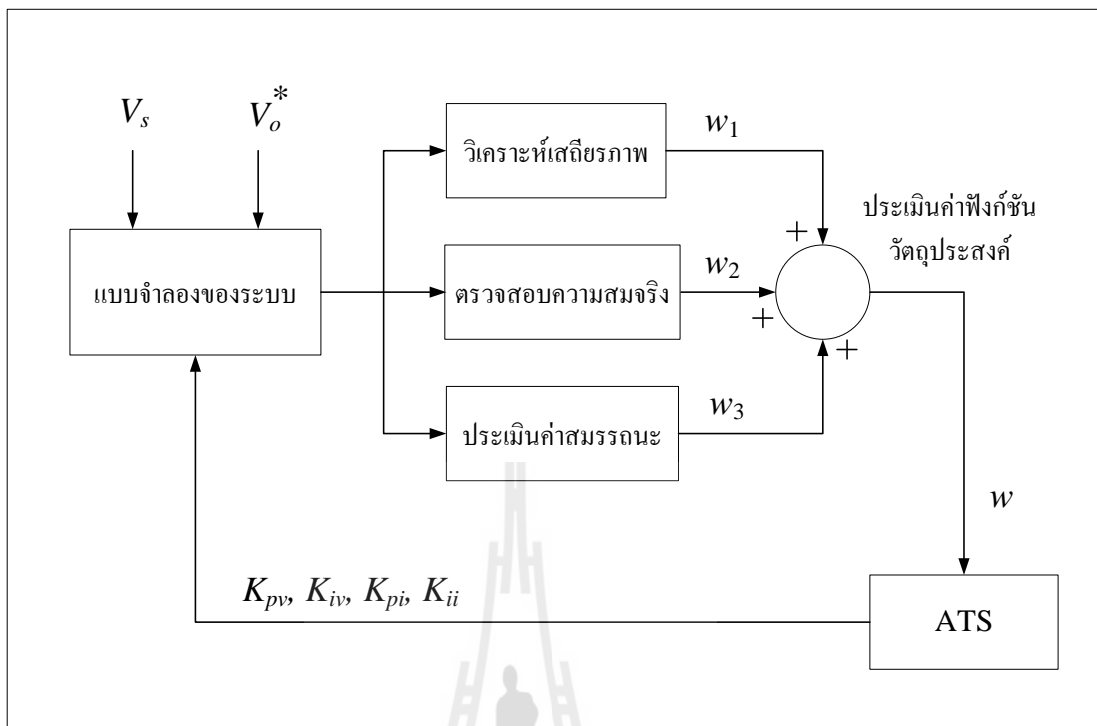
การออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วย ATS จำเป็นจะต้องใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่พิจารณาในการคำนวณหาข้อมูลต่าง ๆ ของระบบ เพื่อนำไปประเมินผลตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ ซึ่งแบบจำลองของระบบได้ทำการวิเคราะห์ไว้แล้วในบทที่ 3 โดยมีรูปแบบดังสมการที่ (8-1) ดังนี้

$$\begin{cases} \delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \end{cases} \quad (8-1)$$

รายละเอียดของสมการที่ (8-1) สามารถดูได้จากสมการที่ (3-43) ในบทที่ 3

### 8.3 กระบวนการออกแบบ

การออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วย ATS มีหลักการเดียวกับการระบุเอกลักษณ์ด้วย ATS ที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6 แต่ได้มีการเปลี่ยนแปลงแบบจำลองของระบบที่พิจารณา พารามิเตอร์ในกระบวนการค้นหาด้วย ATS และเงื่อนไขสำหรับการประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ กระบวนการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวถูกเขียนเป็นโปรแกรมดำเนินการบนโปรแกรม MATLAB โดยสามารถเขียนเป็นแผนผังได้ดังรูปที่ 8.2 ดังนี้



รูปที่ 8.2 กระบวนการออกแบบตัวควบคุมฟuzzyด้วย ATS

จากรูปที่ 8.2 สามารถเขียนเป็นขั้นตอนการทำงานได้ดังนี้  
ขั้นตอนที่ 1 กำหนดค่า  $V_s$  และ  $V_o^*$  ในจุดการทำงานที่ต้องการ ซึ่งในที่นี้ใช้  $V_s$  เท่ากับ 15 V ส่วน  $V_o^*$  กำหนดให้มี 2 ขั้นตอนการทำงาน คือ  $V_o^*$  เปลี่ยนแปลงจาก 20 V ไปเป็น 30 V และ  $V_o^*$  เปลี่ยนแปลงจาก 30 V ไปเป็น 40 V ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของ  $V_o^*$  จะเป็นการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด ค่าตอบของกระบวนการค้นหาที่กำหนดให้เป็นค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้แก่  $K_{pv}$ ,  $K_{iv}$ ,  $K_{pi}$  และ  $K_{ii}$  นอกจากนี้ได้มีการใช้ค่าพารามิเตอร์สำหรับอัลกอริทึมการค้นหาด้วย ATS ที่มีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา แสดงดังตารางที่ 8.1 ดังนี้

ตารางที่ 8.1 พารามิเตอร์ของ ATS (ดูรายละเอียดที่มาได้จาก ภาคผนวก ง.2)

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
<i>Initial number neighbor</i>	30	จำนวนการสุ่มคำตอบเริ่มต้น
<i>Radius</i>	20 %	รัศมีการค้นหาคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของขอบเขต
<i>DF</i>	1.15	อัตราปรับลดรัศมี

ตารางที่ 8.1 พารามิเตอร์ของ ATS (ต่อ)

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
<i>Round</i>	50	จำนวนรอบการค้นหา
<i>Number neighbor</i>	20	จำนวนการสุ่มคำตอบในแต่ละรอบการค้นหา

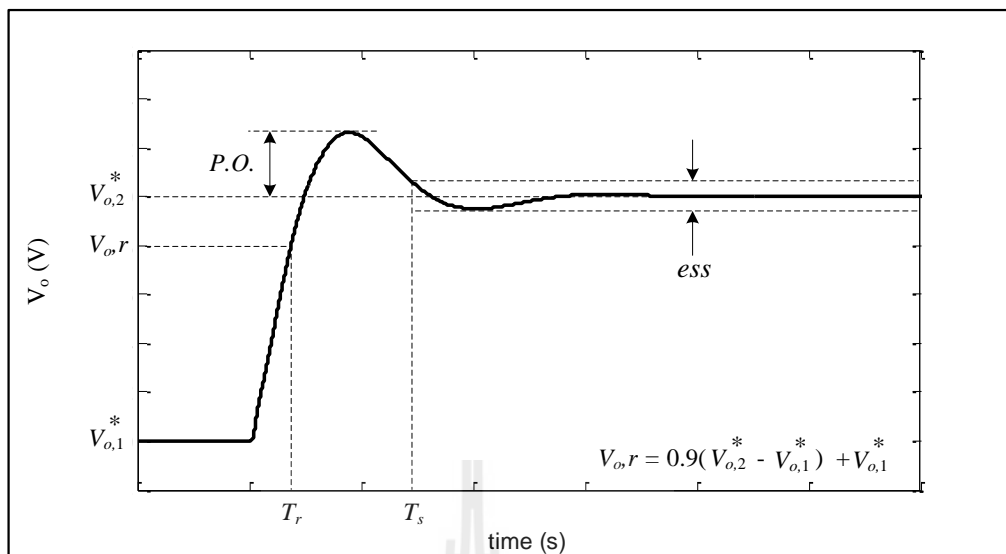
ขั้นตอนที่ 2 ทำการวิเคราะห์เสถียรภาพโดยอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง โดยพิจารณาที่เมตริกซ์  $A$  ของแบบจำลองในสมการที่ (8-1) ซึ่งมีเงื่อนไข คือ หากค่าเจาะจงทุกตัวของระบบมีค่าส่วนจริงน้อยกว่าศูนย์ถือว่าระบบมีเสถียรภาพ กำหนดให้  $w_1 = 0$  มิเช่นนั้นแล้ว กำหนดให้  $w_1 = 10$

ขั้นตอนที่ 3 การตรวจสอบความสมจริง ในการออกแบบตัวควบคุมด้วย ATS นั้นมีเป้าหมายคือต้องการให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตมีสมรรถนะที่ดีที่สุด ซึ่งบางครั้งอาจทำให้ตัวควบคุมที่ออกแบบมีอัตราขยายที่สูงเกินไปและไม่สามารถนำไปสร้างจริงได้ ผู้วิจัยจึงได้กำหนดเงื่อนไขตรวจสอบเกี่ยวกับสัญญาณควบคุม ( $d_x$ ) ซึ่งมีความสัมพันธ์กับพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังสมการที่ (8-2) ดังนี้

$$d_x = -K_{pi}I_L - K_{pv}K_{pi}V_o + K_{iv}K_{pi}X_v + K_{ii}X_i + K_{pv}K_{pi}V_o^* \quad (8-2)$$

โดยปกติแล้ว  $d_x$  จะต้องมีค่าอยู่ภายในช่วงของสัญญาณเปรียบเทียบสามเหลี่ยม จึงจะสามารถเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างเป็นสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มได้ โดยได้กำหนดให้สัญญาณเปรียบเทียบสามเหลี่ยมอยู่ในช่วง 0 ถึง 10 ดังนั้นหาก  $d_x$  มีค่าอยู่ในช่วงตั้งแต่ 0 ถึง 10 จะถือว่าตัวควบคุมที่ออกแบบมีความสมจริง ซึ่งกรณีนี้กำหนดให้  $w_2 = 0$  มิเช่นนั้นแล้ว กำหนดให้  $w_2 = 10$  เนื่องจากการกำหนดค่า  $w_2$  เท่ากับ 10 คือการปรับโทษคำตอบให้มีค่าที่แยกลง เพื่อที่จะไม่นำคำตอบดังกล่าวมาเป็นคำตอบที่ดีที่สุด

ขั้นตอนที่ 4 การประเมินค่าสมรรถนะของผลการตอบสนองของ  $V_o$  ซึ่งประกอบด้วย เปอร์เซนต์การพุ่งเกิน (Percent overshoot;  $P.O.$ ), ช่วงเวลาขึ้น (Rise time;  $T_r$ ) และช่วงเวลาเข้าที่ (Settling time;  $T_s$ ) แสดงดังรูปที่ 8.3



รูปที่ 8.3 สมรรถนะที่พิจารณาสำหรับผลการตอบสนอง

จากค่าสมรรถนะที่พิจารณาสรุปได้ว่าผลการตอบสนองที่ดีจะต้องมีค่า  $P.O.$ ,  $T_r$  และ  $T_s$  ที่น้อย ซึ่งค่าสมรรถนะกำหนดให้เป็น  $w_3$  สามารถเขียนเป็นสมการให้สอดคล้องกับเงื่อนไขการวิเคราะห์เสถียรภาพและการตรวจสอบความสมจริงได้ดังสมการที่ (8-3) คือ

$$w_3 = h_1 \left( \frac{P.O._{ATS}}{P.O._{CON}} \right) + h_2 \left( \frac{T_{r,ATS}}{T_{r,CON}} \right) + h_3 \left( \frac{T_{s,ATS}}{T_{s,CON}} \right) \quad (8-3)$$

เมื่อ  $h_1$ ,  $h_2$  และ  $h_3$  คือ ค่าปรับความสำคัญ โดยที่  $h_1 + h_2 + h_3 = 1$

$P.O._{ATS}$  คือ เปอร์เซนต์การพุ่งเกินของ  $V_o$  ที่ใช้ตัวควบคุมออกแบบโดย ATS

$T_{r,ATS}$  คือ ช่วงเวลาขึ้นของ  $V_o$  ที่ใช้ตัวควบคุมออกแบบโดย ATS

$T_{s,ATS}$  คือ ช่วงเวลาเข้าที่ของ  $V_o$  ที่ใช้ตัวควบคุมออกแบบโดย ATS

$P.O._{CON}$  คือ เปอร์เซนต์การพุ่งเกินของ  $V_o$  ที่ใช้ตัวควบคุมออกแบบโดยวิธีดั้งเดิม

$T_{r,CON}$  คือ ช่วงเวลาขึ้นของ  $V_o$  ที่ใช้ตัวควบคุมออกแบบโดยวิธีดั้งเดิม

$T_{s,CON}$  คือ ช่วงเวลาเข้าที่ของ  $V_o$  ที่ใช้ตัวควบคุมออกแบบโดยวิธีดั้งเดิม

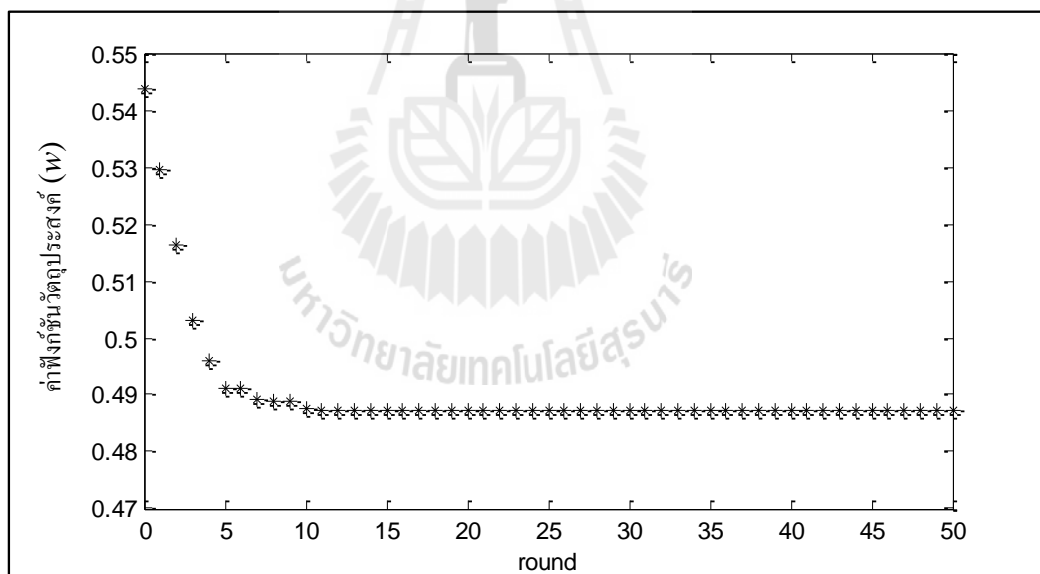
ขั้นตอนที่ 5 การประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ( $w$ ) โดยนำผลการตรวจสอบจากขั้นตอนที่ 2 ถึงขั้นตอนที่ 4 มารวมกัน เขียนได้ดังสมการที่ (8-4) คือ

$$w = w_1 + w_2 + w_3 \quad (8-4)$$

ขั้นตอนที่ 6 นำค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ส่งให้กับกลไกการค้นหาของ ATS เพื่อประมวลผลและสุ่มค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชุดใหม่ส่งให้กับแบบจำลองของระบบ โดยมีหลักการเช่นเดียวกับการระบุเอกลักษณ์ด้วย ATS ในบทที่ 6 กระบวนการทั้งหมดนี้จะทำวนซ้ำตามจำนวนรอบที่กำหนดไว้คือ 50 รอบ และเมื่อกระบวนการเสร็จสิ้น โปรแกรมจะแสดงผลการออกแบบตัวควบคุมและผลการตรวจสอบเงื่อนไขต่าง ๆ ซึ่งมีรายละเอียดแสดงไว้ในหัวข้อถัดไป

#### 8.4 ผลการออกแบบตัวควบคุม

จากหัวข้อที่ผ่านมา การออกแบบตัวควบคุมพีไอใช้กระบวนการค้นหาคำตอบด้วย ATS จำนวนทั้งหมด 50 รอบ ซึ่งค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ดีที่สุดของการค้นหาในแต่ละรอบได้ถูกบันทึกไว้ แสดงได้ดังรูปที่ 8.4



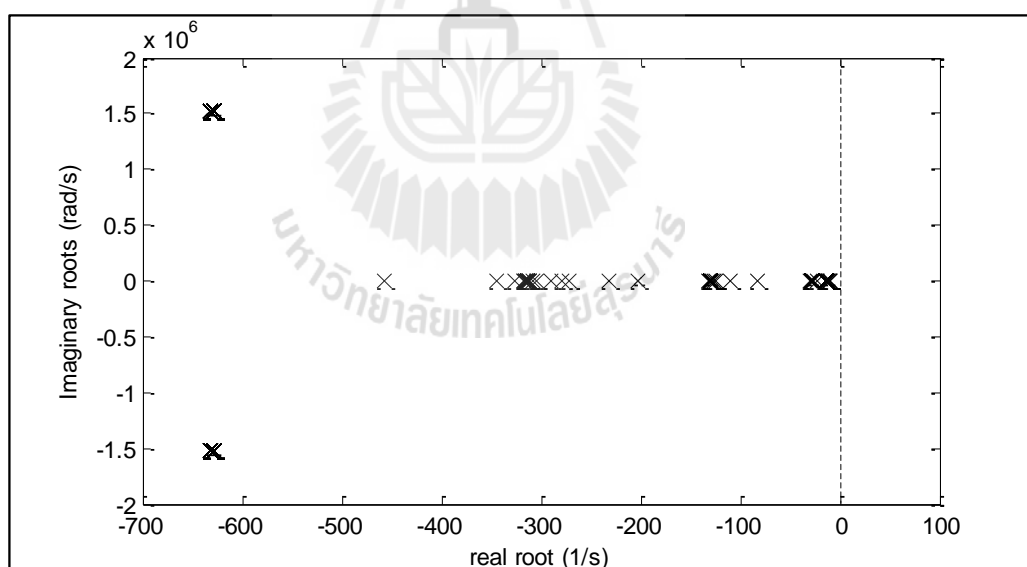
รูปที่ 8.4 ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ดีที่สุดของการค้นหาแต่ละรอบ

จากรูปที่ 8.4 ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ได้จากกระบวนการออกแบบตัวควบคุมในแต่ละรอบมีค่าน้อยลง ซึ่งเป็นการบ่งบอกว่าสามารถค้นหาตัวควบคุมที่ทำให้ผลการตอบสนองของ  $V_o$  มีสมรรถนะที่ดีขึ้น โดยที่ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่มีค่าน้อยที่สุดคือ 0.4812 จะได้พารามิเตอร์ของตัว

