

การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่มีการควบคุมแรงดัน  
บัลไฟตรงสำหรับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวขนานกัน



นายพีระ รัตธานี

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี  
ปีการศึกษา 2556

**STABILITY ANALYSIS OF THREE-PHASE POWER  
SYSTEM WITH DC BUS VOLTAGE CONTROL FOR  
PARALLELED CONSTANT POWER LOADS**



**Peera Ruttanee**

**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 2013**

การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง  
สำหรับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวขนานกัน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักศึกษานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา  
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(รศ. ดร.กิตติ อรรถกิจมงคล)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.กมล อารีรักษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(ผศ. ดร.กมล อารีรักษ์)

กรรมการ

(รศ. ดร.อาทิตย์ ศรีแก้ว)

กรรมการ

(อ. ดร.สุดาร์ตน์ ขวัญอ่อน)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิ้มปิจำนงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและนวัตกรรม

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ทีระ รัตณี : การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่มีการควบคุมแรงดัน  
บัลไฟตรงสำหรับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวขนานกัน (STABILITY ANALYSIS OF  
THREE-PHASE POWER SYSTEM WITH DC BUS VOLTAGE CONTROL FOR  
PARALLELED CONSTANT POWER LOADS) อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์  
ดร.ทองพล อารีรักษ์, 244 หน้า

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยใช้วิธีร่วมกัน  
ระหว่างวิธีคิควและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียง  
กระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักซ์ขนานกัน ซึ่งแบบจำลองทาง  
คณิตศาสตร์ของวงจรดังกล่าวเป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้น ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ  
ต้องอาศัยแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นร่วมกับทฤษฎีค่าเจาะจง ดังนั้นจึงต้องทำให้เป็นเชิงเส้นโดยใช้  
อนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง เพื่อทำให้แบบจำลองดังกล่าวเป็นแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจะมี  
ความเหมาะสมสำหรับการนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบต่อไป การตรวจสอบความถูกต้อง  
ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น จะอาศัยการเปรียบเทียบการจำลองสถานการณ์บน  
คอมพิวเตอร์กับผลที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ นอกจากนี้แล้วในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ยัง  
ได้ทำการสร้างชุดทดสอบจริงของระบบขึ้น เพื่อนำไปใช้ในการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพ  
ซึ่งการยืนยันผลจากชุดทดสอบนั้นจำเป็นต้องทราบค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องของระบบจริง ดังนั้นใน  
งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์มาดำเนินการหาค่าพารามิเตอร์ของชุด  
ทดสอบ ทั้งนี้เพื่อให้การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบให้มีความถูกต้องแม่นยำยิ่งขึ้น  
ซึ่งผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบดังกล่าวทั้งในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การจำลอง  
สถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ และผลที่ได้จากชุดทดสอบจริงมีความสอดคล้องกัน นอกจากนี้จากผล  
การศึกษายังพบว่า แบนด์วิดท์ในลูปควบคุมแรงดันไฟฟ้า ส่งผลต่อเสถียรภาพของระบบเช่นกัน คือ  
ถ้าแบนด์วิดท์สูงจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากยิ่งขึ้น

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ปีการศึกษา 2556

ลายมือชื่อนักศึกษา \_\_\_\_\_

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา \_\_\_\_\_

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม \_\_\_\_\_

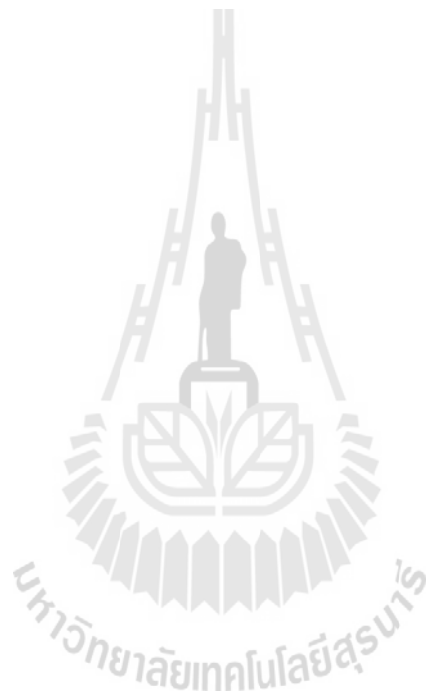


PEERA RUTTANEE : STABILITY ANALYSIS OF THREE-PHASE  
POWER SYSTEM WITH DC BUS VOLTAGE CONTROL FOR  
PARALLELED CONSTANT POWER LOADS. THESIS ADVISOR :  
ASST. PROF. KONGPOL AREERAK, Ph.D., 244 PP.

STABILITY ANALYSIS/CONSTANT POWER LOAD/DQ MODELING/  
GSSA MODELING/BUCK CONVERTERS/THREE PHASE CONTROLLED  
RECTIFIER

The thesis presents the mathematical model of the power system including three-phase controlled rectifier with paralleled constant power loads (CPLs). The proposed model is derived by GSSA and DQ methods to provide the time-invariant model. To achieve a linear time-invariant (LTI) model, the linearization technique using the first-order term of Taylor's series expansion is used. The model is validated by the exact topology model in MATLAB. The proposed LTI model in the thesis is then used for the stability analysis. Due to the effect of paralleled CPLs, the dynamic model of the system can be used with the Eigenvalue's theorem to predict the unstable point. Moreover, the system parameters of the testing rig are identified by the artificial intelligent (AI) method. Finally, a good agreement between theory, simulation, and experiment

is achieved in terms of stability analysis. In addition, the results show that higher bandwidth of voltage loop control can make the system more stable.



School of Electrical Engineering

Academic Year 2013

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

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

Co-Advisor's Signature\_\_\_\_\_

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการสำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับการช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านงานวิจัย จากบุคคล และกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ก้องพันธ์ อารีรักษ์ และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ก้องพล อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำ และแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์ยิ่งต่องานวิจัย รวมถึงได้ช่วยตรวจทาน และแก้ไขรายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนทำให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น รวมทั้งเป็นกำลังใจ และเป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนินชีวิตหลายๆ ด้านให้กับผู้วิจัยเสมอมา

รองศาสตราจารย์ ดร.อาทิตย์ ศรีแก้ว และอาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่กรุณาให้คำปรึกษาแนะนำและความรู้ทางวิชาการเป็นอย่างดีมาโดยตลอด

ขอขอบคุณบุคลากรศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ให้ความสะดวกในการทำงาน และขอบคุณเพื่อน ๆ พี่ ๆ รวมถึงน้อง ๆ บัณฑิตศึกษา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ทุก ๆ คนที่ให้คำปรึกษา และคอยให้กำลังใจมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ให้ความรัก กำลังใจ การอบรมเลี้ยงดู และให้การสนับสนุนทางด้านการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา

พีระ รัตณี

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย) .....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ) .....	ข
กิตติกรรมประกาศ .....	ง
สารบัญ.....	จ
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญรูป .....	ฉ
<b>บทที่</b>	
<b>1 บทนำ .....</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย .....	2
1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น .....	2
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย .....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ .....	3
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์ .....	4
<b>2 ปรัชญาบรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง .....</b>	<b>6</b>
2.1 บทนำ.....	6
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับผลของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีต่อระบบ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง .....	6
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพ ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	9
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการนำวิธีทางปัญญาประดิษฐ์มาประยุกต์กับปัญหาทาง วิศวกรรม .....	12
<b>3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้เต็มคลื่นแบบ     บริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์.....</b>	<b>14</b>

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.1	บทนำ.....	14
3.2	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผัน แบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม .....	14
3.2.1	ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาและสมมติฐาน .....	14
3.2.2	การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีดีคิว.....	18
3.2.3	การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีดีคิว และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป.....	24
3.2.4	การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง .....	31
3.3	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผัน แบบบัคค์ที่มีตัวควบคุม.....	36
3.3.1	การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เชิงพลวัตของระบบ .....	36
3.3.2	การทำให้เป็นเชิงเส้น.....	38
3.3.3	การคำนวณค่าในสภาวะคงตัว.....	40
3.3.4	การออกแบบตัวควบคุมของวงจรแปลงผันแบบบัคค์.....	42
3.3.5	การจำลองสถานการณ์.....	46
3.3.6	การวิเคราะห์เสถียรภาพ.....	49
3.4	สรุป.....	53
4	แบบจำลองวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว แบบอุดมคติ .....	55
4.1	บทนำ.....	55
4.2	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพ สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีไม่มีตัวควบคุม .....	55
4.2.1	ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาและสมมติฐาน .....	55
4.2.2	การทำให้เป็นเชิงเส้น.....	59
4.2.3	การคำนวณค่าในสภาวะคงตัว.....	61
4.2.4	การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ.....	64

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.2.5	การวิเคราะห์เสถียรภาพ.....	70
4.3	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่กรณีมีตัวควบคุม .....	75
4.3.1	ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาและสมมติฐาน .....	75
4.3.2	การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เชิงพลวัตของระบบ .....	77
4.3.3	การทำให้เป็นเชิงเส้น.....	78
4.3.4	การคำนวณค่าในสภาวะคงตัว.....	80
4.3.5	การออกแบบตัวควบคุมแบบวิธีดั้งเดิม .....	82
4.3.6	การจำลองสถานการณ์.....	85
4.3.7	การวิเคราะห์เสถียรภาพ.....	86
4.4	สรุป.....	88
<b>5</b>	<b>แบบจำลองวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลด เป็นวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งชานกัน .....</b>	<b>89</b>
5.1	บทนำ.....	89
5.2	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ กรณีมีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งชานกัน.....	89
5.2.1	ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา.....	89
5.2.2	การสร้างแบบจำลองเชิงพลวัตของระบบ .....	90
5.2.3	การทำให้เป็นเชิงเส้น.....	94
5.2.4	การคำนวณค่าในสภาวะคงตัว.....	96
5.2.5	การตรวจสอบความถูกต้องของระบบ.....	97
5.2.6	การวิเคราะห์เสถียรภาพ.....	99
5.3	การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่มีผลต่อเสถียรภาพของระบบ .....	101
5.4	สรุป .....	108
<b>6</b>	<b>การสร้างชุดทดสอบ .....</b>	<b>110</b>
6.1	บทนำ.....	110

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.2	วงจรจุดชนวนเกท.....	110
6.3	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีควบคุมแบบวงเปิด ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน.....	123
6.4	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมแบบพีไอ และโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์กรณีไม่มีตัวควบคุม.....	127
6.4.1	ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับ ไมโครคอนโทรลเลอร์.....	129
6.4.2	การออกแบบวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน.....	133
6.4.3	การสร้างชุดตรวจจับกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า.....	138
6.4.4	การสร้างตัวควบคุมแบบพีไอด้วยบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์.....	140
6.4.5	วงจรจุดชนวนเกทสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์.....	142
6.4.6	ผลการทดสอบสำหรับชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุม ได้กรณีมีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์.....	143
6.5	วงจรแปลงผันแบบบัคค์กรณีมีตัวควบคุม.....	145
6.6	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผัน แบบบัคค์ขนานกัน.....	148
6.6.1	ภาพรวมวงจรทั้งระบบ.....	148
6.6.2	ผลการทดสอบสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกันและอภิปรายผล.....	149
6.7	สรุป.....	150
7	การระบุเอกลักษณ์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ ด้วยการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว.....	152
7.1	บทนำ.....	152
7.2	ระบบที่พิจารณา.....	153
7.3	การหาค่าพารามิเตอร์ด้วยเครื่องมือวัด.....	155
7.4	การค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์.....	157