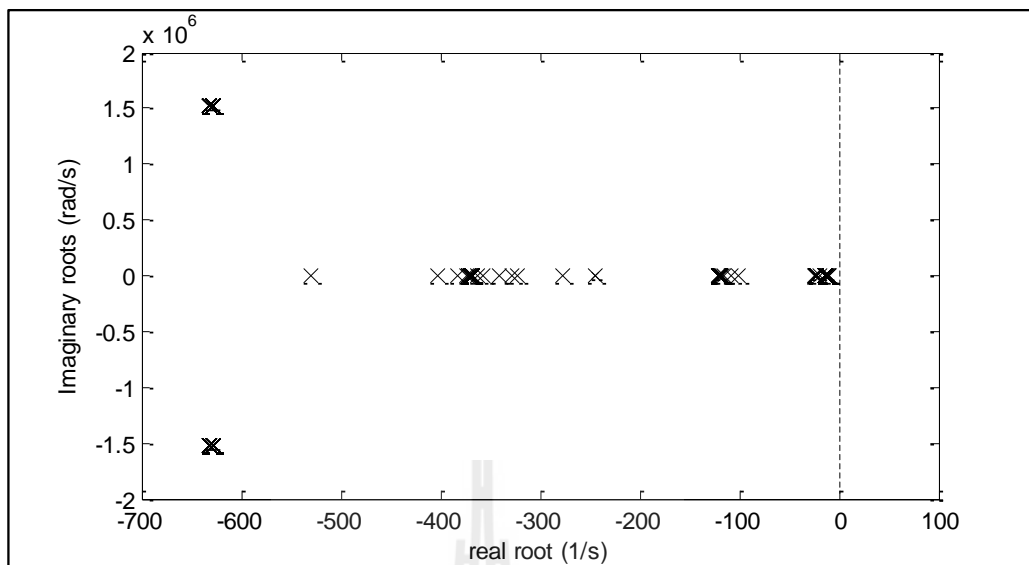
ควบคุมที่ทำให้ผลการตอบสนองของ  $V_o$  มีสมรรถนะที่ดีที่สุด ซึ่งพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวมีค่าดังนี้

$K_{pv} = 0.2349$	(อยู่ในช่วงขอบเขตการคั่นหาระหว่าง 0.0157 ถึง 0.314)
$K_{iv} = 3.0329$	(อยู่ในช่วงขอบเขตการคั่นหาระหว่าง 1.408 ถึง 28.16)
$K_{pi} = 1.0375$	(อยู่ในช่วงขอบเขตการคั่นหาระหว่าง 0.4104 ถึง 8.208)
$K_{ii} = 1,693$	(อยู่ในช่วงขอบเขตการคั่นหาระหว่าง 547.2 ถึง 10,944)

การตรวจสอบเสถียรภาพในระหว่างการออกแบบตัวควบคุมจำนวนทั้งหมด 50 รอบ ได้มีการตรวจสอบค่าเงาของระบบตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ และบันทึกตำแหน่งของค่าเงาเหล่านั้นเพื่อใช้ในการแสดงผล โดยที่การออกแบบจะแบ่งออกเป็น 2 จุดการทำงาน คือ ที่  $V_o^*$  เท่ากับ 30 V จะได้ค่าเงาแสดงดังรูปที่ 8.5 และเมื่อ  $V_o^*$  เท่ากับ 40 V จะได้ค่าเงาแสดงดังรูปที่ 8.6



รูปที่ 8.5 ค่าเงาจริงในกระบวนการออกแบบตัวควบคุม เมื่อ  $V_o^*$  เท่ากับ 30 V

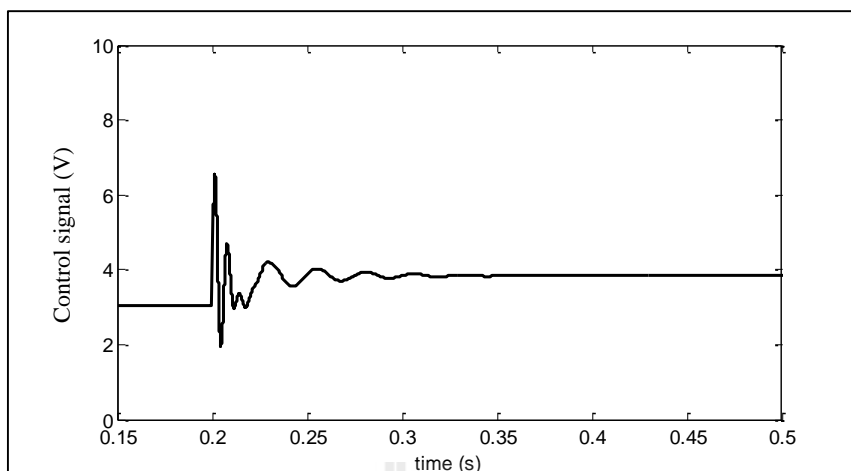


รูปที่ 8.6 ค่าเจาะจงในกระบวนการออกแบบตัวควบคุม เมื่อ  $V_o^*$  เท่ากับ 40 V

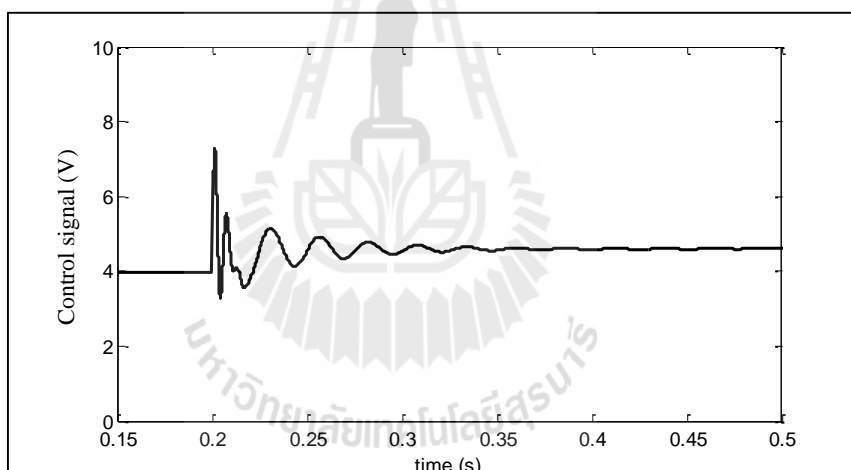
จากรูปที่ 8.5 และ 8.6 คือผลการวิเคราะห์เสถียรภาพที่เกิดขึ้นในกระบวนการออกแบบตัวควบคุมที่มีจำนวนรอบการค้นหาทั้งหมด 50 รอบ จะสังเกตได้ว่าค่าเจาะจงมีการกระจายตัวและซ้อนทับกันเป็นกลุ่ม ซึ่งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม อย่างไรก็ตาม ค่าเจาะจงทั้งหมดนี้มีค่าส่วนจริงน้อยกว่าศูนย์ จึงถือได้ว่าตัวควบคุมที่ออกแบบได้ในแต่ละรอบยังคงทำให้ระบบมีเสถียรภาพ

การตรวจสอบความสมจริงในกระบวนการออกแบบตัวควบคุมด้วย ATS คำตอบที่ดีที่สุดจะต้องเป็นตัวควบคุมที่มีความถูกต้องตามเงื่อนไขความสมจริง ดังนั้นจึงได้ทำการตรวจสอบโดยคำนวณหา  $d_x$  ที่เกิดจากตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้น ตามความสัมพันธ์ในสมการที่ (8-2) ซึ่งต้องอาศัยการคำนวณหาตัวแปรที่เกี่ยวข้องด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (8-1) โดยกำหนดให้  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V และ  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V จะได้สัญญาณควบคุม  $d_x$  ของตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นโดย ATS แสดงได้ดังรูปที่ 8.7 และรูปที่ 8.8 ตามลำดับ





รูปที่ 8.7 สัญญาณ  $d_x$  เมื่อ  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V

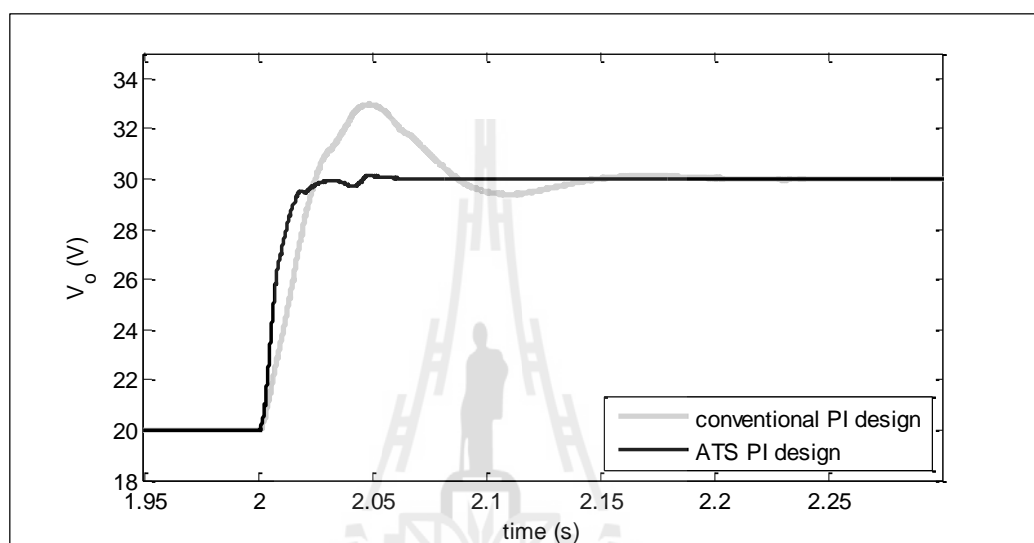


รูปที่ 8.8 สัญญาณ  $d_x$  เมื่อ  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V

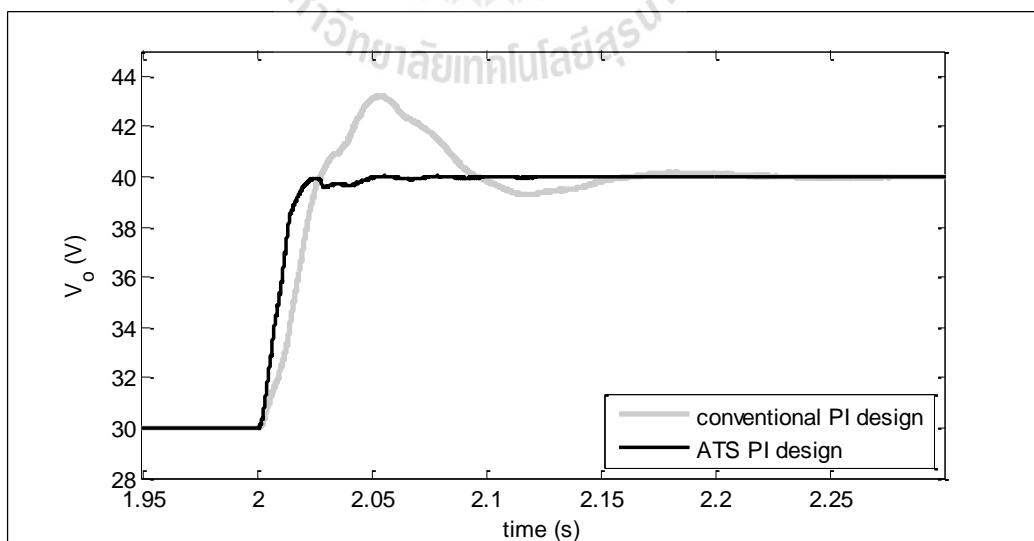
จากรูปที่ 8.7 และ 8.8 คือ สัญญาณควบคุม  $d_x$  ที่เกิดจากตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นโดย ATS ซึ่งมีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการที่ (8-2) จากรูปจะพบว่าระดับของสัญญาณ  $d_x$  อยู่ภายในช่วง 0 ถึง 10 ดังนั้นจึงถือได้ว่าตัวควบคุมนี้มีความสมจริงสามารถนำไปใช้ในงานจริงได้ จากนั้นนำตัวควบคุมที่ออกแบบด้วย ATS ไปจำลองสถานการณ์เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของ  $V_o$  และนำไปใช้กับชุดทดสอบจริง ซึ่งได้ผลดังต่อไปนี้

#### 8.4.1 ผลการตอบสนองที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์

เพื่อยืนยันผลการออกแบบ ดำเนินการโดยนำตัวควบคุมที่ออกแบบด้วย ATS และตัวควบคุมที่ออกโดยวิธีดั้งเดิมไปจำลองสถานการณ์ด้วย SPS™ ของโปรแกรม MATLAB จะได้ผลการตอบสนองของ  $V_o$  เมื่อ  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V แสดงดังรูปที่ 8.9 และผลการตอบสนองของ  $V_o$  เมื่อ  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V แสดงดังรูปที่ 8.10



รูปที่ 8.9 ผลการตอบสนองของ  $V_o$  เมื่อ  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V

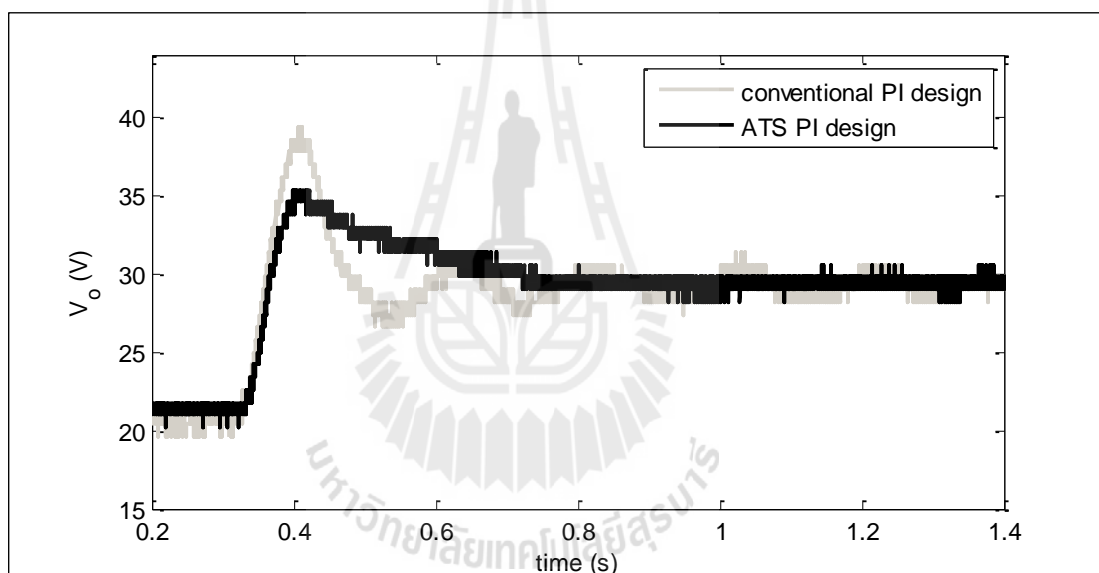


รูปที่ 8.10 ผลการตอบสนองของ  $V_o$  เมื่อ  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V

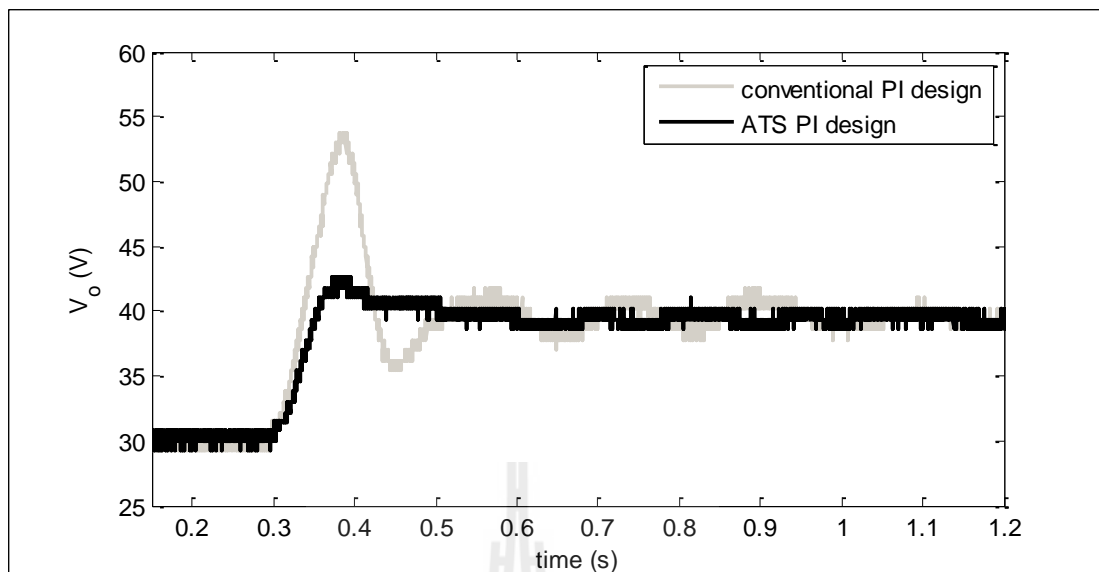
จากรูปที่ 8.9 และรูปที่ 8.10 พบว่าผลการตอบสนองของ  $V_o$  ที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วย ATS มีสมรรถนะที่ดีกว่าการใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีดั้งเดิมอย่างชัดเจน

#### 8.4.2 ผลการตอบสนองที่ได้จากชุดทดสอบจริง

เพื่อให้เกิดความสมจริงมากขึ้น จะนำตัวควบคุมที่ออกแบบด้วย ATS ไปใช้กับชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่ง-บัสต์ที่มีตัวควบคุมพีไอที่สร้างขึ้นในบทที่ 5 เพื่อเก็บบันทึกผลการตอบสนองของ  $V_o$  มาเปรียบเทียบกับสมรรถนะกับผลการตอบสนองของ  $V_o$  ของชุดทดสอบที่ใช้ตัวควบคุมแบบดั้งเดิม โดยทำการปรับ  $V_o^*$  จาก 20 V เป็น 30 V จะได้  $V_o$  แสดงดังรูปที่ 8.11 และปรับ  $V_o^*$  จาก 30 V เป็น 40 V จะได้  $V_o$  แสดงดังรูปที่ 8.12



รูปที่ 8.11 ผลการตอบสนองของ  $V_o$  เมื่อ  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V



รูปที่ 8.12 ผลการตอบสนองของ  $V_o$  เมื่อ  $V_o^*$  เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V

จากรูปที่ 8.11 และรูปที่ 8.12 พบว่าผลการตอบสนองของ  $V_o$  ที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วย ATS มีสมรรถนะที่ดีกว่าการใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีดั้งเดิม ซึ่งมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ดังนั้นการออกแบบที่น่าเสนอในบทนี้ แสดงให้เห็นว่าวิธีการ ATS สามารถออกแบบตัวควบคุมที่ให้ผลการตอบสนองที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม

## 8.5 สรุป

การออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เป็นการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมการค้นหาคำตอบด้วย ATS โดยมีแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมที่ได้พิสูจน์ขึ้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เป็นองค์ประกอบในกระบวนการออกแบบ จากผลการออกแบบพบว่าผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของระบบที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบโดย ATS มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบโดยวิธีดั้งเดิมทั้งในการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรมคอมพิวเตอร์และการทดสอบด้วยชุดทดสอบจริง ดังนั้นจึงถือได้ว่าการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วย ATS สามารถนำไปใช้จริงได้อย่างมีประสิทธิภาพ

## บทที่ 9

### สรุปและข้อเสนอแนะ

#### 9.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เริ่มจากการค้นคว้าปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในอดีตที่ผ่านมา คือ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่มีพฤติกรรมเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว และการค้นหาคำตอบโดยอาศัยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ โดยผลงานวิจัยต่าง ๆ ในข้างต้นถือเป็นพื้นฐานและองค์ความรู้ที่สำคัญอย่างยิ่งต่อการทำงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ซึ่งผลงานวิจัยดังกล่าวได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 2

ต่อมาในบทที่ 3 ได้นำเสนอการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ โดยนำวิธีคิดวิเคราะห์ในส่วนของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปนำมาใช้ในการวิเคราะห์ห้วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ จากวิธีการดังกล่าวจะทำให้แบบจำลองของระบบเป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นกับเวลา สามารถนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพได้ง่ายยิ่งขึ้น โดยแบบจำลองที่พิสูจน์ขึ้นนี้ได้รับการตรวจสอบความถูกต้องโดยอาศัยการเปรียบเทียบผลการตอบสนองจากแบบจำลองและผลการตอบสนองจากการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งพบว่าผลการตอบสนองของระบบมีลักษณะที่ตรงกัน ดังนั้นจึงถือได้ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้พิสูจน์ขึ้นมีความถูกต้อง สามารถนำไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบได้

ในบทที่ 4 ได้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ซึ่งได้ทำการวิเคราะห์โดยอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง คือ การตรวจสอบที่ตำแหน่งค่าเจาะจงของระบบผ่านแบบจำลองที่พิสูจน์ขึ้นในบทที่ 3 และการวิเคราะห์โดยใช้เกณฑ์ของมิตเดิลบรูก คือ การตรวจสอบที่ค่าอิมพีแดนซ์ของระบบ ซึ่งจากผลการวิเคราะห์พบว่า ทั้ง 2 วิธี ให้ผลที่สอดคล้องกัน นอกจากนี้ยังได้ทำการยืนยันผลการวิเคราะห์โดยอาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งพบว่าผลการตรวจสอบมีความสอดคล้องกับการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเช่นเดียวกัน ดังนั้นวิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้นำเสนอจึง

เป็นวิธีที่มีความน่าเชื่อถือ สามารถนำไปใช้ในการคาดเดาจุดขาดเสถียรของชุดทดสอบจริงได้

ในบทที่ 5 ได้นำเสนอการสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ โดยได้ทำการสร้างชุดทดสอบอย่างเป็นขั้นตอน เพื่อสังเกตการทำงานของวงจรในแต่ละส่วน รวมถึงการทำงานของตัวควบคุม ซึ่งพบว่าวงจรสามารถทำงานได้ถูกต้องตามที่ต้องการ ดังนั้นชุดทดสอบนี้สามารถนำไปใช้ในการตรวจสอบเสถียรภาพเพื่อยืนยันผลจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีได้

ในบทที่ 6 ได้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ของชุดทดสอบ โดยอาศัยวิธีการต่าง ๆ ได้แก่ การใช้เครื่องมือวัดโดยตรง และการใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ เพื่อให้ทราบค่าพารามิเตอร์ที่แท้จริงของชุดทดสอบ สำหรับนำไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบให้มีความแม่นยำมากขึ้น

ในบทที่ 7 ได้นำเสนอการตรวจสอบเสถียรภาพโดยอาศัยชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่สร้างขึ้นในบทที่ 5 ซึ่งจากผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ในบทที่ 6 พบว่าระบบจะขาดเสถียรภาพที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเท่ากับ 45 W ซึ่งหลังจากทำการตรวจสอบด้วยชุดทดสอบพบว่าระบบเกิดการขาดเสถียรภาพที่โหลดกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 45 W เช่นเดียวกัน ดังนั้นจึงถือได้ว่าการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงและเกณฑ์ของมิดเดิลบรูกเป็นวิธีการที่สามารถนำไปคาดเดาจุดขาดเสถียรภาพของระบบจริงได้อย่างแม่นยำ

และในบทที่ 8 ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวในการช่วยออกแบบตัวควบคุมที่ทำให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตมีสมรรถนะที่ดีที่สุด โดยมีเงื่อนไขเกี่ยวกับตรวจสอบเสถียรภาพและเงื่อนไขความสมจริง เป็นองค์ประกอบในกระบวนการออกแบบ การออกแบบตัวควบคุมนี้อาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่ได้พิสูจน์ขึ้นในบทที่ 3 ซึ่งมีจุดเด่น คือ สามารถให้ผลการตอบสนองได้ในเวลาที่รวดเร็ว เหมาะกับการนำมาใช้กับอัลกอริทึมการค้นหาด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ จากผลการออกแบบตัวควบคุมพบว่า ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของระบบที่อาศัยตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบโดยวิธีการดั้งเดิม ทั้งในการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรมคอมพิวเตอร์และผลที่ได้จากชุดทดสอบจริง

## 9.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

- ควรมีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ ด้วยการอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อให้ทราบข้อมูลจากผลการวิเคราะห์เสถียรภาพมากขึ้น

- ควรมีการศึกษาการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันกำลัง ภายใต้ โหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง เพื่อใช้จำลองการทำงานและการวิเคราะห์เสถียรภาพได้ ครอบคลุมยิ่งขึ้น



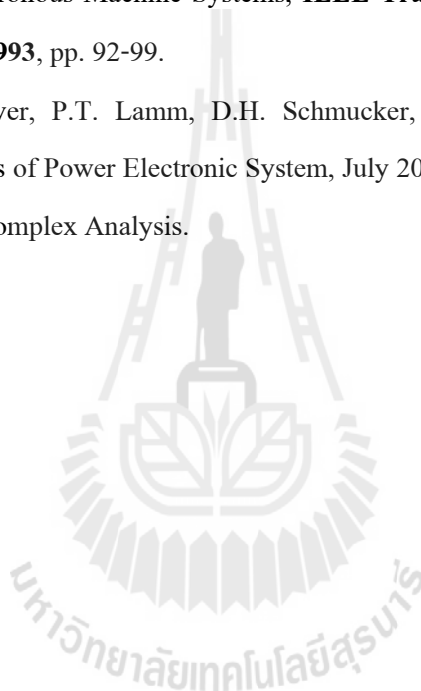
## รายการอ้างอิง

- A. Emadi, A. Khaligh, C.H. Rivetta, and G.A. Williamson, Constant Power Loads and Negative Impedance Instability in Automotive Systems: Definition, Modeling, Stability, and Control of Power Electronic Converters and Motor Drives, **IEEE Trans. on Vehicular Tech.**, vol. 55, no. 4, July 2006, pp.1112- 1125.
- A. Emadi, Modeling of Power Electronic Loads in AC Distribution Systems Using the Generalized State-Space Averaging Method, **IEEE Trans. on Indus. Elect.**, Vol. 51, n. 5, October 2004, pp. 992-1000.
- C. Rivetta, G.A. Williamson, and A. Emadi, Constant Power Loads and Negative Impedance Instability in Sea and Undersea Vehicles: Statement of the Problem and Comprehensive Large-Signal Solution, in Proc. **IEEE Electric Ship Tech. Symposium., Philadelphia, PA USA, July 2005**, pp.313-320
- C-M Ong, "Dynamic Simulation of Electric Machinery using MATLAB/Simulink," Prentice Hall, 1998
- C.T. Rim, D.Y. Hu, and G.H. Cho, Transformers as Equivalent Circuits for Switches: General Proofs and D-Q Transformation-Based Analyses, **IEEE Trans. on Indus. Appl.**, Vol. 26, n. 4, July/August 1990, pp. 777-785.
- D. Puangdownreong, K.-N. Areerak, A. Srikaew, S. Sujitjorn, P. Totarong, System identification via Adaptive Tabu Search, **IEEE International Conference 2005, vol.2**, pp. 915 - 920.
- J. Mahdavi, A. Emadi, M.D. Bellar, and M. Ehsani, Analysis of Power Electronic Converters Using the Generalized State-Space Averaging Approach, **IEEE Trans. On Circuit and Systems.**, Vol. 44, August 1997, pp.767-770.
- K. Chaijarunudomrung, K-N. Areerak, and K-L. Areerak, Modeling of Three-phase Controlled Rectifier using a DQ method, **2010 International Conference on Advances in Energy Engineering (ICAEE 2010), Beijing, China: June 19-20, 2010**, pp.56-59.



- K. Chaijarunudomrung, K-N. Areerak, and K-L. Areerak, The Stability Study of ACDC Power System with Controlled Rectifier Including Effect of Voltage Control, **European Journal of Scientific Research**, **October 2011**, pp. 463-480
- K.M. Tsang, Cascade controller for DC/DC buck converter ,**IEE Proceedings Electric Power Application** , **8 July 2005** , **Issue 4**
- K-N. Areerak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas, Stability Analysis and Modeling of AC-DC System with Mixed Load Using DQ-Transformation Method, **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE08)**, **Cambridge, UK, 29 June-2 July 2008**, pp. 19-24.
- K-N. Areerak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas, DQ-Transformation Approach for Modeling and Stability Analysis of AC-DC Power System with Controlled PWM Rectifier and Constant Power Loads, **13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008)**, **Poznan, Poland, 1-3 September 2008**.
- K-N. Areerak, and S. Sujitjorn, Performance Comparison between Genetic Algorithm and Tabu Search Method, **Suranaree J. Sci. Technol.**, 9, 61-68, 2002.
- L. Han, J. Wang, and D. Howe, State-space average modeling of 6- and 12-pulse diode rectifiers, **The 12th European Conf. on Power Elect. and Appl.**, **September, 2007, Aalborg, Denmark**.
- M. Sakui, H. Fujita, and M. Shioya. A method for calculating harmonic current of a three-phase bridge uncontrolled rectifier with DC filter. **IEEE Trans. on Industrial Electronics.**, **1989**, pp. 434-440.
- N. Mohan, T.M. Underland, and W.P. Robbins. (2003). Power Electronics: Converter, Application, and Design. **John Wiley & Son**.
- S. Chonsatidjamroen, K-N. Areerak, and K-L. Areerak, The Optimal Cascade PI Controller Design of Buck converters, **Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)**, **2012 9th International Conference.**, **2012**, pp 1-4.

- S. Udomsuk, K-L. Areerak, K-N. Areerak, and A. Srikaew, Parameters Identification of Separately excited DC Motor using Adaptive Tabu Search technique, **Advances in Energy Engineering (ICAEE), 2010 International Conference., 2010**, pp. 48-51.
- S.B. Han, N.S. Choi, C.T. Rim, and G.H. Cho, (1998). Modeling and analysis of Static and Dynamic Characteristics for Buck-Type Three-Phase PWM Rectifier by Circuit DQ Transformation. **IEEE Trans. on Power Electronics.** 13(2): 323-336.
- S.D. Sudhoff, and O. Wasynczuk, Analysis and Average-Value Modeling of Line-Commutated Converter-Synchronous Machine Systems, **IEEE Trans. on Energy Conversion., Vol. 8, n. 1, March 1993**, pp. 92-99.
- S.D. Sudhoff, S.F. Glover, P.T. Lamm, D.H. Schmucker, D.E. Delisle, Admittance Space Stability Analysis of Power Electronic System, July 2000, pp. 965-973.
- T.W. Gamelin. (2000). Complex Analysis.



ภาคผนวก ก

โปรแกรมการคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ เพื่อหาผลเฉลยของแบบจำลองทาง  
คณิตศาสตร์ ที่ทำงานบนโปรแกรม MATLAB

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

\*\*\*\*\*

ภาคผนวก ก.1 โปรแกรมสำหรับคำนวณสมการกรไหลของกำลังไฟฟ้า

สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

\*\*\*\*\*

%%%%%%%%% กำหนดค่าพารามิเตอร์ของระบบ %%%%%%%%%

```
Vs=15*sqrt(2);
d = 0.5;
f = 50;
Req=0.2;
Leq=100e-6;
Ceq=2e-9;
Rf=2;
Lf=88e-3;
Cf=188e-6;
Rc=3;
R=80;
L=15e-3;
C=1100e-6;
tstep = 1e-5;
tcheng = 10;
Lt = 20;
w = 2*pi*f;
Ru = 3*w*Leq/pi;
R_total = Ru+Rf+R;
[r,Z] = cart2pol(Req,w*Leq);
Sd = sqrt(3/2)*2*sqrt(3)/pi;
G=d/(1-d);
GI=sqrt(3)/(Sd);
```

%%%%%%%%% ดูโปรแกรมการค้นหาค่าด้วยวิธีของนิวตัน - رافสัน %%%%%%%%%

```
Vbus(1)= 15*sqrt(2);
Lamda(1)= 0.1;
EV=100;
EL=100;
ES=1e-10;
k=1;
clear j

while EV>=ES & EL>=ES

Idc_o = GI*abs((Vs-Vbus(k)*exp(-j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r)));
Vo_o = ((G*3*sqrt(3)/pi*Vbus(k)) - (G*(Ru+Rf)*Idc_o));
P_out = 1/R*Vo_o^2;
```

```

P_loss = (Ru+Rf)*(G^2)*Idc_o^2;
dP_out_Vbus = 2/R*Vo_o*((G^3*sqrt(3)/pi)-(G*(Ru+Rf)
*GI*abs((Vs-exp(-j*Lamda(k))/(Z*exp(j*r))))));
dP_out_Lamda = 2/R*Vo_o*(-G*(Ru+Rf)*GI*abs((Vs-(-j)
*Vbus(k)*exp(-j*Lamda(k))/(Z*exp(j*r)))));
dP_loss_Vbus = 2*(G^2)*(Ru+Rf)*Idc_o*GI
*abs((Vs-exp(j*Lamda(k))/(Z*exp(j*r)))));
dP_loss_Lamda = 2*(G^2)*(Ru+Rf)*Idc_o*GI*abs((Vs-Vbus(k)
*(-j)*exp(-j*Lamda(k))/(Z*exp(j*r)))));

J(1,1)= Vs*cos(r-Lamda(k))/Z-2*Vbus(k)*cos(r)/Z
-1/3*(dP_out_Vbus + dP_loss_Vbus);
J(1,2)= Vbus(k)*Vs*sin(r-Lamda(k))/Z
-1/3*(dP_out_Lamda + dP_loss_Lamda);
J(2,1)= Vs*sin(r-Lamda(k))/Z-2*Vbus(k)*sin(r)/Z;
J(2,2)= -Vbus(k)*Vs*cos(r-Lamda(k))/Z;

F(1,1)= Vs*Vbus(k)*cos(r-Lamda(k))/Z-Vbus(k)^2*cos(r)/Z
-1/3*(P_out+P_loss);
F(2,1)= Vs*Vbus(k)*sin(r-Lamda(k))/Z-Vbus(k)^2*sin(r)/Z;

DX = -inv(J)*F;
Vbus(k+1) = Vbus(k) + DX(1,1);
Lamda(k+1)= Lamda(k)+ DX(2,1);
EV= abs(DX(1,1)/Vbus(k+1))*100;
EL= abs(DX(2,1)/Lamda(k+1))*100;
k=k+1
end

%%%%%%%%%% ผลเฉลยของโปรแกรม %%%%%%%%%%%

Lamda = Lamda(k)
Vbus = Vbus(k)

```

\*\*\*\*\*

**ภาคผนวก ก.2** โปรแกรมสำหรับการคำนวณหาผลการตอบสนอง จากแบบจำลองทาง  
คณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์  
กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม

\*\*\*\*\*

%%%%%%%%% กำหนดค่าพารามิเตอร์ของระบบ %%%%%%%%%%

```
Vs=15*sqrt(2);
d = 0.5;
f = 50;
Req=0.2;
Leq=100e-6;
Ceq=2e-9;
Rf=2;
Lf=88e-3;
Cf=188e-6;
Rc=3;
R=80;
L=15e-3;
C=1100e-6;
tstep = 1e-5;
tcheng = 10;
Lt = 20;
w = 2*pi*f;
Ru = 3*w*Leq/pi;
R_total = Ru+Rf+R;
[r,Z] = cart2pol(Req,w*Leq);
Sd = sqrt(3/2)*2*sqrt(3)/pi;
G=d/(1-d);
GI=sqrt(3)/(Sd);
```