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

7.4.1	การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีดีคิวสำหรับวงจรเรียง กระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน.....	157
7.4.2	การทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้จาก ชุดทดสอบจริง .....	164
7.4.3	การระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว.....	166
7.5	สรุป .....	175
8	การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง .....	177
8.1	บทนำ.....	177
8.2	การวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริง .....	177
8.3	การยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพ .....	182
8.4	สรุป .....	187
9	สรุปและข้อเสนอแนะ.....	189
9.1	สรุป .....	189
9.2	ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต .....	194
	รายการอ้างอิง.....	195
	ภาคผนวก	
	ภาคผนวก ก. โปรแกรมการคำนวณหาผลเฉลยค่าในสภาวะคงตัว .....	199
	ภาคผนวก ข. ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB .....	211
	ภาคผนวก ค. พอร์ต AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ รุ่น ET-EASY MEGA 1280.....	215
	ภาคผนวก ง. โปรแกรมภาษา C ด้วยบอร์ด Arduino .....	218
	ภาคผนวก จ. วิธีการทดสอบวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า.....	229
	ภาคผนวก ฉ. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา .....	234
	ประวัติผู้เขียน.....	244



## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับผลของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีต่ออิเล็กทรอนิกส์กำลัง..... 7
2.2	ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพ ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ..... 10
2.3	ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการนำวิธีทางปัญญาประดิษฐ์มาประยุกต์ใช้กับปัญหา ทางวิศวกรรม ..... 13
3.1	พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 3.1 ..... 32
4.1	พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา ..... 65
5.1	พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา ..... 97
7.1	ผลการทดสอบหาค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ..... 156
7.2	ผลการวัดค่าความเหนี่ยวนำ ..... 157
7.3	พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 7.3 ..... 161
7.4	ขอบเขตค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด..... 171
7.5	ผลการค้นหาพารามิเตอร์ของระบบ ..... 172
8.1	พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา ..... 179
จ.1	ผลการทดสอบวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้า ..... 230
จ.2	ผลการทดสอบวงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้า ..... 232

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
3.1	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคก์ ที่ไม่มีตัวควบคุม..... 15
3.2	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้และความต้านทานมุมความเหลื่อม ..... 16
3.3	สัญญาณการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้..... 16
3.4	แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว..... 19
3.5	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้บนแกนดีคิว ..... 20
3.6	ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้า 3 เฟส..... 20
3.7	วงจรสมมูลของตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำในสายส่งกำลังไฟฟ้าบนแกน $dq$ ..... 22
3.8	ตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้าสามเฟส ..... 22
3.9	วงจรสมมูลของตัวเก็บประจุในสายส่งกำลังไฟฟ้าบนแกน $dq$ ..... 24
3.10	วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาบนแกนดีคิว..... 24
3.11	วงจรสมมูลอย่างง่ายของระบบไฟฟ้ากำลัง..... 25
3.12	สัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัคก์..... 27
3.13	ผลการตอบสนองเมื่อมุม $\alpha = 10^\circ$ และ $d = 70\%$ ..... 33
3.14	ผลการตอบสนองเมื่อมุม $\alpha = 20^\circ$ และ $d = 70\%$ ..... 33
3.15	ผลการตอบสนองเมื่อมุม $\alpha = 30^\circ$ และ $d = 90\%$ ..... 34
3.16	สัญญาณกระแสเฟส $a$ ที่ไหลผ่าน $L_{eq}$ พิจารณาในโหมดต่อเนื่อง ..... 34
3.17	สัญญาณกระแสเฟส $a$ ที่ไหลผ่าน $L_{eq}$ พิจารณาในโหมดไม่ต่อเนื่อง (DCM)..... 35
3.18	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคก์ ที่มีตัวควบคุม ..... 36
3.19	วงจรสมมูลบนแกนหมุนดีคิว เมื่อ กำหนด $\phi = \phi - \alpha$ ..... 36
3.20	สายส่งกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟส ..... 40
3.21	รูปการควบคุมแรงดันไฟฟ้า..... 42
3.22	รูปการควบคุมกระแสไฟฟ้า..... 44

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.23 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ และ $V_o$ ของระบบ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง $V_o^*$ จาก 120 V ไปเป็น 140 V .....	47
3.24 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ และ $V_o$ ของระบบ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง $V_o^*$ จาก 120 V ไปเป็น 140 V .....	47
3.25 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ และ $V_o$ ของระบบ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง $V_o^*$ จาก 120 V ไปเป็น 140 V .....	48
3.26 ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ และ $V_o$ ของระบบ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง $V_o^*$ จาก 120 V ไปเป็น 140 V .....	48
3.27 ค่าเจาะจงกรณีมุม $\alpha = 10$ องศา.....	50
3.28 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพกรณีมุม $\alpha = 10$ องศา.....	51
3.29 ค่าเจาะจงกรณีมุม $\alpha = 20$ องศา.....	51
3.30 ค่าเจาะจงกรณีมุม $\alpha = 30$ องศา.....	52
3.31 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพกรณีมุม $\alpha = 20$ องศา.....	52
3.32 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพกรณีมุม $\alpha = 30$ องศา .....	53
4.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีไม่มีตัวควบคุม และโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว .....	56
4.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้บนแกน $dq$ ในรูปแบบอย่างง่าย .....	57
4.3 สายส่งกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟส .....	61
4.4 ผลการคำนวณค่าในสถานะอยู่ตัวสำหรับ $V_{bus,0}, V_{dc,0}$ และ $\lambda_0$ ที่มีการเปลี่ยนแปลง $P_{CPL}$ .....	64
4.5 การเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าจาก 700 W เป็น 800 W เมื่อมุม $\alpha = 0^\circ$ .....	66
4.6 การเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าจาก 700 W เป็น 800 W เมื่อมุม $\alpha = 10^\circ$ .....	66
4.7 การเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าจาก 700 W เป็น 800 W เมื่อมุม $\alpha = 20^\circ$ .....	67
4.8 การเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าจาก 700 W เป็น 800 W เมื่อมุม $\alpha = 30^\circ$ .....	67
4.9 การเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าจาก 700 W เป็น 800 W เมื่อมุม $\alpha = 40^\circ$ .....	68
4.10 กระแสไฟฟ้ากระแสสลับเฟส $a$ ในโหมคนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง .....	68

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11	กระแสไฟฟ้ากระแสสลับเฟส $\alpha$ ในโหมคนำกระแสต่อเนื่อง..... 69
4.12	ค่าเจาะจงกรณีมุม $\alpha = 0$ องศา..... 71
4.13	ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพกรณีมุม $\alpha = 0$ องศา ..... 71
4.14	ค่าเจาะจงกรณีมุม $\alpha = 10$ องศา..... 72
4.15	ค่าเจาะจงกรณีมุม $\alpha = 20$ องศา..... 72
4.16	ค่าเจาะจงกรณีมุม $\alpha = 30$ องศา..... 73
4.17	ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพกรณีมุม $\alpha = 10$ องศา..... 73
4.18	ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพกรณีมุม $\alpha = 20$ องศา..... 74
4.19	ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพกรณีมุม $\alpha = 30$ องศา ..... 74
4.20	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้เมื่อมีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต ด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ..... 75
4.21	โครงสร้างตัวควบคุมแบบพีไอของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 4.20..... 76
4.22	วงจรสมมูลอย่างง่ายของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้บนแกนดีคิว ..... 76
4.23	การเปลี่ยนแปลงค่าในสถานะอยู่ตัวของ $V_{bus,0}$ $\alpha_0$ และ $\lambda_0$ เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง..... 82
4.24	รูปการควบคุมกระแสไฟฟ้า..... 83
4.25	รูปการควบคุมแรงดันไฟฟ้า..... 84
4.26	การเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจาก 600 W เป็น 700 W เมื่อ $V_{dc}^* = 500$ V ..... 86
4.27	ค่าเจาะจง เมื่อเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าจาก 0 kW ถึง 15 kW..... 87
4.28	ผลการจำลองสถานการณ์การขาดเสถียรภาพ..... 88
5.1	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมที่มีโหลด เป็นวงจรแปลงผันแบบบิควอเตอร์กัน..... 90
5.2	วงจรสมมูลบนแกนดีคิว เมื่อกำหนด $\phi_1 = \phi - \alpha$ ..... 91
5.3	ผลการตอบสนอง $V_{dc}$ , $V_{o1}$ และ $V_{o2}$ ของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 5.1 ..... 98
5.4	ค่าเจาะจงที่ใช้สำหรับพิจารณาการวิเคราะห์เสถียรภาพ ..... 100
5.5	ผลการจำลองสถานการณ์การขาดเสถียรภาพ..... 101

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.6 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_{dc}$ ที่มีผลต่อเสถียรภาพ.....	102
5.7 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $C_{dc}$ ที่มีผลต่อเสถียรภาพ .....	103
5.8 ผลการขาดเสถียรภาพที่ ( $P_{CPL,total} = 445 W$ ) เมื่อกำหนดให้ $C_{dc} = 500 \mu F$ .....	103
5.9 ผลการขาดเสถียรภาพที่ ( $P_{CPL,total} = 531.25 W$ ) เมื่อกำหนดให้ $C_{dc} = 600 \mu F$ .....	104
5.10 ผลการขาดเสถียรภาพที่ ( $P_{CPL,total} = 640 W$ ) เมื่อกำหนดให้ $C_{dc} = 700 \mu F$ .....	104
5.11 ผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของตัวควบคุม $\omega_{nv}$ ที่มีต่อเสถียรภาพ.....	105
5.12 การจำลองสถานการณ์ตรวจสอบผลการวิเคราะห์เสถียรภาพ สำหรับ $\omega_{nv} = 2\pi \times 8 \text{ rad/s}$ .....	106
5.13 การจำลองสถานการณ์ตรวจสอบผลการวิเคราะห์เสถียรภาพ สำหรับ $\omega_{nv} = 2\pi \times 9 \text{ rad/s}$ .....	106
5.14 การจำลองสถานการณ์ตรวจสอบผลการวิเคราะห์เสถียรภาพ สำหรับ $\omega_{nv} = 2\pi \times 10 \text{ rad/s}$ .....	107
5.15 ผลการเปลี่ยนแปลงความถี่ธรรมชาติของตัวควบคุมกระแสไฟฟ้า $\omega_{ni}$ .....	108
6.1 ส่วนประกอบของวงจรสร้างสัญญาณจุดชนวน .....	111
6.2 บอร์ด MCP4922 .....	112
6.3 การเชื่อมต่อไมโครคอนโทรลเลอร์กับบอร์ด MCP4922.....	112
6.4 วงจรปรับแต่งสัญญาณ.....	114
6.5 ผลของการปรับความชันและตำแหน่งศูนย์.....	114
6.6 โครงสร้างภายในของวงจรรวมเบอร์ TCA785 .....	118
6.7 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตที่สำคัญของวงจรรวมเบอร์ TCA785..	118
6.8 วงจรอิมิตเตอร์ร่วม C-E (common-emitter) .....	119
6.9 การทำงานของทรานซิสเตอร์แบบสวิตช์ที่อยู่ในสถานะ ON.....	120
6.10 การทำงานของทรานซิสเตอร์แบบสวิตช์ที่อยู่ในสถานะ OFF .....	120
6.11 วงจรอปโตคัปเปิลอร์พื้นฐาน.....	121
6.12 หลักการทำงานของวงจรจุดชนวนเกท.....	122
6.13 แผนภาพสำหรับการทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้.....	123

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.14 ชุดทดสอบจริงสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ .....	125
6.15 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีเมื่อปรับมุมจุดชนวน $\alpha$ เท่ากับ $10^\circ$ .....	126
6.16 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีเมื่อปรับมุมจุดชนวน $\alpha$ เท่ากับ $20^\circ$ .....	126
6.17 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีเมื่อปรับมุมจุดชนวน $\alpha$ เท่ากับ $30^\circ$ .....	127
6.18 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมที่มีโหลด เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณีไม่มีตัวควบคุม .....	128
6.19 ภาพชุดทดสอบสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมและ โหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณีไม่มีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน .....	128
6.20 ชุดบอร์ด ET-EASY MEGA 1280 .....	129
6.21 วงจรสมมูลของวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณี .....	134
6.22 สวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณี .....	135
6.23 ตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณี .....	137
6.24 ตัวเก็บประจุของวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณี .....	137
6.25 ไดโอดของวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณี .....	138
6.26 ชุดตรวจจับแรงดันไฟฟ้า .....	139
6.27 ชุดตรวจจับกระแสไฟฟ้า .....	140
6.28 ภาพการต่อวงจรร่วมหว่างวงจรจุดชนวนเท่ากับบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ .....	143
6.29 ผลการทดสอบเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 10% เป็น 20% .....	144
6.30 ผลการทดสอบเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 20% เป็น 30% .....	144
6.31 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณี กรณีมีตัวควบคุม .....	145
6.32 ชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลด เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณีมีตัวควบคุม .....	146
6.33 ผลการทดสอบเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตจาก 5V ไป 10V .....	146
6.34 ผลการทดสอบเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตจาก 10V ไป 15V .....	147
6.35 แผนภาพวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลด	

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่งนานกัน .....	148
6.36 ภาพการต่อชุดทดสอบสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลด เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่งนานกัน .....	149
6.37 ผลการตอบสนองของ $V_{dc}$ $V_{o1}$ และ $V_{o2}$ จากชุดทดสอบ .....	150
7.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลด เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่งนานกัน .....	153
7.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน .....	154
7.3 วงจรทดสอบหาค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ .....	155
7.4 เครื่องมือวัดค่าตัวเหนี่ยวนำ .....	156
7.5 วงจรสมมูลบนแกนคิกิว เมื่อกำหนด $(\phi = \phi - \alpha)$ .....	158
7.6 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตคิกิวที่มุม $\alpha$ เท่ากับ 0 องศา .....	162
7.7 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตคิกิวที่มุม $\alpha$ เท่ากับ 10 องศา .....	162
7.8 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตคิกิวที่มุม $\alpha$ เท่ากับ 20 องศา .....	163
7.9 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตคิกิวที่มุม $\alpha$ เท่ากับ 30 องศา .....	163
7.10 การเปรียบเทียบของผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตคิกิว .....	165
7.11 สุ่มค่า $S_0$ ในพื้นที่การค้นหา .....	166
7.12 ค่าใกล้เคียงรอบ ๆ $S_0$ .....	167
7.13 กำหนดค่าใกล้เคียงใหม่ .....	167
7.14 กำหนดค่า $S_0$ ใหม่ .....	168
7.15 กลไกการเดินย้อนรอย .....	168
7.16 บล็อกไดอะแกรมการค้นหาพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว .....	169
7.18 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตคิกิว เมื่อปรับมุมจุดชนวนเท่ากับ $0^\circ$ .....	173
7.19 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตคิกิว เมื่อปรับมุมจุดชนวนเท่ากับ $10^\circ$ .....	174
7.20 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตคิกิว เมื่อปรับมุมจุดชนวนเท่ากับ $20^\circ$ .....	174
7.21 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตคิกิว เมื่อปรับมุมจุดชนวนเท่ากับ $30^\circ$ .....	175
8.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลด	

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
เป็นวงจรแปลงผันแบบบักซ์ขนานกัน .....	178
8.2 ค่าเจาะจง (กรณี $\omega_{nv} = 2\pi \times 8 \text{ rad/s}$ ) .....	180
8.3 ค่าเจาะจง (กรณี $\omega_{nv} = 2\pi \times 10 \text{ rad/s}$ ) .....	181
8.4 ค่าเจาะจง (กรณี $\omega_{nv} = 2\pi \times 12 \text{ rad/s}$ ) .....	181
8.5 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพ (กรณี $\omega_{nv} = 2\pi \times 8 \text{ rad/s}$ ) .....	183
8.6 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพ (กรณี $\omega_{nv} = 2\pi \times 10 \text{ rad/s}$ ) .....	183
8.7 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพ (กรณี $\omega_{nv} = 2\pi \times 12 \text{ rad/s}$ ) .....	184
8.8 การยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริง (กรณี $\omega_{nv} = 2\pi \times 8 \text{ rad/s}$ ) .....	185
8.9 การยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริง (กรณี $\omega_{nv} = 2\pi \times 10 \text{ rad/s}$ ) .....	185
8.10 การยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริง (กรณี $\omega_{nv} = 2\pi \times 12 \text{ rad/s}$ ) .....	186
8.11 ผลการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์แรงดันไฟฟ้า .....	187
ข.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักซ์ กรณีไม่มีตัวควบคุม .....	212
ข.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักซ์ ที่มีการควบคุม .....	212
ข.3 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีไม่มีตัวควบคุมที่มีโหลด เป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ .....	213
ข.4 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมแบบพีไอที่มีโหลด เป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ .....	213
ข.5 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมที่มีโหลด เป็นวงจรแปลงผันแบบบักซ์ขนานกัน .....	214
จ.1 กราฟแสดงผลการทดสอบเซนเซอร์แรงดันไฟฟ้า .....	231
จ.2 กราฟแสดงผลการทดสอบเซนเซอร์กระแสไฟฟ้า .....	233



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ได้ถูกนำมาใช้ในงานด้านอุตสาหกรรมอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะวงจรแปลงผันกำลังซึ่งทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด สำหรับโหลดที่เป็นอิเล็กทรอนิกส์กำลังส่วนใหญ่มักประพฤติตัวเป็นโหลดที่มีกำลังไฟฟ้าคงตัว (constant power loads:CPL) (Rivetta, Williamson, and Emadi, 2005; Emadi, Rivetta, Williamson, 2006) โดยเฉพาะโหลดที่มีการควบคุมการทำงาน อาทิเช่น วงจรแปลงผันไฟฟ้าดีซีเป็นดีซี ซึ่งมีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต มอเตอร์ไฟฟ้าที่มีการควบคุมความเร็ว โหลดที่มีกำลังไฟฟ้าคงตัวเหล่านี้ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบโดยตรงซึ่งสามารถลดเสถียรภาพของระบบได้ การขาดเสถียรภาพอาจก่อให้เกิดความเสียหายต่อโครงสร้างของระบบได้จากสาเหตุดังกล่าว จึงทำให้มีการศึกษาและมีการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบที่มีการจ่ายโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เพื่อสามารถนำไปใช้ในการคาดเดาจุดที่จะทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ และหลีกเลี่ยงปัญหาที่จะส่งผลกระทบต่อระบบได้ ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบดังกล่าวจึงมีความจำเป็น แต่เนื่องจากการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันกำลังจะมีแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ขึ้นอยู่กับเวลา (time varying model) เนื่องจากผลของอุปกรณ์สวิตช์ในวงจร เมื่อนำมาวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ จะทำให้การวิเคราะห์ยุ่งยากและซับซ้อน ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงต้องหาวิธีในการให้แบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลาให้เป็น แบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา (time-invariant model) ซึ่งมีด้วยกันหลายวิธี เช่นวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป (generalize state-space averaging method : GSSA) (Mahdavi, Emadi, Bellar, and Ehsani, 1997), วิธีดีคิว (DQ method) (Rim, Choi, Cho, and Cho, 1994) และวิธีค่าเฉลี่ยแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear average-value method) (Sudhoff, Wasynczuk, 1993) เป็นต้นและในงานวิจัย(Chaicharoenudomrung, 2011) ได้วิจัยเกี่ยวกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็น โหลดกำลัง ไฟฟ้าคงตัวแต่ไม่ได้ทำการต่อโหลดที่เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่งขานกันส่วนในงานวิจัยของ (Sopapirm, 2011) ได้ทำการวิจัยเกี่ยวกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์และโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่งขานกันแต่ไม่สามารถควบคุมแรงดันบัสไฟตรงได้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงได้

นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ ด้วยวิธีการแปลง ดีคิวกและในส่วนของวงจรแปลงผันกำลังจะใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปในการวิเคราะห์ เนื่องจากวิธีดังกล่าวสามารถสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบได้อย่างถูกต้อง อีกทั้งยังมีความซับซ้อนน้อยในการวิเคราะห์เสถียรภาพและยังได้ทำการสร้างชุดทดสอบจริงเพื่อทำการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพอีกด้วย

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้

1.2.2 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักซ์ชานกัน

1.2.3 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักซ์ชานกัน

1.2.4 เพื่อศึกษาการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบเมื่อค่าพารามิเตอร์ของระบบเปลี่ยนแปลง

1.2.5 เพื่อศึกษาและดำเนินการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้อง โดยใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

1.2.6 เพื่อศึกษาและดำเนินการสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ (ไทรสเตอร์) ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักซ์ชานกันสำหรับการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพ

## 1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 การจำลองสถานการณ์ใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง (Power System Blocksets) ร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB

1.3.2 ระบบที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักซ์ชานกัน

1.3.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่สร้างขึ้นจะใช้ร่วมกันระหว่างวิธีดีคิวก และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป

1.3.4 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้จะ  
ใช้วิธีการออกแบบดั้งเดิมโดยอาศัยความรู้จากทฤษฎีระบบควบคุม

1.3.5 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์จะใช้วิธีการ  
ออกแบบดั้งเดิมโดยอาศัยความรู้จากทฤษฎีระบบควบคุม

1.3.6 ตัวควบคุมของชุดทดสอบทั้งวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้และวงจร  
แปลงผันแบบบัคค์จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR รุ่น ET-EASY ATMEGA 1280

1.3.7 การตรวจสอบความถูกต้องเกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้  
อาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์และผลจากชุดทดสอบจริง

## 1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

1.4.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาเฉพาะการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแส  
สามเฟสแบบควบคุมที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกันเท่านั้น

1.4.2 การทำงานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ และวงจรแปลงผันแบบบัคค์  
พิจารณาในช่วงโหมดการทำงานแบบต่อเนื่องเท่านั้น (continuous conduction mode:CCM)

1.4.3 การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอาศัยแบบจำลองที่ทำให้เป็นเชิงเส้น (linearized  
model) ภายใต้ทฤษฎีค่าเจาะจง (eigenvalue theorem)

## 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้องค์ความรู้ด้านการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ร่วมกันระหว่างวิธีคิคว และ  
วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่ควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผัน  
แบบบัคค์ขนานกัน

1.5.2 ได้องค์ความรู้ด้านการวิเคราะห์เสถียรภาพ สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ  
ควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน

1.5.3 ได้องค์ความรู้ด้านการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟส  
แบบควบคุมได้ ด้วยตัวควบคุมพีไอ