%%%%%%%%% กำหนดสมการการไหลของกำลังไฟฟ้า %%%%%%%%%%

```
Vbus(1)= 15*sqrt(2);
Lamda(1)= 0.1;
EV=100;
EL=100;
ES=1e-10;
k=1;
clear j
while EV>=ES & EL>=ES
Idc_o = GI*abs((Vs-Vbus(k)*exp(-j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r)));
Vo_o = ((G*3*sqrt(3)/pi*Vbus(k)) - (G*(Ru+Rf)*Idc_o));
P_out = 1/R*Vo_o^2;
P_loss = (Ru+Rf)*(G^2)*Idc_o^2;
dP_out_Vbus = 2/R*Vo_o*((G*3*sqrt(3)/pi) - (G*(Ru+Rf)*GI*abs((Vs-exp(-j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r)))));
```

```

dP_out_Lamda = 2/R*Vo_o*(-G*(Ru+Rf)*GI*abs((Vs-(-j)
*Vbus(k)*exp(-j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r)))));
dP_loss_Vbus = 2*(G^2)*(Ru+Rf)*Idc_o*GI
*abs((Vs-exp(j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r))));
dP_loss_Lamda = 2*(G^2)*(Ru+Rf)*Idc_o*GI*abs((Vs-Vbus(k)
*(-j)*exp(-j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r))));

J(1,1)= Vs*cos(r-Lamda(k))/Z-2*Vbus(k)*cos(r)/Z
-1/3*(dP_out_Vbus + dP_loss_Vbus);
J(1,2)= Vbus(k)*Vs*sin(r-Lamda(k))/Z
-1/3*(dP_out_Lamda + dP_loss_Lamda);
J(2,1)= Vs*sin(r-Lamda(k))/Z-2*Vbus(k)*sin(r)/Z;
J(2,2)= -Vbus(k)*Vs*cos(r-Lamda(k))/Z;

F(1,1)= Vs*Vbus(k)*cos(r-Lamda(k))/Z-Vbus(k)^2*cos(r)/Z
-1/3*(P_out+P_loss);
F(2,1)= Vs*Vbus(k)*sin(r-Lamda(k))/Z-Vbus(k)^2*sin(r)/Z;

DX = -inv(J)*F;
Vbus(k+1) = Vbus(k) + DX(1,1);
Lamda(k+1) = Lamda(k) + DX(2,1);
EV= abs(DX(1,1)/Vbus(k+1))*100;
EL= abs(DX(2,1)/Lamda(k+1))*100;
k=k+1
end

Lamda = Lamda(k)
B1=(1/Leq)*sqrt(3/2)*cos(Lamda);
B2=(1/Leq)*sqrt(3/2)*sin(Lamda);

%%%%%   จำนวนค่าในเมตริกซ์ ABC และ D   %%%%%

A = [-Req/Leq w -1/Leq 0 0 0 0 0
      -w -Req/Leq 0 -1/Leq 0 0 0 0
      1/Ceq 0 0 w -Sd/Ceq 0 0 0
      0 1/Ceq -w 0 0 0 0 0
      0 0 Sd/Lf 0 -(Ru+Rf)/Lf -1/Lf 0 0
      0 0 0 0 1/Cf 0 -d/Cf 0
      0 0 0 0 0 d/L 0 -(1-d)/L
      0 0 0 0 0 0 (1-d)/C -1/(R*C)];

B = [B1;B2;0;0;0;0;0;0];
MC = eye(8,8);
D = zeros(8,1);

%%%%%   แก่ระบบสมการอนุพันธ์ เพื่อหาผลการตอบสนอง   %%%%%

sys = ss(A,B,MC,D)
td=0:tstep:Lt;
N=length(td);
u(1,1)=0;

```

```
for k=2:N
if k<N*0.5
u(1,k)=14*sqrt(2);
else
u(1,k)=15*sqrt(2);
end
end

[y,td]=lsim(sys,u,td);

L_Idc = y(:,5);
L_Vdc = y(:,6);
L_IL  = y(:,7);
L_VO  = y(:,8);
```





\*\*\*\*\*

ภาคผนวก.3 โปรแกรมสำหรับการคำนวณหาผลการตอบสนอง จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุมพีไอ

\*\*\*\*\*

%%%%%%%%% กำหนดค่าพารามิเตอร์ของระบบ %%%%%%%%%%

```

Vo_o2 = 30;
Vs2   = 15*sqrt(2);
Vo_o1 = Vo_o2-10;
Vs1   = 15*sqrt(2);
Ar = 10;
Kpv = 0.0785;
Kiv = 7.04;
Kpi = 2.0521;
Kii = 2.736e+3;
f = 50;
Req=0.2;
Leq=100e-6;
Ceq=2e-9;
Rf=2;
Lf=88e-3;
Cf=188e-6;
Rc=3;
R=80;
L=15e-3;
C=1100e-6;
Ron = 2.4;
Rfx = Rf;
tstep = 1e-3;
tcheng = 5;
Lt = 10;
w = 2*pi*f;
Ru = 3*w*Leq/pi;
[r,Z] = cart2pol(Req,w*Leq);
Sd = sqrt(3/2)*2*sqrt(3)/pi;
GI=sqrt(3)/(Sd);

```

%%% กำหนดสมการการไหลของกำลังไฟฟ้าในจุดการทำงานเริ่มต้น %%%

```

Vo_o = Vo_o1;
Vs = Vs1;
Vbus(1)= 0.99*Vs1;
Lamda(1)= 0.1;
EV=100;
EL=100;

```

```

ES=1e-10;
k=1;
clear j
Rfn = 0.03;
while EV>=ES & EL>=ES
Idc = GI*abs((Vs-Vbus(k)*exp(-j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r)));
P_out = 1/R*Vo_o^2;
P_loss = (Ru+Rf)*Idc^2;

J(1,1)= Vs*cos(r-Lamda(k))/Z-2*Vbus(k)*cos(r)/Z
-1/3*GI^2*(Ru+Rfn)*2*((Vs-exp(-j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r)))
*(-1)*exp(-j*Lamda(k))/(Z*exp(j*r));

J(1,2)= Vbus(k)*Vs*sin(r-Lamda(k))/Z
-1/3*GI^2*(Ru+Rfn)*2*((Vs-Vbus(k)*exp(-j*Lamda(k)))/
/(Z*exp(j*r)))*j*Vbus(k)*exp(-j*Lamda(k))/(Z*exp(j*r));

J(2,1)= Vs*sin(r-Lamda(k))/Z-2*Vbus(k)*sin(r)/Z;
J(2,2)= -Vbus(k)*Vs*cos(r-Lamda(k))/Z;

F(1,1)= Vs*Vbus(k)*cos(r-Lamda(k))/Z-Vbus(k)^2*cos(r)/Z
-1/3*(P_out+P_loss);
F(2,1)= Vs*Vbus(k)*sin(r-Lamda(k))/Z-Vbus(k)^2*sin(r)/Z;

DX = -inv(J)*F;
Vbus(k+1) = Vbus(k) + DX(1,1);
Lamda(k+1)= Lamda(k)+ DX(2,1);
EV= abs(DX(1,1)/Vbus(k+1))*100;
EL= abs(DX(2,1)/Lamda(k+1))*100;
k=k+1;
end

Lamda1 = abs(Lamda(k));
Vbus1 = abs(Vbus(k));
Rf = Rfx;

%%%%% จำนวนค่าตัวแปรสถานะในจุดการทำงานเริ่มต้น %%%%%

E_Vdc = 100;
E_Idc = 100;
E_dm = 100;
E_IL = 100;
E_Xv = 100;
E_Xi = 100;
E1 = 0.1;
k1 = 1;
Idc_o1(1) = Idc;

while E_Vdc>=E1&E_Idc>=E1&E_dm>=E1&E_IL>=E1&E_Xv>=E1&E_Xi>=E1
Vdc(k1) = 3*sqrt(3)/pi*Vbus1-(Ru+Rf)*Idc_o1(k1);
if k1==1

```

```

dm(k1) = Vo_o1/(Vdc(k1)+Vo_o1);
else
dm(k1) = Vo_o1/(Vdc(k1)-IL_o1(k1-1)*Ron+Vo_o1);
end
Xi_o1(k1) = Ar*dm(k1)/Kii;
IL_o1(k1) = 1/(1-dm(k1))*Vo_o1/R;
Xv_o1(k1) = IL_o1(k1)/Kiv;

if k1>1
E_Vdc = abs((Vdc(k1)-Vdc(k1-1))/Vdc(k1))*100;
E_Idc = abs((Idc_o1(k1)-Idc_o1(k1-1))/Idc_o1(k1))*100;
E_dm = abs((dm(k1)-dm(k1-1))/dm(k1))*100;
E_Xi = abs((Xi_o1(k1)-Xi_o1(k1-1))/Xi_o1(k1))*100;
E_IL = abs((IL_o1(k1)-IL_o1(k1-1))/IL_o1(k1))*100;
E_Xv = abs((Xv_o1(k1)-Xv_o1(k1-1))/Xv_o1(k1))*100;
end
k1=k1+1;
Idc_o1(k1) = dm(k1-1)*IL_o1(k1-1);
end
dm1 = dm(k1-1)
Idc_o1 = Idc_o1(k1)
Vdc_o1 = Vdc(k1-1)
IL_o1 = IL_o1(k1-1)
Xv_o1 = Xv_o1(k1-1)
Xi_o1 = Xi_o1(k1-1)

%%% จำนวนสมการกรไหลของกำลังไฟฟ้าหลังปรับเปลี่ยนจุดการทำงาน %%%

Vo_o = Vo_o2;
Vs = Vs2;
Vbus(1)= 0.99*Vs2;
Lamda(1)= 0.1;
EV=100;
EL=100;
ES=1e-10;
k=1;
clear j
Rfn = 0.03;
while EV>=ES & EL>=ES
Idc = GI*abs((Vs-Vbus(k)*exp(-j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r)));
P_out = 1/R*Vo_o^2;
P_loss = (Ru+Rf)*Idc^2;

J(1,1)= Vs*cos(r-Lamda(k))/Z-2*Vbus(k)*cos(r)/Z
-1/3*GI^2*(Ru+Rfn)*2*((Vs-exp(-j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r)))
*(-1)*exp(-j*Lamda(k))/(Z*exp(j*r));

J(1,2)= Vbus(k)*Vs*sin(r-Lamda(k))/Z-1/3*GI^2
*(Ru+Rfn)*2*((Vs-Vbus(k)*exp(-
j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r)))*j*Vbus(k)*exp(-j
*Lamda(k))/(Z*exp(j*r));
J(2,1)= Vs*sin(r-Lamda(k))/Z-2*Vbus(k)*sin(r)/Z;
J(2,2)= -Vbus(k)*Vs*cos(r-Lamda(k))/Z;

```

```

F(1,1)= Vs*Vbus(k)*cos(r-Lamda(k))/Z - Vbus(k)^2*cos(r)/Z
-1/3*(P_out+P_loss);
F(2,1)= Vs*Vbus(k)*sin(r-Lamda(k))/Z - Vbus(k)^2*sin(r)/Z;

DX = -inv(J)*F;
Vbus(k+1) = Vbus(k) + DX(1,1);
Lamda(k+1)= Lamda(k)+ DX(2,1);
EV= abs(DX(1,1)/Vbus(k+1))*100 ;
EL= abs(DX(2,1)/Lamda(k+1))*100;
k=k+1;
end
Lamda2 = abs(Lamda(k));
Vbus2 = abs(Vbus(k));
Rf = Rfx;

%%%%%   จำนวนค่าตัวแปรสถานะหลังปรับเปลี่ยนจุดการทำงาน   %%%%%

E_Vdc = 100;
E_Idc = 100;
E_dm = 100;
E_IL = 100;
E_Xv = 100;
E_Xi = 100;
E1 = 0.1;
k1 = 1;
Idc_o2(1) = Idc;

while E_Vdc>=E1&E_Idc>=E1&E_dm>=E1&E_IL>=E1&E_Xv>=E1&E_Xi>=E1
Vdc(k1) = 3*sqrt(3)/pi*Vbus2-(Ru+Rf)*Idc_o2(k1);
if k1==1
dm(k1) = Vo_o2/(Vdc(k1)+Vo_o2);
else
dm(k1) = Vo_o2/(Vdc(k1)-IL_o2(k1-1)*Ron+Vo_o2);
end
Xi_o2(k1) = Ar*dm(k1)/Kii;
IL_o2(k1) = 1/(1-dm(k1))*Vo_o2/R;
Xv_o2(k1) = IL_o2(k1)/Kiv;
if k1>1
E_Vdc = abs((Vdc(k1)-Vdc(k1-1))/Vdc(k1))*100;
E_Idc = abs((Idc_o2(k1)-Idc_o2(k1-1))/Idc_o2(k1))*100;
E_dm = abs((dm(k1)-dm(k1-1))/dm(k1))*100;
E_Xi = abs((Xi_o2(k1)-Xi_o2(k1-1))/Xi_o2(k1))*100;
E_IL = abs((IL_o2(k1)-IL_o2(k1-1))/IL_o2(k1))*100;
E_Xv = abs((Xv_o2(k1)-Xv_o2(k1-1))/Xv_o2(k1))*100;
end
k1=k1+1;
Idc_o2(k1) = dm(k1-1)*IL_o2(k1-1);
end

dm2 = dm(k1-1)
Idc_o2 = Idc_o2(k1)
Vdc_o2 = Vdc(k1-1)

```

```

IL_o2 = IL_o2 (k1-1)
Xv_o2 = Xv_o2 (k1-1)
Xi_o2 = Xi_o2 (k1-1)

```

%%%% จำนวนค่าในเมตริกซ์ A %%%%

```

a55 = -(Ru+Rf+Rc)/Lf;
a57 = -2*Kpi*Rc*IL_o2/Ar/Lf-Kpv*Kpi*Rc*Vo_o2/Ar/Lf
+Kiv*Kpi*Rc*Xv_o2/Ar/Lf+Kii*Rc*Xi_o2/Ar/Lf
+Kpv*Kpi*Rc*Vo_o2/Ar/Lf;
a58 = -Kpv*Kpi*Rc*IL_o2/Ar/Lf;
a59 = Kiv*Kpi*Rc*IL_o2/Ar/Lf;
a510 = Kii*Rc*IL_o2/Ar/Lf;

a67 = 2*Kpi*IL_o2/Ar/Cf+Kpv*Kpi*Vo_o2/Ar/Cf
-Kiv*Kpi*Xv_o2/Ar/Cf-Kii*Xi_o2/Ar/Cf-Kpv*Kpi*Vo_o2/Ar/Cf;
a68 = Kpv*Kpi*IL_o2/Ar/Cf;
a69 = -Kiv*Kpi*IL_o2/Ar/Cf;
a610 = -Kii*IL_o2/Ar/Cf;

a76 = -Kpi*IL_o2/Ar/L-Kpv*Kpi*Vo_o2/Ar/L
+Kiv*Kpi*Xv_o2/Ar/L+Kii*Xi_o2/Ar/L+Kpv*Kpi*Vo_o2/Ar/L;
a77 = -Kpi*Vdc_o2/Ar/L-Kpi*Vo_o2/Ar/L
+Ron/Ar/L*(2*Kpi*IL_o2+Kpv*Kpi*Vo_o2-Kiv*Kpi*Xv_o2
-Kii*Xi_o2-Kpv*Kpi*Vo_o2);
a78 = -Kpv*Kpi*Vdc_o2/Ar/L-1/L-Kpi*IL_o2/Ar/L
-2*Kpv*Kpi*Vo_o2/Ar/L+Kiv*Kpi*Xv_o2/Ar/L
+Kii*Xi_o2/Ar/L+Kpv*Kpi*Vo_o2/Ar/L+Ron/Ar/L*(Kpv*Kpi*IL_o2);
a79 = Kiv*Kpi*(Vdc_o2 + Vo_o2)/Ar/L + Ron/Ar/L
*(-Kiv*Kpi*IL_o2);
a710 = Kii*(Vdc_o2 + Vo_o2)/Ar/L + Ron/Ar/L*(-Kii*IL_o2);

a87 = 1/C+2*Kpi*IL_o2/Ar/C+Kpv*Kpi*Vo_o2/Ar/C
-Kiv*Kpi*Xv_o2/Ar/C-Kii*Xi_o2/Ar/C-Kpv*Kpi*Vo_o2/Ar/C;
a88 = Kpv*Kpi*IL_o2/Ar/C-1/(R*C);
a89 = -Kiv*Kpi*IL_o2/Ar/C;
a810 = -Kii*IL_o2/Ar/C;

A = [-Req/Leq w -1/Leq 0 0 0 0 0 0 0
-w -Req/Leq 0 -1/Leq 0 0 0 0 0 0
1/Ceq 0 0 w -Sd/Ceq 0 0 0 0 0
0 1/Ceq -w 0 0 0 0 0 0 0
0 0 Sd/Lf 0 a55 -1/Lf a57 a58 a59 a510
0 0 0 0 1/Cf 0 a67 a68 a69 a610
0 0 0 0 0 a76 a77 a78 a79 a710
0 0 0 0 0 0 a87 a88 a89 a810
0 0 0 0 0 0 0 -1 0 0
0 0 0 0 0 0 -1 -Kpv Kiv 0];

```

```

%%%%%%%% คำวนค่าในเมตริกซ์ B %%%%%%%%%

b11 = (1/Leq)*sqrt(3/2)*cos(Lamda2);
b21 = (1/Leq)*sqrt(3/2)*sin(Lamda2);

b52 = Kpv*Kpi*Rc*IL_o2/Ar/Lf;
b62 = -Kpv*Kpi*IL_o2/Ar/Cf;
b72 = Kpv*Kpi*(Vdc_o2+Vo_o2)/Ar/L+Ron/Ar/L*(-Kpv*Kpi*IL_o2);
b82 = -Kpv*Kpi*IL_o2/Ar/C;
b92 = 1;
b102 = Kpv;

B = [b11    0
      b21    0
          0    0
          0    0
          0   b52
          0   b62
          0   b72
          0   b82
          0   b92
          0  b102];

%%%%%%%% คำวนค่าในเมตริกซ์ C และ D %%%%%%%%%

MC = eye(10,10);
D = zeros(10,2);

%%%%%%%% แก่ระบบสมการอนุพันธ์ เพื่อหาผลการตอบสนอง %%%%%%%%%

sys = ss(A,B,MC,D);
td=0:tstep:Lt;
N=length(td);
u(1,1)=0;
u(2,1)=0;
for k=1:N
if k<N*0.5
u(1,k)=0;
u(2,k)=0;
else
u(1,k)=0;
u(2,k)=10;
end
end

[y,td]=lsim(sys,u,td);
L_Idc = y(:,5) + Idc_o1;
L_Vdc = y(:,6) + Vdc_o1;
L_IL = y(:,7) + IL_o1;
L_VO = y(:,8) + Vo_o1;
L_Xv = y(:,9) + Xv_o1;

```

```
L_Xi = y(:,10)+ Xi_o1;

%%%%%   จำนวนค่าสัญญาณควบคุม   %%%%%

for i=1:length(VO2)
if (i-1)*tstep>=tcheng
C_signal(i) = -Kpi*IL2(i) - Kpv*Kpi*VO2(i) + Kiv*Kpi*Xv2(i) +
Kii*Xi2(i) + Kpv*Kpi*Vo_o2;
else
C_signal(i) = -Kpi*IL2(i) - Kpv*Kpi*VO2(i) + Kiv*Kpi*Xv2(i) +
Kii*Xi2(i) + Kpv*Kpi*Vo_o1;
end
end
C_signal;
```



\*\*\*\*\*

**ภาคผนวก ก.4** โปรแกรมสำหรับการคำนวณหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ทางฝั่งแหล่งจ่ายของวงจร  
เรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุมพีไอ

\*\*\*\*\*

%%%%%%%%% กำหนดค่าพารามิเตอร์ของระบบ %%%%%%%%%%

```
Vo_o2=50;
Vs2=15*sqrt(2);
Vo_o1=Vo_o2-10;
Vs1=15*sqrt(2);
f = 50;
Req=0.275;
Leq=217.82e-6;
Ceq=2e-9;
Rf=0.853;
Lf=74.03e-3;
Cf=205.21e-6;
Rc=4.717;
R=80;
L=15e-3;
C=1100e-6;
Rfx = Rf;
w = 2*pi*f;
Ru = 3*w*Leq/pi;
[r,Z] = cart2pol(Req,w*Leq);
Sd = sqrt(3/2)*2*sqrt(3)/pi;
GI=sqrt(3)/(Sd);
```

%%%%%%%%% กำหนดสมการการไหลของกำลังไฟฟ้า %%%%%%%%%%

```
Vo_o = Vo_o2;
Vs = Vs2;
Vbus(1)= 0.99*Vs2;
Lamda(1)= 0.1;
EV=100;
EL=100;
ES=1e-10;
k=1;
clear j
Rfn = 0.03;
while EV>=ES & EL>=ES
Idc = GI*abs((Vs-Vbus(k)*exp(-j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r)));
P_out = 1/R*Vo_o^2 + 1/R2*Vo2_o2^2;
P_loss = (Ru+Rf)*Idc^2;

J(1,1)= Vs*cos(r-Lamda(k))/Z-2*Vbus(k)*cos(r)/Z-1/3*GI^2
```



```

* (Ru+Rfn) * 2 * ((Vs - exp(-j*Lamda(k))) / (Z*exp(j*r))) * (-1)
* exp(-j*Lamda(k)) / (Z*exp(j*r));

J(1,2) = Vbus(k) * Vs * sin(r-Lamda(k)) / Z - 1/3 * GI^2 * (Ru+Rfn)
* 2 * ((Vs - Vbus(k) * exp(-j*Lamda(k))) / (Z*exp(j*r)))
* j * Vbus(k) * exp(-j*Lamda(k)) / (Z*exp(j*r));
J(2,1) = Vs * sin(r-Lamda(k)) / Z - 2 * Vbus(k) * sin(r) / Z;
J(2,2) = -Vbus(k) * Vs * cos(r-Lamda(k)) / Z;

F(1,1) = Vs * Vbus(k) * cos(r-Lamda(k)) / Z - Vbus(k)^2
* cos(r) / Z - 1/3 * (P_out + P_loss);
F(2,1) = Vs * Vbus(k) * sin(r-Lamda(k)) / Z - Vbus(k)^2 * sin(r) / Z;

DX = -inv(J) * F;
Vbus(k+1) = Vbus(k) + DX(1,1);
Lamda(k+1) = Lamda(k) + DX(2,1);
EV = abs(DX(1,1) / Vbus(k+1)) * 100;
EL = abs(DX(2,1) / Lamda(k+1)) * 100;
k = k + 1;
end
Lamda2 = abs(Lamda(k));
Vbus2 = abs(Vbus(k));
Rf = Rfx;

%%%%%%%%%   จำนวนค่าในเมตริกซ์ A B C และ D   %%%%%%%%%%

MA = [-Req/Leq  w -1/Leq  0  0  0
      -w -Req/Leq  0 -1/Leq  0  0
      1/Ceq  0  0  w -Sd/Ceq  0
      0  1/Ceq  -w  0  0  0
      0  0  Sd/Lf  0  -(Ru+Rf+Rc)/Lf  -1/Lf
      0  0  0  0  1/Cf  0];

B11 = (1/Leq) * sqrt(3/2) * cos(Lamda2);
B21 = (1/Leq) * sqrt(3/2) * sin(Lamda2);

MB = [B11  0
      B21  0
      0  0
      0  0
      0  Rc/Lf
      0  -1/Cf];

MC = [0  0  0  0  0  1];
MD = [0  0];

%%%%%%%%%   จำนวนหาฟังก์ชันถ่ายโอนของ Zo และแสดงแผนภาพโบด   %%%%%%%%%%

[num,den] = ss2tf(MA,MB,MC,MD,2);
G = tf(num,den)
bode(G,{1,3000})

```

\*\*\*\*\*

ภาคผนวก ก.5 โปรแกรมสำหรับการคำนวณหาอินพุตอิมพีแดนซ์ทางฝั่งโหลดของวงจร  
เรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุมพีไอ

\*\*\*\*\*

%%%%%%%%% กำหนดค่าพารามิเตอร์ของระบบ %%%%%%%%%%

```
Vo_o2 = 60;
Vs2    = 15*sqrt(2);
Vo_o1 = Vo_o2-5;
Vs1    = 15*sqrt(2);
Ar = 10;
Kpv = 0.0785;
Kiv = 7.04;
Kpi = 2.0521;
Kii = 2.736e+3;
f = 50;
Req=0.2;
Leq=100e-6;
Ceq=2e-9;
Rf=2;
Lf=88e-3;
Cf=188e-6;
Rc=3;
R=80;
L=15e-3;
C=1100e-6;
Rfx = Rf;
tstep = 1e-3;
tcheng = 5;
Lt = 10;
w = 2*pi*f;
Ru = 3*w*Leq/pi;
[r,Z] = cart2pol(Req,w*Leq);
```

```
Sd = sqrt(3/2)*2*sqrt(3)/pi;
GI=sqrt(3)/(Sd);
```

%%%%%%%%% กำหนดสมการการไหลของกำลังไฟฟ้า %%%%%%%%%%

```
Vo_o = Vo_o2;
Vs = Vs2;
Vbus(1)= 0.99*Vs2;
Lamda(1)= 0.1;
EV=100;
EL=100;
ES=1e-10;
k=1;
clear j
```

```

Rfn = 0.03;
while EV>=ES & EL>=ES
Idc = GI*abs((Vs-Vbus(k)*exp(-j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r)));
P_out = 1/R*Vo_o^2+1/R2*Vo2_o2^2;
P_loss = (Ru+Rf)*Idc^2;
J(1,1)= Vs*cos(r-Lamda(k))/Z-2*Vbus(k)*cos(r)/Z-1/3*GI^2
*(Ru+Rfn)*2*((Vs-exp(-j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r)))*(-1)
*exp(-j*Lamda(k))/(Z*exp(j*r));
J(1,2)= Vbus(k)*Vs*sin(r-Lamda(k))/Z-1/3*GI^2*(Ru+Rfn)
*2*((Vs-Vbus(k)*exp(-j*Lamda(k)))/(Z*exp(j*r)))
*j*Vbus(k)*exp(-j*Lamda(k))/(Z*exp(j*r));
J(2,1)= Vs*sin(r-Lamda(k))/Z-2*Vbus(k)*sin(r)/Z;
J(2,2)= -Vbus(k)*Vs*cos(r-Lamda(k))/Z;

F(1,1)= Vs*Vbus(k)*cos(r-Lamda(k))/Z-Vbus(k)^2*cos(r)/Z
-1/3*(P_out+P_loss);
F(2,1)= Vs*Vbus(k)*sin(r-Lamda(k))/Z-Vbus(k)^2*sin(r)/Z;

DX = -inv(J)*F;
Vbus(k+1) = Vbus(k) + DX(1,1);
Lamda(k+1) = Lamda(k) + DX(2,1);
EV= abs(DX(1,1)/Vbus(k+1))*100;
EL= abs(DX(2,1)/Lamda(k+1))*100;
k=k+1;
end

Lamda2 = abs(Lamda(k));
Vbus2 = abs(Vbus(k));
Rf = Rfx;

%%%%%%%%%% จำนวนค่าตัวแปรสถานะ %%%%%%%%%%%

E_Vdc = 100;
E_Idc = 100;
E_dm = 100;
E_IL = 100;
E_Xv = 100;
E_Xi = 100;
E1 = 0.1;
k1 = 1;
Idc_o2(1) = Idc;

while E_Vdc>=E1&E_Idc>=E1&E_dm>=E1&E_IL>=E1&E_Xv>=E1&E_Xi>=E1
Vdc(k1) = 3*sqrt(3)/pi*Vbus2-(Ru+Rf)*Idc_o2(k1);
if k1==1
dm(k1) = Vo_o2/(Vdc(k1)+Vo_o2);
else
dm(k1) = Vo_o2/(Vdc(k1)-IL_o2(k1-1)*Ron+Vo_o2);
end

Xi_o2(k1) = Ar*dm(k1)/Kii;
IL_o2(k1) = 1/(1-dm(k1))*Vo_o2/R;

```

```

Xv_o2(k1) = IL_o2(k1)/Kiv;
d_o2 = dm(k1-1)
Idc_o2 = Idc_o2(k1)
Vdc_o2 = Vdc(k1-1)
IL_o2 = IL_o2(k1-1)
Xv_o2 = Xv_o2(k1-1)
Xi_o2 = Xi_o2(k1-1)
Iin_o2 = d_o2*Idc_o2

```

%%%%%%%% คำนวนค่าในเมตริกซ์ ABC และ D %%%%%%%%%

```

a11_1 = Vdc_o2/(L*Ar*Ar*d_o2)*(Kpi^2*2*Iin_o2/d_o2
+Kpi^2*Kpv*Vo_o2 - Kpi^2*Kiv*Xv_o2 - Kpi*Kii*Xi_o2
-Kpi^2*Kpv*Vo_o2 + Kpv*Kpi^2*Vo_o2 - Kpi^2*Kiv*Xv_o2
-Kii*Kpi*Xi_o2 - Kpv*Kpi^2*Vo_o2);

a11_2 = Kpi*Vo_o2/(L*Ar*d_o2);

a11_3 = Vo_o2/(L*Ar*Ar*d_o2)*(Kpi^2*2*Iin_o2/d_o2
+ Kpi^2*Kpv*Vo_o2 - Kpi^2*Kiv*Xv_o2 - Kpi*Kii*Xi_o2
- Kpi^2*Kpv*Vo_o2 + Kpv*Kpi^2*Vo_o2 - Kpi^2*Kiv*Xv_o2
- Kii*Kpi*Xi_o2 - Kpv*Kpi^2*Vo_o2);

a11_4 = -Ron/Ar/L*(-2*Kpi*Iin_o2/d_o2-Kpv*Kpi*Vo_o2
+ Kpi*Kiv*Xv_o2 + Kii*Xi_o2 + Kpv*Kpi*Vo_o2);

a11 = a11_1 + a11_2 + a11_3 + a11_4;

a12_1 = 1/(L*Ar*Ar)*(Kpi^2*IL_o2^2+Kpi^2*Kpv*IL_o2*2*Vo_o2
- Kpi^2*Kiv*IL_o2*Xv_o2 - Kpi*Kii*IL_o2*Xi_o2
- Kpi^2*Kpv*IL_o2*Vo_o2);

a12_2 = 1/(L*Ar*Ar)*(Kpv*Kpi^2*IL_o2*2*Vo_o2
+Kpv^2*Kpi^2*3*Vo_o2^2 - Kpv*Kpi^2*Kiv*Xv_o2*2*Vo_o2
-Kpv*Kpi*Kii*Xi_o2*2*Vo_o2 - Kpv^2*Kpi^2*2*Vo_o2^2);

a12_3 = 1/(L*Ar*Ar)*(-Kpi^2*Kiv*Xv_o2*IL_o2
- Kpi^2*Kiv*Kpv*Xv_o2*2*Vo_o2 + Kpi^2*Kiv^2*Xv_o2^2
+ Kpi*Kiv*Kii*Xv_o2*Xi_o2 + Kpi^2*Kiv*Kpv*Xv_o2*Vo_o2);

a12_4 = 1/(L*Ar*Ar)*(-Kii*Kpi*Xi_o2*IL_o2
- Kii*Kpv*Kpi*Xi_o2*2*Vo_o2 + Kii*Kpi*Kiv*Xi_o2*Xv_o2
+ Kii^2*Xi_o2^2 + Kii*Kpv*Kpi*Xi_o2*Vo_o2);

a12_5 = 1/(L*Ar*Ar)*(-Kpv*Kpi^2*Vo_o2*IL_o2
- Kpv^2*Kpi^2*2*Vo_o2^2 + Kpv*Kpi^2*Kiv*Vo_o2*Xv_o2
+ Kpv*Kpi*Kii*Vo_o2*Xi_o2 + Kpv^2*Kpi^2*Vo_o2^2);

a12_6 = 1/(L*Ar)*(Kpi*IL_o2 + Kpv*Kpi*2*Vo_o2
- Kpi*Kiv*Xv_o2 - Kii*Xi_o2 - Kpv*Kpi*Vo_o2);