1.5.4 ได้องค์ความรู้การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ สำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์

1.5.5 ได้โปรแกรมการจำลองสถานการณ์ด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

1.5.6 ได้องค์ความรู้การสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลด  
เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน

1.5.7 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องด้วยวิธีปัญญาประดิษฐ์

### 1.5.8 ได้บทความวิจัยได้เผยแพร่ระดับชาติ หรือนานาชาติ

## 1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบด้วย 9 บท ซึ่งในแต่ละบทได้เสนอดังต่อไปนี้

**บทที่ 1** เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ รวมทั้งขอบเขตของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

**บทที่ 2** กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเกี่ยวกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัสก์และการวิเคราะห์เสถียรภาพ

**บทที่ 3** นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัสก์ทั้งกรณีไม่มีตัวควบคุม และมีตัวควบคุม โดยอาศัยวิธีร่วมกันระหว่างวิธีดีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป และมีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอในส่วนของวงจรแปลงผันแบบบัสก์ การคำนวณค่าสภาวะคงตัว การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง และทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

**บทที่ 4** นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติกรณีไม่มีตัวควบคุม และกรณีมีตัวควบคุมในส่วนแรกจะพิจารณากรณีไม่มีตัวควบคุม การทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง การคำนวณสภาวะคงตัว และการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ในส่วนของกรณีมีตัวควบคุมจะมีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ นอกจากนี้ยังนำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีค่าเฉลี่ยทั้งกรณีไม่มีตัวควบคุมและมีตัวควบคุม พร้อมกับการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์อีกด้วย

**บทที่ 5** นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัสก์ขนานกัน โดยจะอาศัยวิธีการร่วมกันระหว่างวิธีการดีคิว และวิธีการค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป การทำให้เป็นเชิงเส้น การคำนวณค่าในสภาวะคงตัว การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบพร้อมการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพบนคอมพิวเตอร์ นอกจากนี้แล้วยังทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ที่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพอีกด้วย

**บทที่ 6** นำเสนอการสร้างชุดทดสอบวงจรจุดชนวนของไทรสเตอร์ ชุดทดสอบของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีไม่มีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน สร้างชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัสก์ ความรู้พื้นฐานของบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ รวมไปถึงการสร้าง

ตัวควบคุมพีไอด้วยชุดบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ ทั้งในส่วนของควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ ดีซีบัต และควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคก์ นอกจากนี้แล้วยังได้สร้างชุด ตรวจจับแรงดันไฟฟ้า และชุดตรวจจับกระแสไฟฟ้ารวมถึงผลการทดสอบจริง

*บทที่ 7* นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลด เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคก์ขนานกัน 2 ชุด ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ซึ่งในเบื้องต้นจะ แบ่งวงจรออกเป็นสองส่วน คือส่วนของวงจรแปลงผันแบบบัคก์และวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ ควบคุมได้ในส่วนของวงจรแปลงผันแบบบัคก์นั้นจะไม่พิจารณาเนื่องจากไม่มีผลกระทบต่อ เสถียรภาพ ดังนั้นจะพิจารณาในส่วนของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็น เพียงตัวต้านทานเท่านั้น ซึ่งจะแบ่งการค้นหาออกเป็น 2 แบบ คือ การหาค่าพารามิเตอร์ของตัว เหนี่ยวนำโดยอาศัยเครื่องมือวัด และการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ ควบคุมได้ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ โดยเนื้อเนื้อหาสำคัญจะประกอบไปด้วย การสร้าง แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การทดสอบวงจรของชุดทดสอบ และการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการ ทางปัญญาประดิษฐ์ การกำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว การ ทดสอบค่าพารามิเตอร์ รวมถึงการทดสอบการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์เปรียบเทียบกับ ผลที่ได้จากชุดทดสอบจริง

*บทที่ 8* นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง โดยเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟส แบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคก์ขนานกัน 2 ชุด และยังทำการเปลี่ยนแปลงค่า แบนด์วิดท์แรงดันไฟฟ้าที่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบจริง พร้อมทั้งยืนยันการวิเคราะห์ เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์และการยืนยันจากชุดทดสอบจริง

*บทที่ 9* เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

## บทที่ 2

### ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการวิจัยเกี่ยวกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน ซึ่งในอดีตที่ผ่านมาได้มีผู้ทำการวิจัยค้นคว้า และพัฒนาอย่างต่อเนื่องจนมาถึงปัจจุบัน ด้วยเหตุนี้ในบทที่สอง จึงได้นำเสนอการสำรวจวรรณกรรมงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยแบ่งออกเป็นสามหัวข้อ คือ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับผลของโหลดที่มีกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีต่อระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง และการประยุกต์ใช้การค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวกับงานวิศวกรรม เพื่อใช้สำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน

#### 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับผลของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีต่อระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

เนื่องจากปัจจุบันนี้วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้ถูกใช้งานในอุตสาหกรรมอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะ โหลดวงจรแปลงผันกำลังที่มีการควบคุมการทำงาน เมื่อนำวงจรดังกล่าวมาต่อเข้ากับระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซีผ่านวงจรกรอง จะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพการทำงานของระบบโดยตรง ซึ่งการขาดเสถียรภาพจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของระบบควบคุมดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงได้ศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับ โหลดที่เป็น โหลดกำลังไฟฟ้าคงที่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพ ตามที่ผู้วิจัยได้ทำการค้นคว้าตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน แสดงไว้ดังตารางที่ 2.1 ดังนี้

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับผลของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีต่อระบบ  
อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1989	VladGrigore, JariHatonen , JormaKyyra, andTeuvoSuntio	นำเสนอการศึกษาเกี่ยวกับพฤติกรรมพลวัตของ วงจรแปลงผันแบบบักก์ ซึ่งมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับโหมดการควบคุม แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าในช่วงโหมดการ นำกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง
1999	Emadi, A., Fahimi, B., and Ehsani, M.	นำเสนอแนวคิดการขาดเสถียรภาพอันเนื่องมาจาก โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวในระบบไฟฟ้าของเครื่องบิน และการแก้ไขปัญหาแบบพื้นฐาน ระบบที่ศึกษา ประกอบด้วยวงจรแปลงผันหลายวงจร รวมถึงการ ออกแบบตัวควบคุมแบบโหมดเลื่อนสำหรับวงจร แปลงผันดิซีสเป็นดิซีสที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว โดย การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบควบคุมอาศัยทฤษฎี เสถียรภาพของไลอาปูนอฟ (Lyapunov)
2004	Jusoh, A.B.	นำเสนอเกี่ยวกับการขาดเสถียรภาพอัน เนื่องมาจากผลของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวในระบบส่ง จ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งมีวงจรกรองกำลังไฟฟ้า โดยการวิเคราะห์เสถียรภาพได้อาศัยวิธีเกณฑ์ของมิด เดิลบรูก(Middlebrookcriterion) นอกจากนี้ยังมีการ นำเสนอการออกแบบวงจรพาสซีฟ เพื่อช่วยให้ระบบ มีเสถียรภาพเพิ่มขึ้นอีกด้วย
2005	Rivetta, C., Williamson, G.A., andEmadi, A.	นำเสนอเกี่ยวกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวในระบบ ไฟฟ้าของเรือดำน้ำและการขาดเสถียรภาพของระบบ ไฟฟ้าโดยมุ่งเน้นที่พฤติกรรมพลวัตของวงจรแปลง ผันดิซีสเป็นดิซีสซึ่งมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับผลของ โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีต่อระบบ

อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2006	Emadi, A., Khaligh, A., Rivetta, C.H., and Williamson, G.A.	นำเสนอโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว การขาดเสถียรภาพในระบบไฟฟ้าของรถยนต์ไฟฟ้า ซึ่งมีวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าและวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้านอกจากนี้ยังมีการนำเสนอเกี่ยวกับแนวคิดของการขาดเสถียรภาพสำหรับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวในระบบไฟฟ้าของรถยนต์ไฟฟ้า รวมถึงแนวทางการออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรแปลงผันในระบบไฟฟ้าของรถยนต์ไฟฟ้าเมื่อมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว
2006	Ying-xi, L., Xin-hue, M., Hong-juan, G., and Hua, J.	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพและการจำลองสถานการณ์ของระบบไฟฟ้าบนเครื่องบินที่ประกอบไปด้วยวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับหม้อแปลงไฟฟ้าและพิจารณาโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว
2009	Rahimi, A.M. and Emadi, A.	นำเสนอวิธีการแก้ปัญหา การขาดเสถียรภาพแบบแอกทีฟ สำหรับวงจรแปลงผันดีซีเป็นดีซี ซึ่งถือว่าเป็นวิธีการแบบใหม่ที่นำมาประยุกต์ใช้กับวงจรแปลงผันดีซีเป็นดีซี ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ซึ่งทำให้ระบบมีเสถียรภาพ โดยได้แสดงผลการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์และผลการทดลองเพื่อเป็นการตรวจสอบและยืนยัน



ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับผลของ โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีต่อระบบ  
อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2009	Areerak, K-N., Bozhko, S.V., Asher, G.M., Thomas, D.W.P. Watson, A., Wu, T.	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพสัญญาณขนาดเล็กของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดัชนีของพลวัตชุดขับเคลื่อนสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบิน รวมถึงการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีดีคิว เพื่อนำไปคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพและได้แสดงการยืนยันผลจากชุดทดสอบ
2011	Chaicharoenudomrung, K. Areerak, K-N., Areerak, K-L.,	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ

### 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

เนื่องจากการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง มีความจำเป็นต้องอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้องดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงมุ่งเน้นที่จะทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัลค์ขนานกัน ซึ่งแบบจำลองโดยทั่วไปมักเป็นแบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลาอันเนื่องมาจากผลของการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทำให้มีความยุ่งยากและซับซ้อนในการวิเคราะห์เสถียรภาพ ดังนั้น จึงจำเป็นต้องอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพื่อใช้ในการจำลองสถานการณ์และสามารถอาศัยทฤษฎีพื้นฐานในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบได้ โดยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบันแสดงได้ดังตารางที่

2.2

ตารางที่ 2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอิเล็กทรอนิกส์

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1989	Ridley, R.B.	นำเสนอเกี่ยวกับแบบจำลองสำหรับการแก้ไขตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันแบบบวสต์ ด้วยวิธีค่าเฉลี่ยและแนวทางการออกแบบตัวควบคุม และการตรวจสอบความถูกต้อง โดยอาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์
1997	Mahdavi, J., Emaadi, A., Bellar, M.D., and Ehsani, M.	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรแปลงผันดีซีเป็นดีซี ด้วยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป (Generalized state-space averaging) และการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง โดยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์
1998	Han, S.B., Choi, N.S., Rim, G.C., and Cho, G.H.	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมด้วยพีดับเบิลยูเอ็ม ด้วยวิธีการแปลงดีคิว และการวิเคราะห์ลักษณะพลวัต โดยวิธีการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองอาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ นอกจากนี้ยังมีการนำเสนอผลการทดลองจริงอีกด้วย
2004	Emadi, A.	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ระบบไฟฟ้าที่ประกอบด้วยวงจรแปลงผันดีซีเป็นดีซีหลายวงจรเชื่อมต่อกันในระบบ ด้วยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป
2004	Mahdavi, J. Emadi, A. Geoffrey, A., and Williamson	นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการจำลองสถานการณ์ของระบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากำลังต่าง ๆ บนเรือโดยใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป

ตารางที่ 2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอิเล็กทรอนิกส์ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2004	Baghrmian, A., and Forsyth, A.J.	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ 12 พัลส์ ซึ่งมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว โดยวิธีค่าเฉลี่ย(Averaged-value)สำหรับวิธีการตรวจสอบความถูกต้องได้อาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์
2006	Dong, P., Cheng, K.W.E., Ho, S. L., Yang, J. M., and Choi, W.F.	นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันดิซีเป็นดิซีแบบคลาสสิก โดยใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป โดยมาประยุกต์กับระบบรถยนต์
2007	Liqu Han, Jiabin Wang, and Howe, D.	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสแบบ 6 และ 12 พัลส์ โดยวิธีค่าเฉลี่ยสำหรับการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองอาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์
2008	Areerak, K.-N., Bozhko, S.V., Asher, G.M., and Thomas, D.W.P.	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นสามเฟสแบบบริดจ์ ซึ่งมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวขนานกับตัวต้านทาน โดยวิธีการแปลงดีคิว และการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบด้วยวิธีค่าเฉลี่ย พร้อมทั้งศึกษาเกี่ยวกับอิทธิพลของพารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพของระบบ
2008	Jiabin Wang, and Howe, D.	นำเสนอวิธีการเพิ่มเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากระแสตรง ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ด้วยการออกแบบตัวควบคุม สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ 12 พัลส์ สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพจะพิจารณาเพียงระบบควบคุม

ตารางที่ 2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอิเล็กทรอนิกส์ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2009	Areerak, K-N., Bozhko, S.V., de Lillo, L., Asher, G.M., Thomas, D.W.P., Watson, A., and Wu, T.	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพระบบไฟฟ้าของเครื่องบิน โดยคำนึงถึงพลวัตที่เกิดขึ้นเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่อาศัยวิธีการแปลงดีคิวโดยระบบที่พิจารณาประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นสามเฟสแบบบริดจ์ วงจรกรอง รวมถึงความต้านทานภายในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง และมีโหลดมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวรที่มีการควบคุมความเร็ว การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอาศัยวิธีค่าเจาะจง
2011	Sopaprim, T., Areerak, K-N., Areerak, K-L.,	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกัขนานกัน โดยอาศัยการจำลองสถานการณ์ในคอมพิวเตอร์และมีการสร้างชุดทดสอบจริงด้วย

## 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการนำวิธีทางปัญญาประดิษฐ์มาประยุกต์ใช้กับปัญหาทางวิศวกรรม

การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวเป็นวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ที่นำมาประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการค้นหาคำตอบที่เหมาะสมที่สุดได้อย่างมีประสิทธิภาพ จึงเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย ปัจจุบันได้มีการนำวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวมาประยุกต์ใช้กับงานด้านวิศวกรรมมากมาย เช่น ระบบไฟฟ้ากำลัง ระบบควบคุม การระบุเอกลักษณ์ เป็นต้นซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยได้ศึกษาการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกัขนานกัน โดยจะนำวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์มาประยุกต์ใช้เพื่อค้นหาค่าพารามิเตอร์ของระบบจริงโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ซึ่งจะส่งผลให้การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยระบบจริงมีความน่าเชื่อถือมากขึ้น โดยผลงานวิจัยในอดีตที่ได้รับการพัฒนาแสดงได้ดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการนำวิธีทางปัญญาประดิษฐ์มาประยุกต์ใช้กับปัญหาทางวิศวกรรม

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2002	Puangdownreong, D., Areerak, K-N., Srikaew, A., Sujitjorn, S., and Totarong, P.	นำเสนอขั้นตอนและวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ในการประยุกต์ เพื่อการระบุเอกลักษณ์ของระบบ เมื่อระบบที่ศึกษาเป็นการแกว่งของลูกตุ้ม
2004	Areerak, K-N., Kulworawanichpong, T. and Sujitjorn, S.	นำเสนอวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ในการประยุกต์ สำหรับการออกแบบรีเลย์แบบดิจิทัลซึ่งอยู่ในระบบไฟฟ้าขนาด 5 บัส และมีรีเลย์แบบดิจิทัลอยู่ 6 ตัว
2004	Kulworawanichpong, T, Areerak, K-L, Areerak, K-N, and Sujitjorn, S.	นำเสนอวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกส์แบบใหม่ โดยอาศัยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ซึ่งพบว่าสามารถระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ

จากงานวิจัยในอดีตที่ได้กล่าวไว้ในข้างต้น พบว่า งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ยังไม่มีการนำเสนอระบบที่เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่งขานกัน ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงนำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ ด้วยตัวควบคุมพีไอและโหลดที่เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่งขานกัน ซึ่งมีอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นไทรสเตอร์เป็นตัวควบคุมแรงดันที่ตีชีบัสไฟตรงส่วนวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่งจะใช้สวิตช์เป็นมอสเฟส แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะอาศัยวิธีการแปลงดีคิวและวิธีการค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป เนื่องจากมีความเหมาะสมสำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลและระบบไฟฟ้าตีชีเป็นตีชี ซึ่งงานในอดีตได้มีการนำเสนองานวิจัยที่เกี่ยวกับการแปลงดีคิวและการใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปอยู่พอสมควรสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพ จะอาศัยการคำนวณค่าเจาะจง เนื่องจากเป็นทฤษฎีพื้นฐานและมีขั้นตอนที่ไม่ซับซ้อน ดังนั้นในงานวิจัยนี้ จึงมีการนำเสนอการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของระบบด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว เพื่อให้การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบในงานวิจัยนี้มีความถูกต้องแม่นยำมากขึ้น

## บทที่ 3

# แบบจำลองทางคณิตศาสตร์วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้เต็มคลื่น แบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์

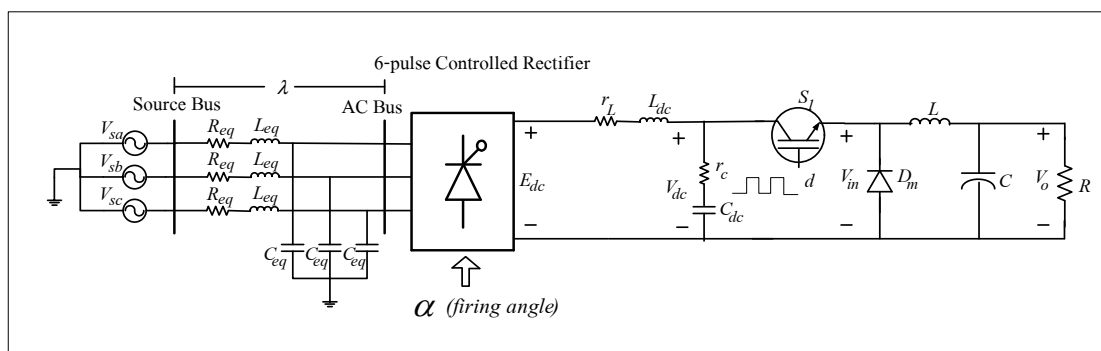
### 3.1 บทนำ

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ให้มีความถูกต้องแม่นยำ มีความสำคัญสำหรับการนำไปใช้ในการคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้ โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ได้ประยุกต์ใช้วิธีการร่วมกันระหว่างวิธีคิควและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปสำหรับการสร้างแบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลาให้เป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา เพื่อง่ายต่อการนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ ดังนั้นเนื้อหาในบทนี้จึงนำเสนอ การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม เนื่องจากวงจรมีพื้นฐานในการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีตัวควบคุม และในบทนี้จะได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ รวมถึงผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยการจำลองบนคอมพิวเตอร์และอภิปรายผล

### 3.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม

#### 3.2.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาและสมมติฐาน

ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงดังรูปที่ 3.1 ประกอบด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส สายส่งกำลัง วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ วงจรกรองสัญญาณดีซี และ โหลดที่เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม



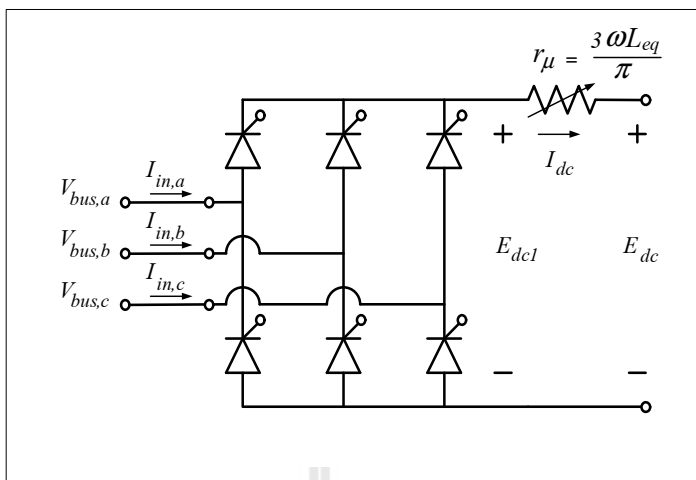
รูปที่ 3.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์ที่ไม่มีตัวควบคุม

พิจารณาแหล่งจ่ายแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นแบบสมมูล  $R_{eq}$ ,  $L_{eq}$  และ  $C_{eq}$  แทนพารามิเตอร์วงจรสมมูลของสายส่งกำลังไฟฟ้า พารามิเตอร์ของวงจรกรองสัญญาณดีซีแทนด้วย  $r_L$ ,  $L_{dc}$ ,  $r_c$  และ  $C_{dc}$  ซึ่งมี  $E_{dc}$  และ  $V_{dc}$  และเป็นแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุตามลำดับ สำหรับมุมการเลื่อนเฟสระหว่างบัสแหล่งจ่าย (Source bus) และบัสแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (AC bus) แทนด้วย  $\lambda$  แสดงได้ดังรูปที่ 3.1

ผลจาก  $L_{eq}$  ด้านไฟฟ้ากระแสสลับส่งผลกระทบให้เกิดมุมความเหลื่อม (Overlap angle)  $\mu$  ซึ่งจะทำให้แรงดันเอาต์พุตตก ผลกระทบเหล่านี้สามารถพิจารณาแทนด้วยความต้านทานปรับค่าได้  $r_\mu$  (Mohan, Underland, and Robbins, 2003) โดยแสดงดังรูปที่ 3.2 ซึ่งความต้านทานปรับค่าได้คำนวณได้จากสมการที่ (3.1) ดังนี้

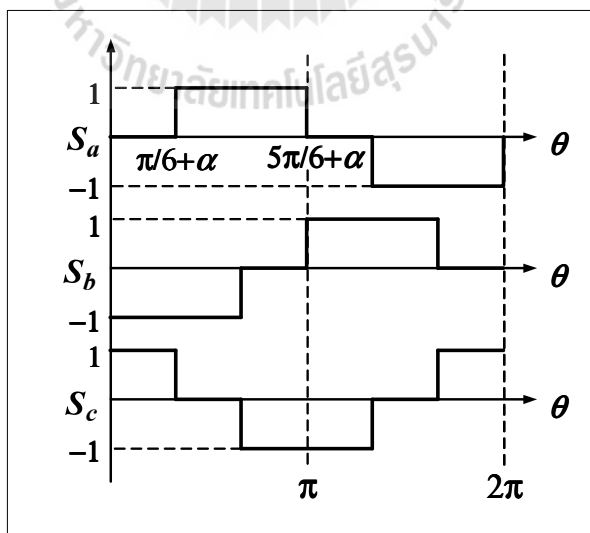
$$r_\mu = \frac{3\omega L_{eq}}{\pi} \quad (3.1)$$