```

$$\begin{aligned}
a12\_7 &= Vdc\_o2 / (L * Ar * Ar) * (Kpi^2 * Kpv * IL\_o2 + Kpv * Kpi^2 * IL\_o2 \\
&+ Kpv^2 * Kpi^2 * Vo\_o2 - Kpv * Kpi^2 * Kiv * Xv\_o2 \\
&- Kpv * Kpi * Kii * Xi\_o2 - Kpv^2 * Kpi^2 * Vo\_o2 - Kpi^2 * Kiv * Kpv * Xv\_o2 \\
&- Kii * Kpv * Kpi * Xi\_o2 - Kpv^2 * Kpi^2 * Vo\_o2); \\
a12\_8 &= Ron * Kpv * Kpi * Iin\_o2 / Ar / L; \\
a12 &= a12\_1 + a12\_2 + a12\_3 + a12\_4 + a12\_5 \\
&+ a12\_6 + a12\_7 + a12\_8; \\
a13\_1 &= Vdc\_o2 / (L * Ar * Ar) * (-Kpi^2 * Kiv * IL\_o2 \\
&- Kpv * Kpi^2 * Kiv * Vo\_o2 - Kpi^2 * Kiv * IL\_o2 \\
&- Kpi^2 * Kiv * Kpv * Vo\_o2 + Kpi^2 * Kiv^2 * Xv\_o2 \\
&+ Kpi * Kiv * Kii * Xi\_o2 + Kpi^2 * Kiv * Kpv * Vo\_o2 \\
&+ Kii * Kpi * Kiv * Xi\_o2 + Kpv * Kpi^2 * Kiv * Vo\_o2); \\
a13\_2 &= -Kpi * Kiv * Vo\_o2 / (L * Ar); \\
a13\_3 &= Vo\_o2 / (L * Ar * Ar) * (-Kpi^2 * Kiv * IL\_o2 \\
&- Kpv * Kpi^2 * Kiv * Vo\_o2 - Kpi^2 * Kiv * IL\_o2 \\
&- Kpi^2 * Kiv * Kpv * Vo\_o2 + Kpi^2 * Kiv^2 * Xv\_o2 \\
&+ Kpi * Kiv * Kii * Xi\_o2 + Kpi^2 * Kiv * Kpv * Vo\_o2 \\
&+ Kii * Kpi * Kiv * Xi\_o2 + Kpv * Kpi^2 * Kiv * Vo\_o2); \\
a13\_4 &= -Ron * Kpi * Kiv * Iin\_o2 / Ar / L; \\
a13 &= a13\_1 + a13\_2 + a13\_3 + a13\_4; \\
a14\_1 &= Vdc\_o2 / (L * Ar * Ar) * (-Kpi * Kii * IL\_o2 - Kpv * Kpi * Kii * Vo\_o2 \\
&+ Kpi * Kiv * Kii * Xv\_o2 - Kii * Kpi * IL\_o2 - Kii * Kpv * Kpi * Vo\_o2 \\
&+ Kii * Kpi * Kiv * Xv\_o2 + Kii^2 * Xi\_o2 + Kii * Kpv * Kpi * Vo\_o2 \\
&+ Kpv * Kpi * Kii * Vo\_o2); \\
a14\_2 &= -Kii * Vo\_o2 / (L * Ar); \\
a14\_3 &= Vo\_o2 / (L * Ar * Ar) * (-Kpi * Kii * IL\_o2 - Kpv * Kpi * Kii * Vo\_o2 \\
&+ Kpi * Kiv * Kii * Xv\_o2 - Kii * Kpi * IL\_o2 - Kii * Kpv * Kpi * Vo\_o2 \\
&+ Kii * Kpi * Kiv * Xv\_o2 + Kii^2 * Xi\_o2 + Kii * Kpv * Kpi * Vo\_o2 \\
&+ Kpv * Kpi * Kii * Vo\_o2); \\
a14\_4 &= -Ron * Kii * Iin\_o2 / Ar / L; \\
a14 &= a14\_1 + a14\_2 + a14\_3 + a14\_4; \\
b11\_1 &= Kpi^2 * IL\_o2^2 + Kpi^2 * Kpv * IL\_o2 * Vo\_o2 \\
&- Kpi^2 * Kiv * IL\_o2 * Xv\_o2 - Kpi * Kii * IL\_o2 * Xi\_o2 \\
&- Kpi^2 * Kpv * IL\_o2 * Vo\_o2; \\
b11\_2 &= Kpv * Kpi^2 * Vo\_o2 * IL\_o2 + Kpv^2 * Kpi^2 * Vo\_o2^2 \\
&- Kpv * Kpi^2 * Kiv * Vo\_o2 * Xv\_o2 - Kpv * Kpi * Kii * Vo\_o2 * Xi\_o2 \\
&- Kpv^2 * Kpi^2 * Vo\_o2^2; \\
b11\_3 &= -Kpi^2 * Kiv * Xv\_o2 * IL\_o2 - Kpi^2 * Kiv * Kpv * Xv\_o2 * Vo\_o2 \\
&+ Kpi^2 * Kiv^2 * Xv\_o2^2 + Kpi * Kiv * Kii * Xv\_o2 * Xi\_o2 \\
&+ Kpi^2 * Kiv * Kpv * Xv\_o2 * Vo\_o2;
\end{aligned}$$

```

b11_4 = -Kii*Kpi*Xi_o2*IL_o2 - Kii*Kpv*Kpi*Xi_o2*Vo_o2
+ Kii*Kpi*Kiv*Xi_o2*Xv_o2 + Kii^2*Xi_o2^2
+ Kii*Kpv*Kpi*Xi_o2*Vo_o2;

b11_5 = -Kpv*Kpi^2*Vo_o2*IL_o2 - Kpv^2*Kpi^2*Vo_o2^2
+ Kpv*Kpi^2*Kiv*Vo_o2*Xv_o2 + Kpv*Kpi*Kii*Vo_o2*Xi_o2
+ Kpv^2*Kpi^2*Vo_o2^2;

b11 = 1/(L*Ar*Ar)*(b11_1 + b11_2 + b11_3 + b11_4 + b11_5);

b12_1 = Vdc_o2/(L*Ar*Ar)*(-Kpi^2*Kpv*IL_o2-Kpv^2*Kpi^2*Vo_o2
+ Kpi^2*Kiv*Kpv*Xv_o2 + Kii*Kpv*Kpi*Xi_o2 - Kpv*Kpi^2*IL_o2
- Kpv^2*Kpi^2*Vo_o2 + Kpv*Kpi^2*Kiv*Xv_o2 + Kpv*Kpi*Kii*Xi_o2
+ Kpv^2*Kpi^2*Vo_o2);

b12_2 = Kpv*Kpi*Vo_o2/(L*Ar);
b12_3 = Vo_o2/(L*Ar*Ar)*(-Kpi^2*Kpv*IL_o2-Kpv^2*Kpi^2*Vo_o2
+ Kpi^2*Kiv*Kpv*Xv_o2 + Kii*Kpv*Kpi*Xi_o2 - Kpv*Kpi^2*IL_o2
- Kpv^2*Kpi^2*Vo_o2 + Kpv*Kpi^2*Kiv*Xv_o2 + Kpv*Kpi*Kii*Xi_o2
+ Kpv^2*Kpi^2*Vo_o2);
b12_4 = -Ron*Kpv*Kpi*Iin_o2/Ar/L;
b12 = b12_1 + b12_2 + b12_3 + b12_4;

Fd_o2 = -Kpi*IL_o2 - Kpv*Kpi*Vo_o2 + Kpi*Kiv*Xv_o2
+ Kii*Xi_o2 + Kpv*Kpi*Vo_o2;

a21 = (Ar/C*Fd_o2 - Ar/C*Iin_o2*(-Kpi/d_o2))/Fd_o2^2-1/C;
a22 = -Ar/C*Iin_o2*(-Kpv*Kpi)/Fd_o2^2 - 1/(R*C);
a23 = -Ar/C*Iin_o2*(Kpi*Kiv)/Fd_o2^2;
a24 = -Ar/C*Iin_o2*(Kii)/Fd_o2^2;

b21 = 0;
b22 = -Ar/C*Iin_o2*(Kpv*Kpi)/Fd_o2^2;

a41 = (-Ar*Fd_o2 + Ar*Iin_o2*(-Kpi/d_o2))/Fd_o2^2;
a42 = Ar*Iin_o2*(-Kpv*Kpi)/Fd_o2^2 - Kpv;
a43 = Ar*Iin_o2*(Kpi*Kiv)/Fd_o2^2 + Kiv;
a44 = Ar*Iin_o2*(Kii)/Fd_o2^2;

b41 = 0;
b42 = Ar*Iin_o2*(Kpv*Kpi)/Fd_o2^2 + Kpv;

MA = [a11    a12    a13    a14
      a21    a22    a23    a24
      0      -1     0      0
      a41    a42    a43    a44];

MB = [b11    b12
      0      b22
      0      1
      0      b42];

MC = [1 0 0 0];

```

```
MD = [0 0];
```

```
%%%%% คำนวณหาฟังก์ชันถ่ายโอนของ Zi และแสดงแผนภาพโบด %%%%%
```

```
[num,den] = ss2tf(MA,MB,MC,MD,1);  
G = tf(den,num)  
bode(G,{1,4000})
```



ภาคผนวก ข

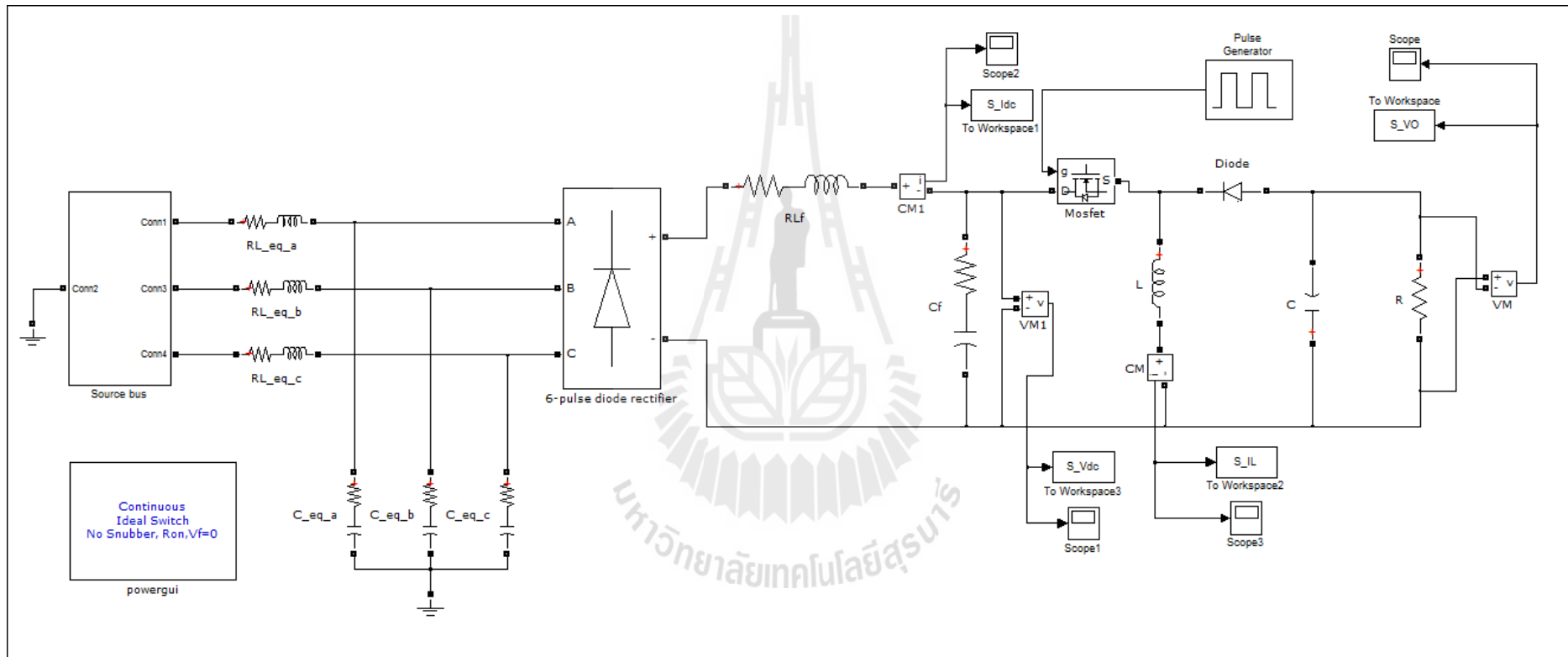
การจำลองสถานการณ์ของระบบด้วย SimPowerSystem™

ของโปรแกรม MATLAB

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

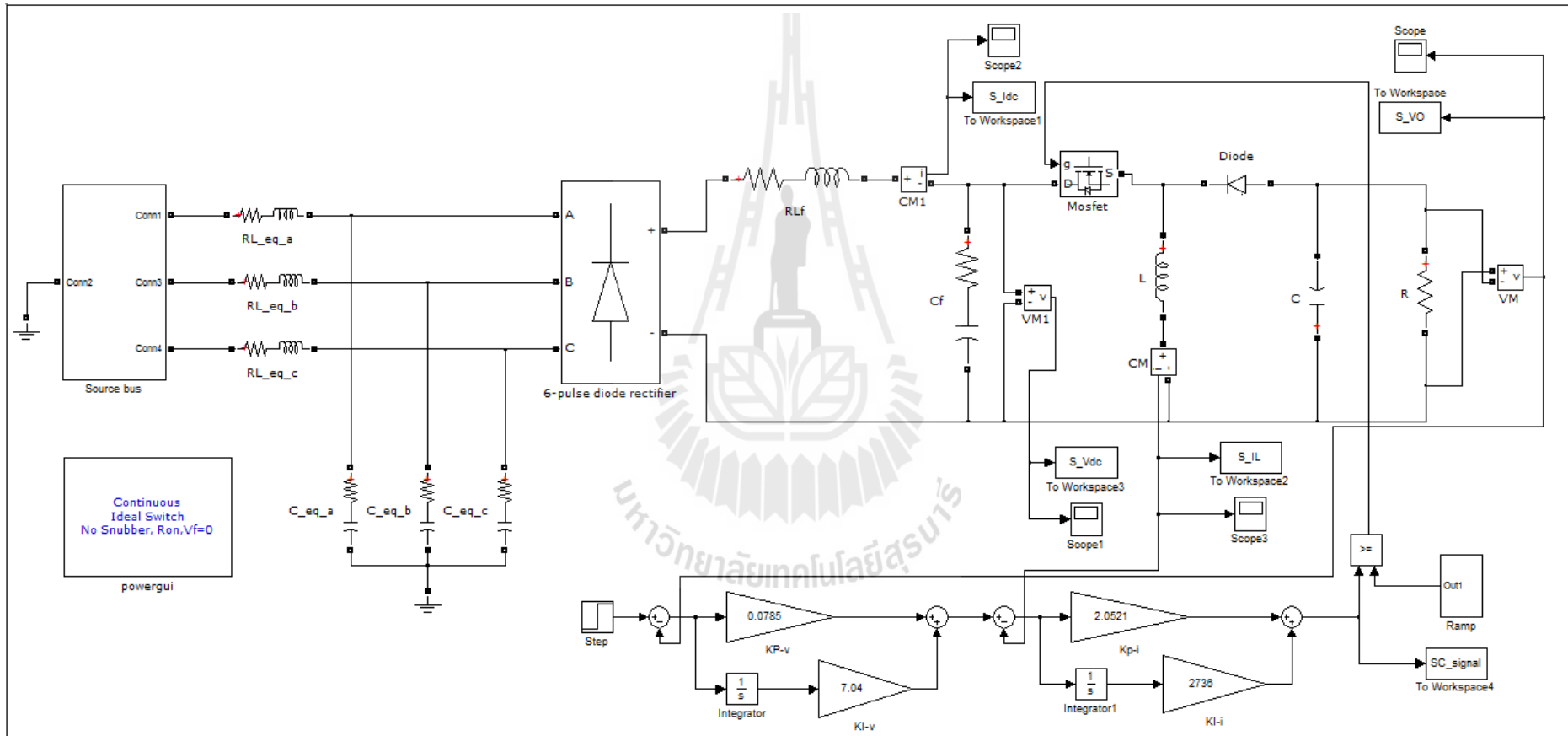


ภาพผนวก ข.1 การจำลองสถานการณ์ด้วย SPS™ ของระบบที่ไม่มีตัวควบคุม แสดงได้ดังรูปที่ ข.1



รูปที่ ข.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก์-บูสต์กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม

ภาพผนวก ข.2 การจำลองสถานการณ์ด้วย SPS™ ของระบบที่มีตัวควบคุมพีไอ แสดงได้ดังรูปที่ ข.2



รูปที่ ข.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุมพีไอ

ภาคผนวก ค

โปรแกรมสำหรับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์



\*\*\*\*\*

**ภาคผนวก ก.1** โปรแกรมการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม สำหรับชุดทดสอบที่เป็นระบบวงเปิด

\*\*\*\*\*

%%%%%%%%%      ประกาศค่าของตัวแปร      %%%%%%%%%%

```
#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <compat/deprecated.h>
#define DD 53
#define PB 22
#define PB2 26
#define PL 30
#define PL2 34
int EN = 12;
float d = 0;
pinMode(DD, INPUT);
pinMode(PB, INPUT);
pinMode(PL, INPUT);
pinMode(PB2, INPUT);
pinMode(PL2, INPUT);
```

%%%%%%%%%      กำหนดโหมดสัญญาณ PWM ที่มีความถี่ 5 kHz      %%%%%%%%%%

```
void setup() {
pinMode(EN, OUTPUT);
pinMode(A0, INPUT);
pinMode(A1, INPUT);
TCCR1A = (1<<COM1A1) | (0<<COM1A0);
TCCR1A |= (1<<COM1B1) | (0<<COM1B0);
TCCR1B = (1<<WGM13) | (0<<WGM12);
TCCR1A |= (0<<WGM11) | (0<<WGM10);
TCCR1B |= (0<<CS12) | (0<<CS11) | (1<<CS10);
ICR1 = 1600;
TCNT1=0;
}
```

%%%%%%%%%      ลูปการทำงาน สามารถปรับเพิ่ม-ลด ค่า Duty Cycle ได้โดยผู้ใช้งาน      %%%%%%%%%%

```
void loop() {
if(digitalRead(PB)==HIGH)
{delay(50);
if(digitalRead(PB2)==HIGH)
{d = d+80;
if(d>1120){d=1120;}
delay(1000);}}
if(digitalRead(PL)==HIGH)
{delay(50);
if(digitalRead(PL2)==HIGH)
{d = d-80;
if(d<0){d = 0;}}
```

```
delay(1000);}}  
OCR1A = d;  
OCR1B = d;  
}
```



\*\*\*\*\*

ภาคผนวก ก.2 โปรแกรมการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม สำหรับชุดทดสอบที่เป็นระบบวงปิด

\*\*\*\*\*

%%%%%%%%% ประกาศค่าของตัวแปร %%%%%%%%%%

```
#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <compat/deprecated.h>
#define DD 53
#define PB 22
#define PB2 26
#define PL 30
#define PL2 34
int V_ref=-10;
int EN = 12;

////////////////////// fs= 1.137 kHz
////////////////////// Conventional
float Kp_v = 0.0816;
float Ki_v = -0.0754;
float Kp_i = 3.255;
float Ki_i = -0.8489;

////////////////////// ATS
//float Kp_v = 0.1962;
//float Ki_v = -0.1936;
//float Kp_i = 1.782;
//float Ki_i = -0.293;

float rv = 0;
float ri = 0;
float e_v = 0;
float e_i = 0;
float ek_v = 0;
float ek_i = 0;
float I = 0;
float Ik = 0;
float d = 0;
float dk = 0;
int rvs = 0;
int ris = 0;
float sum_rv = 0;
float sum_ri = 0;

%%%%%%%%% ปรับโหมดการอ่านค่าอนาล็อก แบบเร็ว %%%%%%%%%%

#define FASTADC 1
// defines for setting and clearing register bits
#ifndef cbi
#define cbi(sfr, bit) (_SFR_BYTE(sfr) &= ~_BV(bit))
#endif
#endif
```

```

#ifndef sbi
#define sbi(sfr, bit) (_SFR_BYTE(sfr) |= _BV(bit))
#endif

void setup() {
  #if FASTADC
  sbi(ADCSRA,ADPS2) ;
  cbi(ADCSRA,ADPS1) ;
  cbi(ADCSRA,ADPS0) ;
  #endif
  pinMode(PB, INPUT);
  pinMode(PL, INPUT);
  pinMode(PB2, INPUT);
  pinMode(PL2, INPUT);

  %%% %%% กำหนดโหมดสัญญาณ PWM ที่มีความถี่ 5 kHz %%% %%%

  pinMode(EN, OUTPUT);
  pinMode(A0, INPUT);
  pinMode(A1, INPUT);
  TCCR1A = (1<<COM1A1) | (0<<COM1A0);
  TCCR1A |= (1<<COM1B1) | (0<<COM1B0);
  TCCR1B = (1<<WGM13) | (0<<WGM12);
  TCCR1A |= (0<<WGM11) | (0<<WGM10);
  TCCR1B |= (0<<CS12) | (0<<CS11) | (1<<CS10);
  ICR1 = 1600;
  TCNT1=0;
}

void loop() {

  %%% %%% รับค่าแรงดันอ้างอิง จากผู้ใช้งาน %%% %%%

  if(digitalRead(PB)==HIGH)
  {delay(50);
  if(digitalRead(PB2)==HIGH)
  {V_ref = V_ref+10;
  if(V_ref>70){V_ref=70;}
  delay(1000);}}
  if(digitalRead(PL)==HIGH)
  {delay(50);
  if(digitalRead(PL2)==HIGH)
  {V_ref = V_ref-10;
  if(V_ref<0){V_ref=0;}
  delay(1000);}}

  %%% %%% อ่านค่าแรงดันและกระแส จากอุปกรณ์ตรวจวัด %%% %%%

  for (int x=0;x<10;x++)
  {rv = analogRead(A0);
  sum_rv = sum_rv + rv;}
  for (int x=0;x<10;x++)

```

```

{ri = analogRead(A1);
sum_ri = sum_ri + ri;}
rv = sum_rv/10;
ri = sum_ri/10;
sum_rv = 0;
sum_ri = 0;
rv = (rv*5)/1023;
rv = (81.2*rv)-27.835;
ri = (ri*5)/1023;
ri = (1.7046*ri)-0.70436;

%%%%%%%%% เข้าสู่กระบวนการของตัวควบคุมพีไอลูบแรงดัน %%%%%%%%%%

e_v = V_ref - rv;
I = Ik + (Kp_v*e_v) + (Ki_v*ek_v);
if (I<0){I=0;}
else if (I>10){I=10;}
Ik=I;
ek_v=e_v;

%%%%%%%%% เข้าสู่กระบวนการของตัวควบคุมพีไอลูบกระแส %%%%%%%%%%

e_i = I - ri;
d = dk + (Kp_i*e_i) + (Ki_i*ek_i);
if (d<0){d=0;}
else if (d>1200){d=1200;}
dk=d;
ek_i=e_i;

%%%%%%%%% ปรับค่า Duty Cycle โดยตัวควบคุมอัตโนมัติ %%%%%%%%%%

OCR1A = d;
OCR1B = d;
}

```



ภาคผนวก ง

การหาค่าพารามิเตอร์ของ ATS  
ให้มีความเหมาะสมกับระบบชนิดต่าง ๆ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

\*\*\*\*\*

ภาคผนวก ง.1 การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของ ATS ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์  
เพื่อใช้ในการระบุเอกลักษณ์

\*\*\*\*\*

การหาค่า *Initial number neighbor* โดยเลือกใช้จำนวนเท่ากับ 10, 15, 20, 25 และ 30 ดัง  
ตารางที่ ง.1 โดยกำหนดให้  $Round = 10$ ,  $Number neighbor = 10$ ,  $Radius = 20\%$  และ  $DF = 1.01$

ตารางที่ ง.1 การทดสอบเพื่อหาค่า *Initial number neighbor*

ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ( $W$ )					
ครั้งที่	<i>Initial number neighbor</i>				
	10	15	20	25	30
1	0.2256	0.2256	0.2252	0.2248	0.2256
2	0.2307	0.2262	0.2246	0.2255	0.2250
3	0.2260	0.2269	0.2265	0.2242	0.2240
เฉลี่ย	0.2274	0.2262	0.2254	<b>0.2248</b>	0.2249

จากตารางที่ ง.1 พบว่าเมื่อใช้ *Initial number neighbor* เท่ากับ 25 จะได้ค่า  $W$  เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้น  
จึงเลือกใช้ *Initial number neighbor* = 25

การหาค่า *Radius* โดยเลือกใช้ค่าเท่ากับ 10 %, 20 %, 30 %, 40 % และ 50 % ของขอบเขต  
แสดงดังตารางที่ ง.2 โดยกำหนดให้  $Round = 10$ ,  $Number neighbor = 10$ ,  $Initial number neighbor$   
= 25 และ  $DF = 1.01$

ตารางที่ ง.2 การทดสอบเพื่อหาค่า *Radius*

ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ( <i>W</i> )					
ครั้งที่	<i>Radius</i>				
	10 %	20 %	30 %	40 %	50 %
1	0.2244	0.2248	0.2275	0.2292	0.2362
2	0.2283	0.2255	0.2245	0.2294	0.2329
3	0.2293	0.2242	0.2291	0.2256	0.2420
เฉลี่ย	0.2273	<b>0.2248</b>	0.2270	0.2281	0.2370

จากตารางที่ ง.2 พบว่าเมื่อใช้ *Radius* เท่ากับ 20 % จะได้ค่า *W* เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ *Radius* = 20 %

การหาค่า *DF* โดยเลือกใช้ค่าเท่ากับ 1.01, 1.1, 1.2, 1.3 และ 1.4 แสดงดังตารางที่ ง.3 โดยกำหนดให้ *Round* = 10, *Number neighbor* = 10, *Initial number neighbor* = 25 และ *Radius* = 20 %

ตารางที่ ง.3 การทดสอบเพื่อหาค่า *DF*

ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ( <i>W</i> )					
ครั้งที่	<i>DF</i>				
	1.01	1.1	1.2	1.3	1.4
1	0.2248	0.2245	0.2239	0.2239	0.2238
2	0.2255	0.2240	0.2238	0.2235	0.2241
3	0.2242	0.2247	0.2243	0.2242	0.2275
เฉลี่ย	0.2248	0.2244	0.2240	<b>0.2239</b>	0.2251

จากตารางที่ ง.3 พบว่าเมื่อใช้ *DF* เท่ากับ 1.3 จะได้ค่า *W* เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ *DF* = 1.3

การหาค่า *Round* โดยเลือกใช้จำนวนเท่ากับ 5, 10, 15, 25 และ 35 แสดงดังตารางที่ ง.4 โดยกำหนดให้ *Number neighbor* = 10, *Initial number neighbor* = 25, *Radius* = 20 % และ *DF* = 1.3

ตารางที่ ๓.4 การทดสอบเพื่อหาค่า *Round*

ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ( <i>W</i> )					
ครั้งที่	<i>Round</i>				
	5	10	15	25	35
1	0.2238	0.2239	0.2237	0.2241	0.2239
2	0.2246	0.2235	0.2241	0.2236	0.2238
3	0.2242	0.2242	0.2242	0.2241	0.2239
เฉลี่ย	0.2242	<b>0.2239</b>	0.2240	0.2239	0.2239

จากตารางที่ ๓.4 พบว่าเมื่อใช้ *Round* เท่ากับ 10, 25 และ 35 จะได้ค่า *W* เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ *Round* = 10 เพราะใช้จำนวนรอบการค้นหาน้อยที่สุด

การหาค่า *Number neighbor* โดยเลือกใช้จำนวนเท่ากับ 10, 15, 20, 25 และ 30 ดังตารางที่ ๓.5 โดยกำหนดให้ *Round* = 10, *Initial number neighbor* = 25, *Radius* = 20 % และ *DF* = 1.3

ตารางที่ ๓.5 การทดสอบเพื่อหาค่า *Number neighbor*

ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ( <i>W</i> )					
ครั้งที่	<i>Number neighbor</i>				
	10	15	20	25	30
1	0.2239	0.2239	0.2238	0.2238	0.2242
2	0.2235	0.2238	0.2235	0.2235	0.2242
3	0.2242	0.2241	0.2242	0.2233	0.2238
เฉลี่ย	0.2239	0.2239	0.2238	<b>0.2235</b>	0.2241

จากตารางที่ ๓.5 พบว่าเมื่อใช้ *Number neighbor* เท่ากับ 25 จะได้ค่า *W* เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ *Number neighbor* = 25

\*\*\*\*\*  
 ภาคผนวก ง.2 การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของ ATS ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ เพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุม  
 \*\*\*\*\*

การหาค่า *Initial number neighbor* โดยเลือกใช้จำนวนเท่ากับ 10, 20, 30, 40 และ 50 ดังตารางที่ ง.6 โดยกำหนดให้  $Round = 10$ ,  $Number neighbor = 10$ ,  $Radius = 20\%$  และ  $DF = 1.01$

ตารางที่ ง.6 การทดสอบเพื่อหาค่า *Initial number neighbor*

ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ( $W$ )					
ครั้งที่	<i>Initial number neighbor</i>				
	20	25	30	35	40
1	0.4958	0.4945	0.4937	0.5004	0.5205
2	0.4967	0.4926	0.4938	0.4966	0.5045
3	0.5155	0.4954	0.4909	0.4958	0.4962
เฉลี่ย	0.5027	0.4942	<b>0.4928</b>	0.4976	0.5071

จากตารางที่ ง.6 พบว่าเมื่อใช้ *Initial number neighbor* เท่ากับ 30 จะได้ค่า  $W$  เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ *Initial number neighbor* = 30

การหาค่า *Radius* โดยเลือกใช้ค่าเท่ากับ 10 %, 20 %, 30 %, 40 % และ 50 % ของขอบเขตแสดงดังตารางที่ ง.7 โดยกำหนดให้  $Round = 10$ ,  $Number neighbor = 10$ ,  $Initial number neighbor = 30$  และ  $DF = 1.01$

ตารางที่ 6.7 การทดสอบเพื่อหาค่า *Radius*

ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ( <i>W</i> )					
ครั้งที่	<i>Radius</i>				
	10 %	20 %	30 %	40 %	50 %
1	0.4951	0.4954	0.4963	0.4944	0.5013
2	0.5196	0.4978	0.4886	0.4967	0.4995
3	0.5241	0.4962	0.5073	0.5004	0.4991
เฉลี่ย	0.5129	<b>0.4965</b>	0.4974	0.4972	0.4999

จากตารางที่ 6.7 พบว่าเมื่อใช้ *Radius* เท่ากับ 20 % จะได้ค่า *W* เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ *Radius* = 20 %

การหาค่า *DF* โดยเลือกใช้ค่าเท่ากับ 1.01, 1.1, 1.2, 1.3 และ 1.4 แสดงดังตารางที่ 6.8 โดยกำหนดให้ *Round* = 10, *Number neighbor* = 10, *Initial number neighbor* = 30 และ *Radius* = 20 %

ตารางที่ 6.8 การทดสอบเพื่อหาค่า *DF*

ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ( <i>W</i> )					
ครั้งที่	<i>DF</i>				
	1.10	1.15	1.20	1.25	1.30
1	0.4957	0.4890	0.4952	0.4995	0.4953
2	0.5223	0.4908	0.4971	0.4976	0.4981
3	0.4958	0.4950	0.4916	0.5392	0.4894
เฉลี่ย	0.5046	<b>0.4916</b>	0.4947	0.5121	0.4943

จากตารางที่ 6.8 พบว่าเมื่อใช้ *DF* เท่ากับ 1.05 จะได้ค่า *W* เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ *DF* = 1.15

การหาค่า *Round* โดยเลือกใช้จำนวนเท่ากับ 20, 30, 40, 50 และ 60 แสดงดังตารางที่ ง.9 โดยกำหนดให้ *Number neighbor* = 10, *Initial number neighbor* = 30, *Radius* = 20 % และ *DF* = 1.15

ตารางที่ ง.9 การทดสอบเพื่อหาค่า *Round*

ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ( <i>W</i> )					
ครั้งที่	<i>Round</i>				
	20	30	40	50	60
1	0.4949	0.5173	0.4995	0.4867	0.5045
2	0.4949	0.5045	0.4958	0.5036	0.4951
3	0.4940	0.4949	0.4953	0.4921	0.4953
เฉลี่ย	0.4946	0.5056	0.4968	<b>0.4941</b>	0.4983

จากตารางที่ ง.9 พบว่าเมื่อใช้ *Round* เท่ากับ 50 จะได้ค่า *W* เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ *Round* = 50 เพราะใช้จำนวนรอบการค้นหามีน้อยที่สุด

การหาค่า *Number neighbor* โดยเลือกใช้จำนวนเท่ากับ 10, 15, 20, 25 และ 30 ดังตารางที่ ง.10 โดยกำหนดให้ *Round* = 50, *Initial number neighbor* = 30, *Radius* = 20 % และ *DF* = 1.15

ตารางที่ ง.10 การทดสอบเพื่อหาค่า *Number neighbor*

ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ( <i>W</i> )					
ครั้งที่	<i>Number neighbor</i>				
	15	20	25	30	35
1	0.4867	0.4949	0.4944	0.4944	0.4867
2	0.4867	0.4867	0.4954	0.4962	0.4867
3	0.4954	0.4958	0.5073	0.4944	0.5168
เฉลี่ย	0.4896	<b>0.4925</b>	0.4990	0.4950	0.4968

จากตารางที่ ง.10 พบว่าเมื่อใช้ *Number neighbor* เท่ากับ 20 จะได้ค่า *W* เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ *Number neighbor* = 20

ภาคผนวก จ

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา





## รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

Rangsan Chanpittayagit, Kongpan Areerak, and Kongpol Areerak (2014). **Modeling of AC-DC Power System Feeding a Controlled Buck-Boost Converter**, Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2014 11th International Conference.

## ยื่นจดลิขสิทธิ์โปรแกรมคอมพิวเตอร์

“โปรแกรมออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคก็บูสต์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์”



# Modeling of AC-DC Power System Feeding a Controlled Buck-Boost Converter

Rangsan Chanpittayagit, Kongpan Areerak\*, and Kongpol Areerak  
 School of Electrical Engineering, Institute of Engineering  
 Suranaree University of Technology  
 Nakon Ratchasima, Thailand  
 \*kongpan@sut.ac.th

**Abstract**—It is well-known that dynamic models of power converters are normally time-varying because of their switching actions. Unfortunately, the system analysis and design via the time-varying model is very complicated. Therefore, the paper presents the mathematical model of AC-DC power system feeding a controlled buck-boost converter. The proposed model is derived from the combination between the DQ method and the generalized state-space averaging method. These methods are used to eliminate the switching behavior to achieve the time-invariant model suitable for a system analysis and design via the conventional control theory. The intensive time-domain simulations show that the resulting model can provide high accuracies in both transient and steady-state responses compared with the exact topology model.

**Keywords**—Buck-Boost Converter; Modeling; Averaging Model; DQ method; Generalized State-Space Averaging method

## I. INTRODUCTION

Generally, dynamic models are very important for a system analysis and design. Unfortunately, the models of power electronic based systems are time-varying in nature in which the system analysis and designs via these time-varying models are very complicated. Therefore, several approaches are commonly used for eliminating the switching actions to achieve the time-invariant model. Then, the classical linear control theory can be easily applied. The work of the paper presents how to derive the dynamic model of the example system, AC-DC power system feeding a controlled buck-boost converter, by using two common averaging techniques. The first averaging technique called DQ method [1]-[3] is used to analyze the dynamic model of a three-phase rectifier including the transmission line on AC side, while the second technique namely the generalized state-space averaging (GSSA) method [4]-[7] is applied to derive the dynamic model of controlled buck-boost converter. The cascade PI controllers of buck-boost converter are also included in the model. The derived model is validated by the intensive time-domain simulation via the exact topology model. The results show that the reported models provide high accuracies in both transient and steady-state responses. The classical control techniques can be easily used for the system analysis and design via the

proposed dynamic model. Moreover, the simulation time by using the resulting model is very fast compared with those from the switching model. Hence, the reported model in the paper can be applied as the objective function for the optimal controller design using the artificial intelligence techniques. However, the aim of the paper is focus on only how to derive the time-invariant model of the considered power system.

The paper is structured as follows. In Section II, the considered system is illustrated. In Section III, deriving the dynamic model of the considered system using the combination between both DQ and GSSA methods is explained. In Section IV, the model validation using the small-signal simulation is illustrated. Finally, Section V concludes and discusses the advantages of proposed model derived from the DQ and GSSA methods.

## II. SYSTEM CONSIDERED

The considered system is depicted in Fig. 1. It consists of a balanced three-phase voltage source, transmission line, three-phase diode rectifier, and DC-link filters feeding a controlled buck-boost converter. It is assumed that the diode rectifier and the buck-boost converter are operated under a continuous conduction mode (CCM) and the higher harmonics of the fundamental are neglected. The three-phase voltage sources are also balanced. The cascade PI controllers are used to regulate the output voltage of buck-boost converter. In Section III, the model derivation using both DQ and GSSA methods to achieve the time-invariant model due to eliminating switching actions of diodes and switch  $Q$  will be explained. Note that  $\lambda$  represents the phase shift between source and AC bus.

## III. MATHEMATICAL MODEL DERIVATION

In this paper, the DQ method is selected to derive the dynamic model of a three-phase diode rectifier in which the diode rectifier as depicted in Fig. 2 (a) can be treated as a transformer on DQ-axis [2]-[3] as shown in Fig.2 (b). According to Fig. 1, the effect of  $L_{eq}$  on the AC side causes an overlap angle  $\mu$  in the output waveforms that causes a commutation voltage drop. This drop can be represented as a variable resistance  $R_\mu$  that is located on the DC side [9] as shown in Fig. 2 (b).

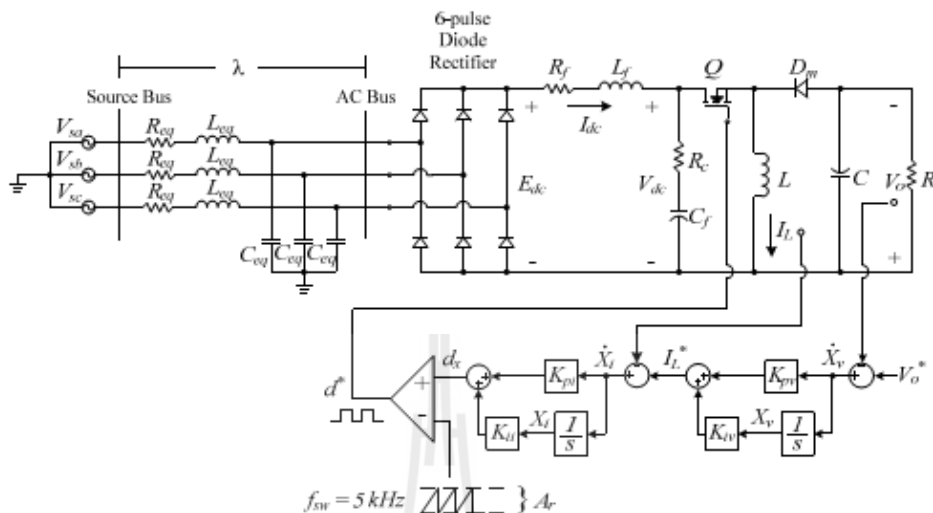


Fig. 1. Considered system

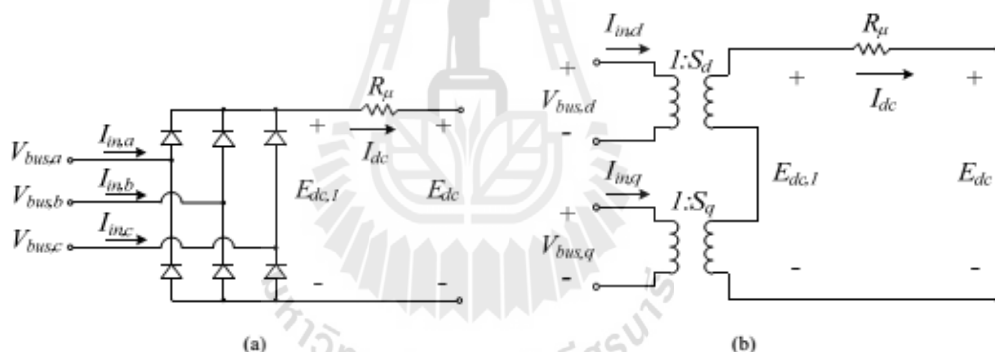


Fig. 2. Three-phase diode rectifier model

Using DQ method, the switching function of three-phase diode rectifier can be transformed into a DQ-axis represented as  $S_d$  and  $S_q$ . The calculation of these switching functions is given in (1).

$$S_{dq} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \begin{bmatrix} \cos(\phi_1 - \phi) \\ \sin(\phi_1 - \phi) \end{bmatrix} \quad (1)$$

where  $\phi_1$  = Phase angle of DQ frame and  $\phi$  = Phase angle of AC bus voltage.