เมื่อ  $\omega$  คือ ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้า



รูปที่ 3.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้และความต้านทานมุมความเหนี่ยวนำ

จากรูปที่ 3.2  $E_{dc1}$  แทนด้วยแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตโดยไม่พิจารณาผลกระทบของมุมเหนี่ยวนำ ในขณะที่  $E_{dc}$  เป็นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่พิจารณาผลกระทบของมุมเหนี่ยวนำด้วยความต้านทานปรับค่าได้ ทำให้สามารถวิเคราะห์สัญญาณการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ โดยไม่พิจารณาผลกระทบของมุมเหนี่ยวนำแสดงได้ดังรูปที่ 3.3 เมื่อ  $\alpha$  คือมุมจุดชนวนของไทรสเตอร์



รูปที่ 3.3 สัญญาณการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้



ฟังก์ชันของการสวิตช์  $S_{abc}$  ในรูปที่ 3.3 สามารถแสดงได้โดย อนุกรมฟูรีเยร์ (Sakui, Fujita and 1989) ซึ่งพิจารณาที่ความถี่มูลฐาน (ไม่พิจารณาฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในระบบ) ฟังก์ชันของการสวิตช์สามเฟส แสดงได้ตามสมการดังนี้

$$\mathbf{S}_{abc} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \varphi - \alpha) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi - \alpha) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi - \alpha) \end{bmatrix}^T \quad (3.2)$$

โดยที่  $\varphi$  คือ มุมเฟสที่บัสไฟฟ้ากระแสสลับ

$\alpha$  คือ มุมจุดชนวนของไทรสเตอร์

ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและ เอาต์พุตของกระแสไฟฟ้าและแรงดัน สำหรับ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ แสดงได้ตามสมการที่ (3.3) และ (3.4) ตามลำดับ

$$\mathbf{I}_{in,abc} = \mathbf{S}_{abc} I_{dc} \quad (3.3)$$

$$E_{dc1} = \mathbf{S}_{abc}^T \mathbf{V}_{bus,abc} \quad (3.4)$$

เมื่อ  $\mathbf{I}_{in,abc} = \begin{bmatrix} I_{in,a} \\ I_{in,b} \\ I_{in,c} \end{bmatrix}$  และ  $\mathbf{S}_{in,abc} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$

จากสมการที่ (3.3) และ (3.4) สามารถสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีดี คิวเงื่อนไขสำหรับการพิสูจน์หาแบบจำลองคือ

- วงจรเรียงกระแสสามเฟสพิจารณาในช่วงโหมคการนำกระแสแบบต่อเนื่อง
- แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสต้องสมดุล
- ไม่พิจารณาฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในระบบ

### 3.2.2 การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีดีคิว

วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ สามารถสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ให้อยู่ในรูปแบบของแกนหมุนดีคิว ซึ่งมีสมการที่ใช้ในการแปลงดังสมการที่ (3.5)

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = [\mathbf{K}] \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

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

และ  $\theta = \omega t - \frac{\pi}{2} + \phi_1$

จากสมการที่ (3.3) ใช้วิธีการแปลงดีคิวของสมการที่ (3.5) จะได้ดังสมการที่ (3.6) ดังนี้

$$\begin{aligned} [\mathbf{I}_{in,abc}] &= [\mathbf{S}_{abc}] I_{dc} \\ [\mathbf{K}][\mathbf{I}_{in,abc}] &= [\mathbf{K}][\mathbf{S}_{abc}] I_{dc} \quad ; \text{คูณด้วย } \mathbf{K} \text{ ทั้งสองข้าง} \\ [\mathbf{I}_{in,dq}] &= [\mathbf{S}_{dq}] I_{dc} \end{aligned} \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.4) ใช้วิธีการแปลงดีคิวของสมการที่ (3.5) จะได้ดังสมการที่ (3.7) ดังนี้

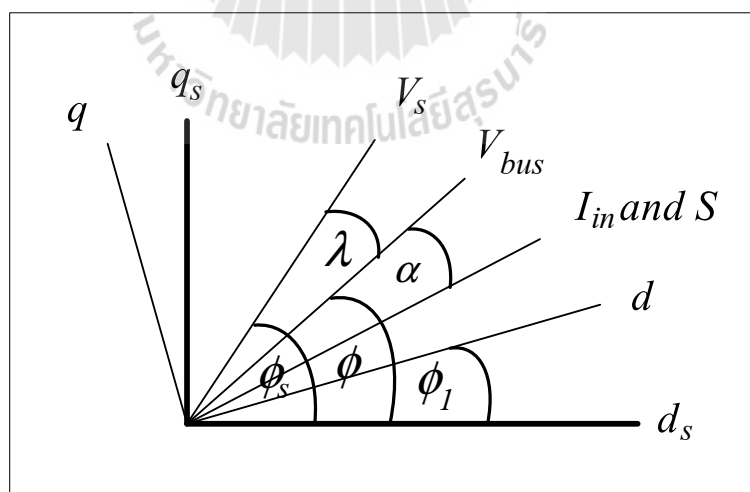
$$\begin{aligned} E_{dc1} &= [\mathbf{S}_{abc}]^T [\mathbf{V}_{bus,abc}] \\ E_{dc1} &= \left[ [\mathbf{K}]^{-1} [\mathbf{S}_{dq}] \right]^T \left[ [\mathbf{K}]^{-1} [\mathbf{V}_{bus,dq}] \right] \\ E_{dc1} &= \left[ [\mathbf{S}_{dq}]^T [\mathbf{K}] \right] \left[ [\mathbf{K}]^{-1} [\mathbf{V}_{bus,dq}] \right] \quad ; (\mathbf{AB})^T = \mathbf{B}^T \mathbf{A}^T, \mathbf{K}^{-1} = \mathbf{K}^T \\ E_{dc1} &= [\mathbf{S}_{dq}]^T [\mathbf{V}_{bus,dq}] \end{aligned} \quad (3.7)$$

สัญญาณการสวิตช์สามเฟสในสมการที่ (3.2) สามารถแปลงให้อยู่ในแกนหมุนดีคิวได้ดังสมการที่ (3.8)

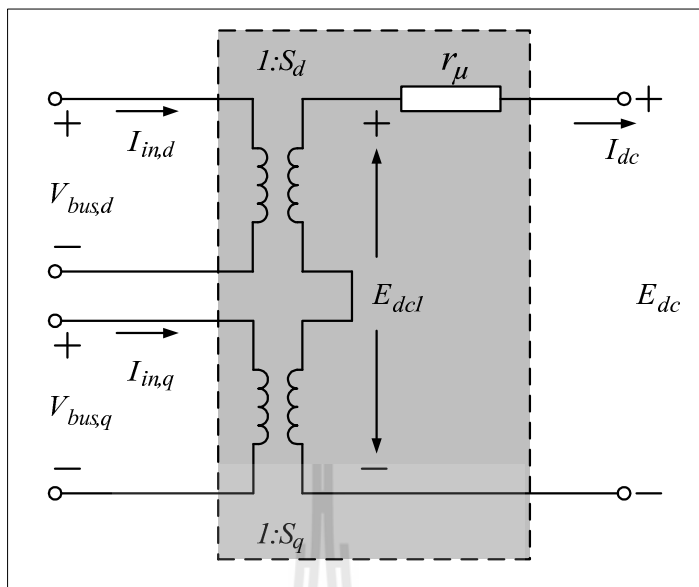
$$[S_{dq}] = [K][S_{abc}] \quad \therefore \theta = \omega t - \frac{\pi}{2} + \phi_1$$

$$[S_{dq}] = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \begin{bmatrix} \cos(\phi_1 - \phi - \alpha) \\ -\sin(\phi_1 - \phi - \alpha) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

จากสมการ (3.6) (3.7) และ (3.8) วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้สามารถแทนด้วยหม้อแปลงไฟฟ้าบนแกนดีคิว ซึ่งมี  $s_d$  และ  $s_q$  เป็นอัตราส่วนของหม้อแปลงขึ้นอยู่กับมุมเฟสการเคลื่อนที่ของแกนหมุนดีคิว ( $\phi$ ) มุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าที่บัสไฟฟ้ากระแสสลับ ( $\phi$ ) และมุมจุดชนวนของไทรสเตอร์ ( $\alpha$ ) แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิวแสดงได้ดังรูปที่ 3.4 เมื่อ  $V_s$  คือ ค่ายอดสูงสุดของแรงดันไฟฟ้าเฟสที่แหล่งจ่าย  $I_{in}$  คือ ค่ายอดสูงสุดของกระแสไฟฟ้า  $V_{bus}$  คือ ค่ายอดสูงสุดของแรงดันไฟฟ้าที่บัสไฟฟ้ากระแสสลับ และ  $S$  คือ ค่ายอดสูงสุดของฟังก์ชันของการสวิตช์ วงจรสมมูลของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ในรูปแบบของดีคิว สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.5

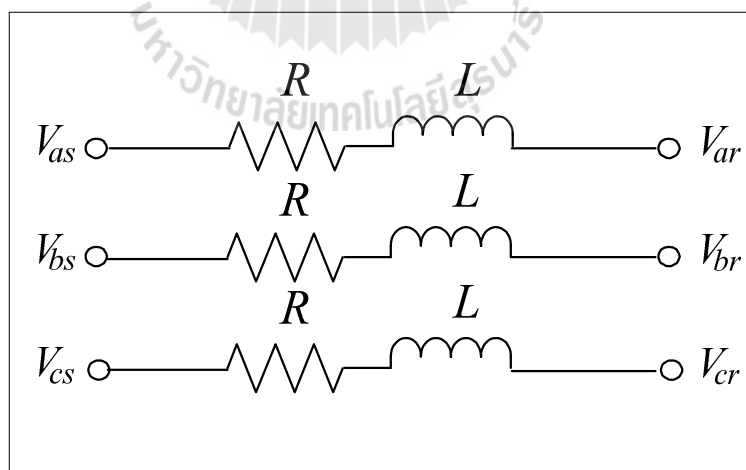


รูปที่ 3.4 แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว



รูปที่ 3.5 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้บนแกนคิกว

จากรูปที่ 3.1 สำหรับวงจรอนุกรมของตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้าสามารถพิจารณาจากสมการแรงดันที่ตกคร่อมของตัวต้านทาน และตัวเหนี่ยวนำในรูปที่ 3.6 โดยสมการแสดงได้ดังสมการที่ (3.9)



รูปที่ 3.6 ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของวงจรสายส่งกำลังไฟฟ้า 3 เฟส

พิจารณาแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมของสายส่งกำลังไฟฟ้างแสดงในรูปที่ 3.6 แสดง  
 ดังสมการที่ (3.9)

$$\Delta \mathbf{V}_{\text{drop,abc}} = R \mathbf{I}_{\text{abc}} + L \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{\text{abc}} \quad (3.9)$$

$$\text{เมื่อ} \quad \Delta \mathbf{V}_{\text{abc}} = \begin{bmatrix} \Delta V_a \\ \Delta V_b \\ \Delta V_c \end{bmatrix} \text{ และ } \mathbf{I}_{\text{abc}} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_a \\ \mathbf{I}_b \\ \mathbf{I}_c \end{bmatrix}$$

จากสมการที่ (3.9) แปลงค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม ( $\Delta \mathbf{V}_{\text{abc}}$ ) และกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสายส่งกำลังไฟฟ้า ( $\mathbf{I}_{\text{abc}}$ ) จากปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสเป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน  $dq$  โดยอาศัยการแปลงสมการการแปลงของปาร์กในสมการที่ (3.5) และสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังสมการที่ (3.10)

$$\mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{V}_{\text{dq0}} = R (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{\text{dq0}}) + L \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{\text{dq0}})$$

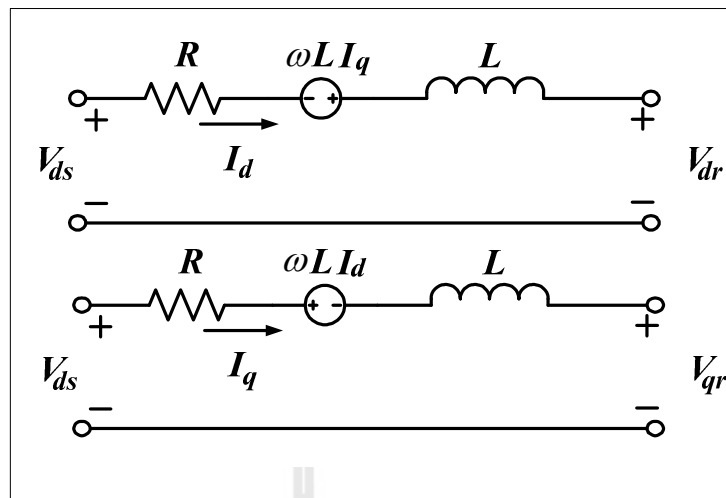
$$\mathbf{K} \mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{V}_{\text{dq0}} = R (\mathbf{K} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{\text{dq0}}) + L \mathbf{K} \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{\text{dq0}}) ; \text{คูณด้วย } \mathbf{K} \text{ ทั้งสองข้าง}$$

$$\Delta \mathbf{V}_{\text{dq0}} = R (\mathbf{I}_{\text{dq0}}) + L \mathbf{K} \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1}) \mathbf{I}_{\text{dq0}} + L \left( \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{\text{dq0}} \right)$$

$$\begin{cases} \Delta V_d = R I_d - \omega L I_q + L \frac{d}{dt} i_d \\ \Delta V_q = R I_q - \omega L I_d + L \frac{d}{dt} i_q \end{cases} \quad (3.10)$$

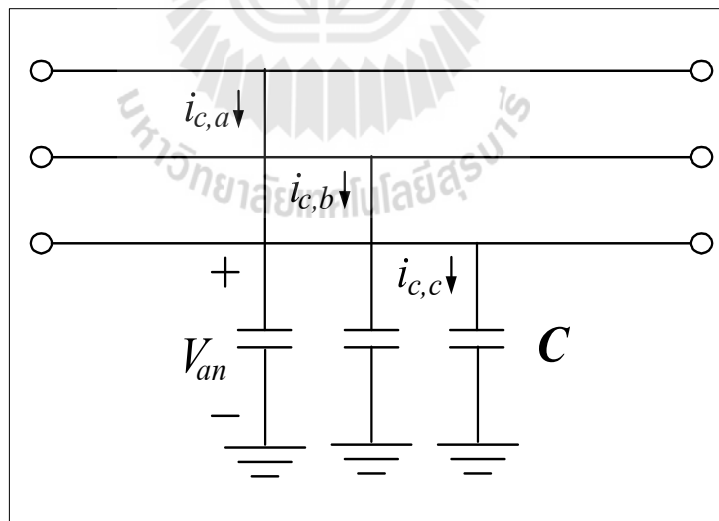
$$\text{เมื่อ} \quad \mathbf{K} \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1}) = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

จากสมการที่ (3.10) สามารถสร้างวงจรสมมูลของสายส่งกำลังไฟฟ้าที่อยู่บนแกน  
 หมุนดีคว แสดงได้ดังรูปที่ 3.7 ดังนี้



รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลของตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำในสายส่งกำลังไฟฟ้าบนแกน  $dq$

สำหรับวงจรสมมูลขนานตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้าสามเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 3.8 ซึ่งเป็นระบบที่จะนำวิธีการแปลงดีคิวมาประยุกต์ใช้สำหรับสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และวงจรสมมูลบนแกน  $dq$



รูปที่ 3.8 ตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังสามเฟส

พิจารณากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้าในรูปที่ 3.8 แสดงได้ดังสมการที่ (3.11)

$$\mathbf{I}_{c,abc} = C \frac{d}{dt} \mathbf{V}_{abc} \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.11) สามารถแปลงสมการให้อยู่บนแกนหมุนดีคิว ด้วยสมการที่ (3.5) ซึ่งมีขั้นตอนการพิสูจน์แสดงได้ดังนี้

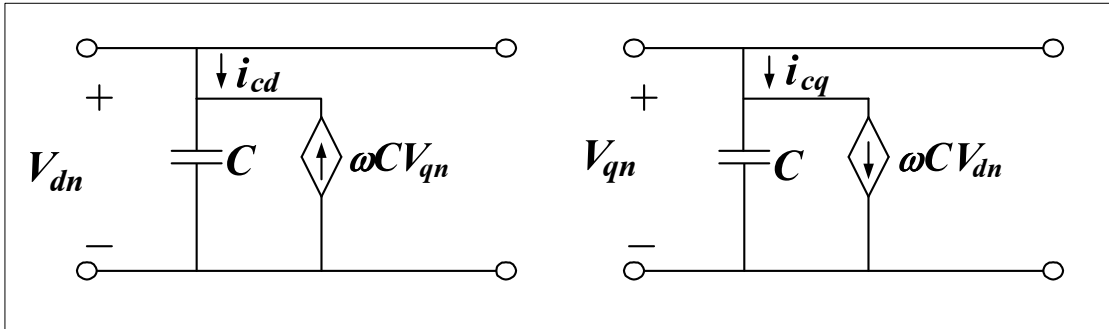
$$\begin{aligned} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{c,dq0} &= C \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{V}_{dq0}) \\ \mathbf{K} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{c,dq0} &= \mathbf{C} \mathbf{K} \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{V}_{dq0}) ; \text{คูณด้วย } \mathbf{K} \text{ ทั้งสองข้าง} \\ \mathbf{I}_{c,dq0} &= \mathbf{C} \mathbf{K} \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1}) \mathbf{V}_{dq0} + C \frac{d}{dt} (\mathbf{V}_{dq0}) \end{aligned}$$

ดังนั้นจะได้สมการที่อยู่บนแกนดีคิว แสดงได้ดังสมการที่ (3.12) ดังนี้

$$\begin{aligned} i_{cd} &= -\omega C V_q + C \frac{d}{dt} V_d \\ i_{cq} &= \omega C V_d + C \frac{d}{dt} V_q \end{aligned} \quad (3.12)$$

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

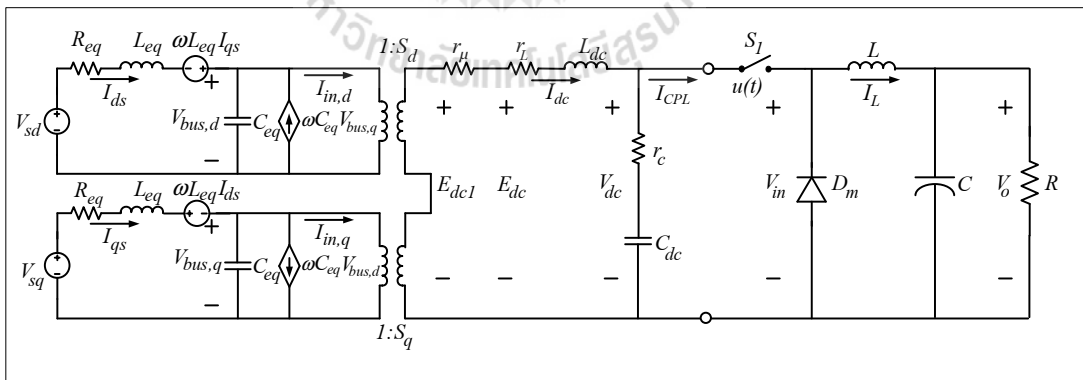
จากสมการที่ (3.12) สามารถสร้างวงจรสมมูลของสายส่งกำลังไฟฟ้าที่อยู่บนแกนดีคิว แสดงได้ดังรูปที่ 3.9 ดังนี้



รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลของตัวเก็บประจุในสายส่งกำลังไฟฟ้าบนแกน  $dq$

### 3.2.3 การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีดีควและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป

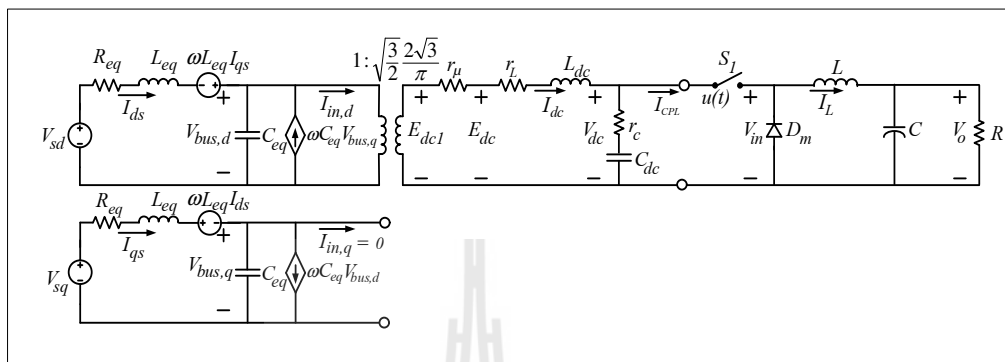
จากที่ได้กล่าวไว้แล้วข้างต้นระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 ประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส สายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ วงจรกรองสัญญาณดีซี และโหลดวงจรแปลงผันแบบบักคัทที่ไม่มีตัวควบคุม สำหรับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้แสดงไว้แล้วในหัวข้อที่ 3.2.1 ส่วนการพิจารณาวงจรแปลงผันแบบบักคัทที่ไม่มีตัวควบคุมจะแสดงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.10 ดังนี้



รูปที่ 3.10 วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่พิจารณานบนแกนดีคว



จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.10 สามารถทำให้เป็นวงจรสมมูลอย่างง่ายได้ โดยการกำหนดมุมเฟสการหมุนของสัญญาณการสวิตช์ ( $\phi_1 = \phi - \alpha$ ) ซึ่งจะทำให้ค่า  $s_q$  ในสมการที่ (3.8) หายไป ดังนั้นจะได้วงจรสมมูลอย่างง่ายแสดงได้ดังรูปที่ 3.11 ดังนี้



รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลอย่างง่ายของระบบไฟฟ้ากำลัง

จากรูปที่ 3.11 จะเห็นได้ว่าวงจรแปลงผันแบบบักก์เป็นแบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลา เนื่องจากผลการสวิตช์  $u(t)$  ของวงจรแปลงผันแบบบักก์ ดังนั้นวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปเป็นวิธีที่นิยมสำหรับการกำจัดสวิตช์ที่ขึ้นอยู่กับเวลาของวงจรแปลงผันดิซีเป็นดิซี ให้เป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิทั่วไปจะใช้สัมประสิทธิ์อนุกรมฟูรีเยร์เชิงซ้อนของตัวแปรสถานะของวงจร (complex Fourier series) ไปเป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลอง ซึ่งอนุกรมฟูรีเยร์เชิงซ้อน สามารถอธิบายรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