The transmission line section in Fig. 1 can also be transformed into DQ frame [10]. The DQ representation of the transmission line is then combined with the diode rectifier as shown in Fig. 2 (b). As a result, the equivalent circuit of the power system in Fig. 1 can be represented in the DQ frame as depicted in Fig. 3. The equivalent circuit in Fig. 3 was already simplified by fixing the rotating frame on the phase of the switching function ( $\phi_1 = \phi$ ) [2]-[3].

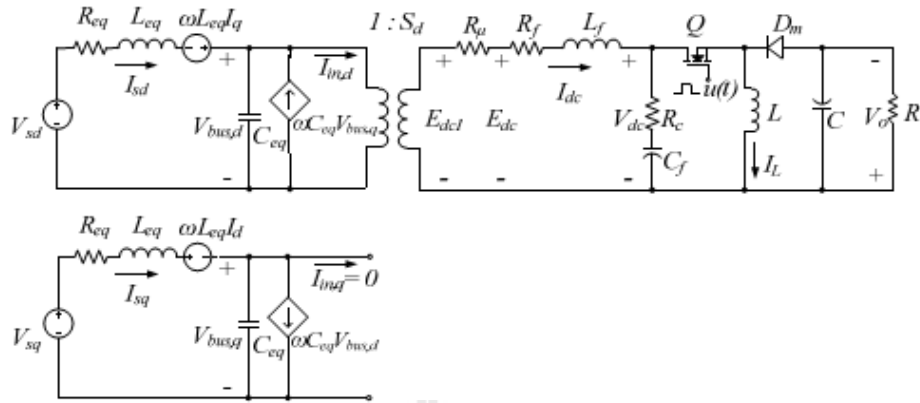


Fig. 3. The simplified equivalent circuit of the power system

In Fig. 3, the three-phase diode rectifier including the transmission line on AC side is transformed into the DQ frame via the DQ method. Notice that the diode rectifier can be modeled as the transformer in which it can provide the time-invariant model. The GSSA modeling method is then used to eliminate the switching action (switch  $Q$ ) of the buck-boost converter. For deriving the dynamic model of a buck-boost converter using GSSA method, the switching function of such converter under the CCM condition is firstly defined in (2).

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < dT_s \\ 0, & dT_s < t < T_s \end{cases} \quad (2)$$

where  $d$  is the duty cycle of the switch  $Q$  as shown in Fig. 3. Applying the KVL and KCL to Fig. 3 with the GSSA method [4], the set of time-invariant differential equations are given by (3). It can be seen in Fig. 3 that the cascade PI controllers of the buck-boost converter is not considered. Hence, the equivalent circuit of the power system with the schematic of buck-boost converter controllers on DQ frame as depicted in Fig. 4 is concerned. The PI controllers of the current loop (inner loop) and the voltage (outer loop) are represented by  $K_{pv}$ ,  $K_{iv}$ ,  $K_{pi}$ , and  $K_{i}$ , respectively. From Fig. 4,  $d^*$  can be derived and given in (4).

When PI controllers are considered, the  $X_v$  of the voltage loop control and the  $X_i$  of the current loop control are set as the state variables of the model. Moreover, when the buck-boost converter is regulated, the  $d$  in (3) becomes  $d^*$  as given in (4). Therefore, applying  $d^*$  into  $d$  and adding the state variables of

the PI controllers, the dynamic model of the proposed system in Fig. 1 derived by using the DQ and GSSA methods can be expressed in (5)

$$\begin{cases} \dot{I}_{sd} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sd} + \omega I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{busqd} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\lambda) \\ \dot{I}_{sq} = -\omega I_{sd} + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{busqd} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\lambda) \\ \dot{V}_{busqd} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sd} + \omega V_{busqd} - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\ \dot{V}_{busdq} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sq} - \omega V_{busqd} \\ \dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_f} V_{busqd} - \frac{(R_p + R_f + R_c)}{L_f} I_{dc} - \frac{1}{L_f} V_{dc} + \frac{R_c \cdot d}{L_f} I_L \\ \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_f} I_{dc} - \frac{d}{C_f} I_L \\ \dot{I}_L = \frac{d}{L} V_{dc} - \frac{(1-d)}{L} V_o \\ \dot{V}_o = \frac{(1-d)}{C} I_L - \frac{1}{RC} V_o \end{cases} \quad (3)$$

$$d^* = \frac{1}{A_v} (-K_{pi} I_L - K_{pv} K_{pi} V_o + K_{iv} K_{pi} x_v + K_{iv} x_i + K_{pv} K_{pi} V_o^*) \quad (4)$$

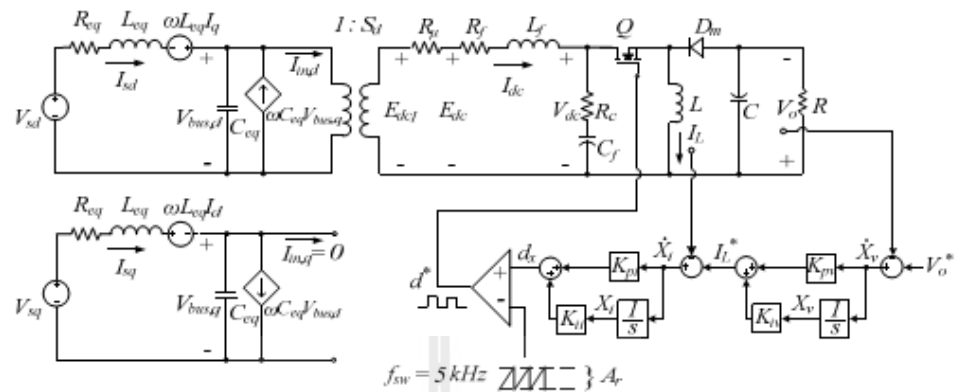


Fig. 4. The equivalent circuit of the power system with cascade PI controllers

$$\begin{cases}
 \dot{I}_{sd} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sd} + \omega I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\lambda) \\
 \dot{I}_{sq} = -\omega I_{sd} + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\lambda) \\
 \dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sd} + \omega V_{bus,d} - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\
 \dot{V}_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sq} - \omega V_{bus,d} \\
 \dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_f} V_{bus,d} - \frac{(R_\mu + R_f + R_v)}{L_f} I_{dc} - \frac{1}{L_f} V_{dc} - \frac{R_v K_{p\mu} K_{\mu}}{A_f L_f} I_{dc}^2 - \frac{R_v K_{p\mu} K_{\mu}}{A_f L_f} I_{dc} V_o \\
 \quad + \frac{R_v K_{p\mu} K_{\mu}}{A_f L_f} I_{dc} x_v + \frac{R_v K_{p\mu}}{A_f L_f} I_{dc} x_i + \frac{R_v K_{p\mu} K_{\mu}}{A_f L_f} I_{dc} V_o^* \\
 \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_f} I_{dc} + \frac{K_{\mu}}{A_f C_f} I_{dc}^2 + \frac{K_{p\mu} K_{\mu}}{A_f C_f} I_{dc} V_o - \frac{K_{\mu} K_{\mu}}{A_f C_f} I_{dc} x_v - \frac{K_{\mu}}{A_f C_f} I_{dc} x_i - \frac{K_{p\mu} K_{\mu}}{A_f C_f} I_{dc} V_o^* \\
 \dot{I}_L = -\frac{1}{L} V_o - \frac{K_{\mu}}{A_f L} V_{dc} I_L - \frac{K_{p\mu} K_{\mu}}{A_f L} V_{dc} V_o + \frac{K_{\mu} K_{\mu}}{A_f L} V_{dc} x_v + \frac{K_{\mu}}{A_f L} V_{dc} x_i + \frac{K_{p\mu} K_{\mu}}{A_f L} V_{dc} V_o^* \\
 \quad - \frac{K_{p\mu}}{A_f L} V_{dc} I_L - \frac{K_{p\mu} K_{\mu}}{A_f L} V_o^2 + \frac{K_{\mu} K_{\mu}}{A_f L} V_o x_v + \frac{K_{\mu}}{A_f L} V_o x_i + \frac{K_{p\mu} K_{\mu}}{A_f L} V_o V_o^* \\
 \dot{V}_o = \frac{1}{C} I_L - \frac{1}{RC} V_o + \frac{K_{\mu}}{A_f C} I_L^2 + \frac{K_{p\mu} K_{\mu}}{A_f C} I_L V_o - \frac{K_{\mu} K_{\mu}}{A_f C} I_L x_v - \frac{K_{\mu}}{A_f C} I_L x_i - \frac{K_{p\mu} K_{\mu}}{A_f C} I_L V_o^* \\
 \dot{x}_v = -V_o + V_o^* \\
 \dot{x}_i = -I_L - K_{p\mu} V_o + K_{\mu} x_v + K_{\mu} V_o^*
 \end{cases} \quad (5)$$

#### IV. MODEL VALIDATION

The nonlinear time-invariant model can be linearized using the first order terms of the Taylor expansion so as to achieve a set of linear differential equations around an equilibrium point. The DQ+GSSA linearized model of (5) is then of the form in (6).

$$\begin{cases} \delta\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_s, \mathbf{u}_s)\delta\mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_s, \mathbf{u}_s)\delta\mathbf{u} \\ \delta\mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}_s, \mathbf{u}_s)\delta\mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_s, \mathbf{u}_s)\delta\mathbf{u} \end{cases} \quad (6)$$

where

$$\delta\mathbf{x} = [\delta V_{dc} \quad \delta V_o \quad \delta V_{ba,d} \quad \delta V_{bs,d} \quad \delta I_x \quad \delta V_{dc} \quad \delta I_L \quad \delta V_o \quad \delta \tilde{x}_c \quad \delta \tilde{x}_v]^T$$

$$\delta\mathbf{u} = [\delta V_m \quad \delta V_o^*]^T \quad \delta\mathbf{y} = [\delta V_{dc} \quad \delta V_o]^T$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1_{10 \times 10} \\ \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1_{10 \times 2} \\ \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1_{2 \times 10} \\ \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1_{2 \times 2} \\ \end{bmatrix}$$

The matrices **A** **B** **C** and **D** are too awkward to put in this paper.

The DQ+GSSA linearized model in (6) is simulated for small-signal transients against a corresponding exact topology model from MATLAB. The set of system parameters is as follow:  $V_s = 30 \text{ V}_{\text{rms/phase}}$ ,  $\omega = 2\pi \times 50 \text{ rad/s}$ ,

$$\begin{aligned} R_{sq} &= 0.1\Omega, & L_{sq} &= 24\mu\text{H}, & C_{sq} &= 2\text{nF}, & R_f &= 0.01\Omega, \\ L_f &= 33\text{mH}, & C_f &= 500\mu\text{F}, & R_c &= 0.4\Omega, & R &= 100\Omega, \\ L &= 15\text{mH}, & C &= 141\mu\text{F}, & A_s &= 10, & K_{pv} &= 0.016, & K_{iv} &= 4.475, \\ K_{\mu} &= 0.4327 & & & & & K_{\mu} &= 25,695 \end{aligned}$$

Fig. 5 shows the  $V_{dc}$  and  $V_o$  responses of the system in Fig. 1 to a step change of  $V_o^*$  from 40 to 50 V that occurs at  $t = 5$  s. Similarly, Fig. 6 shows the responses to a step change of  $V_o^*$  from 80 to 90 V. From the comparison results of both models, it confirms that the resulting model of the considered system with a controlled buck-boost converter derived from the DQ and GSSA methods provide a good accuracy in both transient and steady-state responses. The model can describe the dynamic behavior of the whole system. Moreover, the simulation time of Fig. 5 when the system was simulated via the proposed model coding in MATLAB requires 0.086 s., while the full topology model of SPS<sup>TM</sup> in MATLAB consumes 288.31 s.. For Fig. 6, the computational time via the reported model is 0.084 s., while the exact topology model consumes 386.47 s..

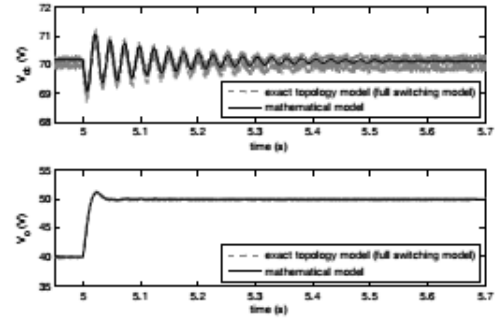


Fig. 5.  $V_{dc}$  and  $V_o$  responses to a step change of  $V_o^*$  from 40 to 50 V

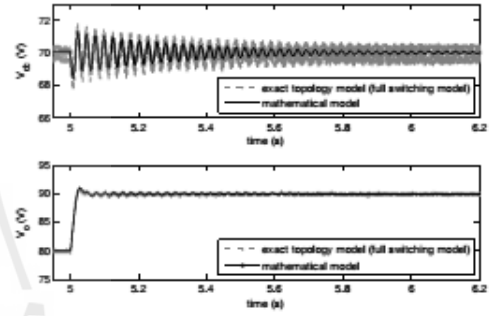


Fig. 6.  $V_{dc}$  and  $V_o$  responses to a step change of  $V_o^*$  from 80 to 90 V

#### V. CONCLUSION

This paper presents how to derive the dynamic model of the three-phase diode rectifier feeding a controlled buck-boost converters. The DQ and GSSA methods are used to eliminate the switching behaviour of the power converter in which the DQ method is used to analyze the three-phase rectifier and the GSSA method is also applied to the buck-boost converter. The simulation results show that the proposed model provide a good accuracy in both transient and steady-state responses. Moreover, the proposed model consumes the fast simulation time compared with those of the exact topology model. According to the advantages of the resulting model, the classical control theory can be easily used for the system analysis and design. In addition, the dynamic model derived from the paper is suitable for the

optimal controller design using the artificial intelligence techniques because the fast simulation time can be achieved from the proposed model.

#### ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by Suranaree University of Technology (SUT) and by the office of the Higher Education Commission under NRU project of Thailand.

#### REFERENCES

- [1] C.T. Rim, D.Y. Hu, and G.H. Cho, Transformers as Equivalent Circuits for Switches: General Proof and D-Q Transformation-Based Analysis, *IEEE Trans. On Indus. Appl.*, vol. 26, n. 4, July/August 1990, pp. 777-785.
- [2] K-N. Areerak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas, DQ-Transformation Approach for Modeling and Stability Analysis of AC-DC Power System with Controlled PWM Rectifier and Constant Power Load, *13<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008)*, Poznan, Poland, 1-3 September 2008.
- [3] K. Chaijarumudomrung, K-N. Areerak, and K-L. Areerak, Modeling of Three-phase Controlled Rectifier using a DQ method, *2010 International Conference on Advances in Energy Engineering (ICAE 2010)*, Beijing, China: June 19-20, 2010, pp.56-59.
- [4] J. Mahdavi, A. Emadi, M.D. Bellar, M. Ehsani, Analysis of Power Electronic Converter Using the Generalized State-Space Averaging Approach, *IEEE Trans. On Circuit and System.*, vol. 44, August 1997, pp.767-770
- [5] A. Emadi, Modeling and Analysis of Multiconverter DC Power Electronic System Using the Generalized State-Space Averaging Method, *IEEE Trans. On Indus. Elect.*, vol. 51, n. 3, June 2004, pp. 661-668.
- [6] S.F. Glover, Modeling and stability analysis of power electronics based systems, Ph.D. dissertation, Purdue Univ., 2003.
- [7] S.D. Sudhoff, Analysis and Average-Value Modeling of Dual Line-Commutate Converter-6-Phase Synchronous Machine Systems, *IEEE Trans. on Energy Conversion.*, vol. 8, n. 3, September 1993, pp. 411-417.
- [8] T.Colosi, M. Abrudean, M.L. Unguresan, The Taylor Series - Local Iterative Linearization Method for Numerical Modeling and Simulation of Linear Processes, 2008.
- [9] N. Mohan, T.M. Underland, and W.P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Son, USA, 2003.
- [10] C-M Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery using MATLAB/Simulink*, Prentice Hall, 1998.

## ประวัติผู้เขียน

นายรังสรรค์ ชาญพิทยกิจ เกิดเมื่อวันที่ 14 มิถุนายน 2532 ที่จังหวัดระยอง เริ่มการศึกษา ระดับประถมศึกษาปีที่ 1-6 ที่โรงเรียนอนุบาลระยอง ระดับมัธยมศึกษาปีที่ 1-6 ที่โรงเรียนเฉลิมพระเกียรติสมเด็จพระศรีนครินทร์ ระยอง สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2555 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ณ สถาบันเดิม

ระหว่างการศึกษาในระดับปริญญาโท ได้เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ซึ่งเป็นปฏิบัติการเกี่ยวกับการสร้างวงจรอิเล็กทรอนิกส์และการใช้ระบบควบคุม โดยผู้วิจัยมีความสนใจในด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง การควบคุมอัตโนมัติ และวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งการทำงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ทำให้ผู้วิจัยมีความรู้และความเข้าใจทางด้านระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังและการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบเป็นอย่างดี