โดยทั่วไปสัญญาณ  $f(t)$  ใดๆที่เป็นสัญญาณรายคาบ ซึ่งมีคาบเป็น  $T$  สามารถเขียนให้อยู่ในรูป อนุกรมฟูรีเยร์เชิงซ้อน (T.W.Gamelin, 2000) ดังสมการที่ (3.13)

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_k(t) e^{jk\omega_s t} \tag{3.13}$$

โดยที่  $\omega_s = \frac{2\pi}{T}$  และ  $\langle x \rangle_k(t)$  คือ สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์เชิงซ้อน

วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะ จะใช้  $\langle x \rangle_k(t)$  ของสัญญาณแทนตัวแปรสถานะของระบบซึ่ง สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์เชิงซ้อนสามารถหาได้จากสมการที่ (3.14)

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(t) e^{-jk\omega_s t} dt \quad (3.14)$$

คุณสมบัติที่จำเป็นของสัมประสิทธิ์เชิงซ้อน สำหรับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรสมมูลอย่างง่ายของระบบไฟฟ้ากำลังในรูปแบบที่ 3.11 (T.M. Gamelin, 2000) โดยใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะแสดงได้ดังนี้

- คุณสมบัติของอัตราการเปลี่ยนแปลงตามเวลา แสดงได้ดังสมการที่ (3.15) ดังนี้

$$\frac{d\langle x \rangle_k}{dt} = \left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_k - jk\omega_s \langle x \rangle_k \quad (3.15)$$

- คุณสมบัติของความสัมพันธ์ของการคูณ แสดงได้ดังสมการที่ (3.16) ดังนี้

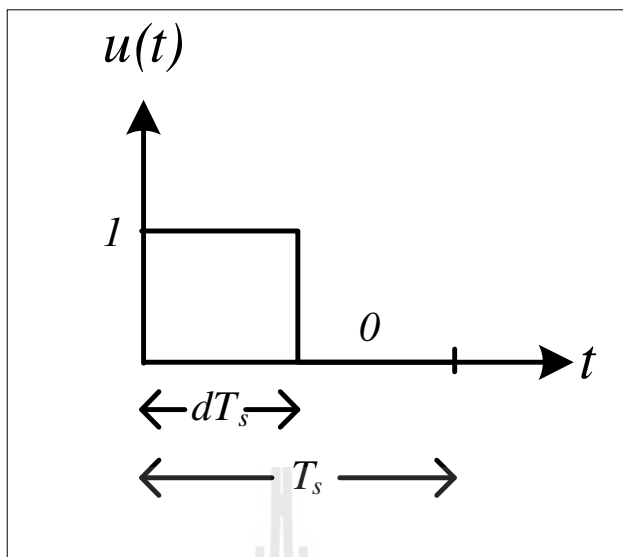
$$\langle xy \rangle_k = \sum_i \langle x \rangle_{k-i} \langle y \rangle_i \quad (3.16)$$

- ถ้า  $f(t)$  คือค่าจริง (ค่าจริงที่เกิดขึ้นจากสัญญาณรายคาบ) แสดงได้ดังสมการที่ (3.17) ดังนี้

$$\langle x \rangle_{-k} = \overline{\langle x \rangle_k} = \langle x \rangle_k^* \quad (3.17)$$

สมการที่ (3.14) เมื่อ  $k$  คือค่าบ่งบอกความถูกต้องของการใช้ อนุกรมฟูรีเยร์ ถ้า  $k$  มีค่าเป็นอันดับอนันต์ ค่าความผิดพลาดจากการประมาณมีค่าเท่ากับ 0 และถ้าสัญญาณที่ไม่ปรากฏการสั่นไกว จะให้  $k = 0$  ซึ่งเรียกวิธีนี้ว่า การประมาณค่าอันดับศูนย์ (Mahdavi, Emadi, Bellar, and Ehsani, 1997) หรือถ้าสัญญาณมีการสั่นไกว สามารถกำหนดให้  $k$  มีค่าเป็น 1,-1 ซึ่งจะเรียกวิธีนี้ว่าการประมาณค่าอันดับหนึ่ง (A.Emadi, 2004)

การพิสูจน์ของแบบจำลองของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ด้วยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป สัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันจะอยู่ภายใต้เงื่อนไขโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่องแสดงดังรูปที่ 3.12 ดังนี้



รูปที่ 3.12 สัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์

จากรูปที่ 3.12 สามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ แสดงได้ดังสมการที่ (3.18)

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < dT_s \\ 0, & dT_s < t < T_s \end{cases} \quad (3.18)$$

โดยที่  $d$  คือ วัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) ของอุปกรณ์สวิตช์  $S_1$

จากรูปที่ 3.12 พิจารณาวงจรแปลงผันแบบบัคค์ เมื่อสวิตช์  $S_1$  ปิด จะทำให้  $I_{CPL} = I_L$  และ  $V_{in} = V_{dc}$  และเมื่อสวิตช์  $S_1$  เปิด จะทำให้  $I_{CPL} = 0$  และ  $V_{in} = 0$  (สมมติให้แรงดันตกคร่อมไดโอด  $D_m$  มีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ เมื่อไดโอดนำกระแส) ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_{CPL}$  กับ  $I_L$  และความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{in}$  และ  $V_{dc}$  สามารถเขียนสมการที่อยู่ในรูปของ  $u(t)$  แสดงได้ดังสมการที่ (3.19) ดังนี้

$$\begin{cases} I_{CPL} = u(t)I_L \\ V_{in} = u(t)V_{dc} \end{cases} \quad (3.19)$$

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรสมมูลอย่างง่ายในรูปที่ 3.11 สามารถวิเคราะห์หาค่าด้วยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ และกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ ร่วมสมการที่ (3.18) และ (3.19) ซึ่งมีสมการเชิงอนุพันธ์ที่ขึ้นอยู่กับเวลาแสดง ได้ดังสมการที่ (3.20) ดังนี้

$$\begin{cases}
 \bullet \\
 \bullet \\
 \bullet \\
 \bullet \\
 \bullet \\
 \bullet \\
 \bullet \\
 \bullet \\
 \bullet
 \end{cases}
 \begin{cases}
 I_{sd} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sq} + \omega I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\lambda + \alpha) \\
 I_{sq} = -\omega I_{sd} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\lambda + \alpha) \\
 V_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sd} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\
 V_{bus,q} = -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}} I_{sq} \\
 I_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_F} V_{bus,d} - \left( \frac{r_\mu}{L_{dc}} + \frac{r_L}{L_{dc}} + \frac{r_c}{L_{dc}} \right) I_{dc} - \frac{1}{L_{dc}} V_{dc} + \frac{r_c \cdot u(t)}{L_{dc}} I_L \\
 V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} - \frac{u(t)}{C_{dc}} I_L \\
 I_L = \frac{u(t)}{L} V_{dc} - \frac{1}{L} V_o \\
 V_o = \frac{1}{C} I_L - \frac{1}{RC} V_o
 \end{cases}
 \quad (3.20)$$

จะเห็นได้ว่าสำหรับการวิเคราะห์สมการเชิงอนุพันธ์ในส่วนของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้นี้ ผลของการสวิตช์ได้ถูกกำจัดทิ้งโดยใช้วิธีคิกว อย่างไรก็ตามแบบจำลองที่เห็นได้จากสมการที่ (3.20) ยังมีผลของการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัก์ ซึ่งในที่นี้คือ  $u(t)$  คูได้จากสมการที่ (3.20) ดังนั้นจึงได้นำวิธีการของค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปมาใช้ร่วมกับแบบจำลองที่ได้จากวิธีคิกว สำหรับการกำจัดผลการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัก์ เพื่อให้ได้แบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา ซึ่งตัวแปรสถานะของแบบจำลองในสมการที่ (3.20) สามารถเขียนสัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของ  $I_{ds}, I_{qs}, V_{bus,d}, V_{bus,q}, I_{dc}, V_{dc}, I_L$  และ  $V_o$  โดยเลือกใช้การประมาณค่าอันดับศูนย์ ซึ่งสามารถกำหนดตัวแปรสถานะทั้ง 8 ตัวแปร แสดงได้ดังสมการที่ (3.21) ดังนี้

$$\left\{ \begin{array}{l} \langle I_{sd} \rangle_0 = I_{sd} \\ \langle I_{sq} \rangle_0 = I_{sq} \\ \langle V_{sd} \rangle_0 = V_{sd} \\ \langle V_{sq} \rangle_0 = V_{sq} \\ \langle I_{dc} \rangle_0 = I_{dc} \\ \langle V_{dc} \rangle_0 = V_{dc} \\ \langle I_L \rangle_0 = I_L \\ \langle V_o \rangle_0 = V_o \end{array} \right. \quad (3.21)$$

ใช้สมการที่ (3.14) เพื่อให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์เชิงซ้อนของสัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบักก์ในสมการที่ (3.18) ดังนั้นจะได้สัมประสิทธิ์สำหรับการประมาณค่าอันดับศูนย์ ซึ่งรายละเอียดจะแสดงได้ดังนี้

จาก

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

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

$$\langle u \rangle_0 = \frac{1}{T_s} [t]_{t=0}^{t=T_s}$$

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

จะได้สัมประสิทธิ์การประมาณค่าอันดับศูนย์ของสัญญาณการสวิตช์แสดงได้ดังสมการที่ (3.22) ดังนี้

$$\langle u \rangle_0 = d \quad (3.22)$$

โดยที่  $d$  คือวัฏจักรหน้าที่ของวงจรแปลงผันแบบบักก์

ดังนั้นนำสมการที่ (3.15) - (3.17) มาประยุกต์ใช้กับสมการเชิงอนุพันธ์สมการที่ (3.20) จะได้แบบจำลองเชิงพลวัตของวงจรสมมูลอย่างง่ายของระบบไฟฟ้ากำลังในรูปที่ 3.11 ที่ใช้ค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปซึ่งจะสามารถแสดงสมการเชิงอนุพันธ์ใหม่ได้ดังสมการที่ (3.23)

$$\begin{cases}
 \bullet \\
 \dot{I}_{sd} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sd} + \omega I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\lambda + \alpha) \\
 \bullet \\
 \dot{I}_{sq} = -\omega I_{sd} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\lambda + \alpha) \\
 \bullet \\
 \dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sd} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\
 \bullet \\
 \dot{V}_{bus,q} = -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}} I_{sq} \\
 \bullet \\
 \dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_F} V_{bus,d} - \left( \frac{r_\mu}{L_{dc}} + \frac{r_L}{L_{dc}} + \frac{r_c}{L_{dc}} \right) I_{dc} - \frac{1}{L_{dc}} V_{dc} + \frac{r_c \cdot d}{L_{dc}} I_L \\
 \bullet \\
 \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} - \frac{d}{C_{dc}} I_L \\
 \bullet \\
 \dot{I}_L = \frac{d}{L} V_{dc} - \frac{1}{L} V_o \\
 \bullet \\
 \dot{V}_o = \frac{1}{C} I_L - \frac{1}{RC} V_o
 \end{cases} \quad (3.23)$$

จากสมการที่ (3.23) สังเกตได้ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์จากวิธีคิด และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะไม่มีผลของการสวิตช์มาเกี่ยวข้องในระบบ ดังนั้นจากสมการที่ (3.23) สามารถนำมาเขียนเป็นแบบจำลองปริภูมิสถานะได้ดังสมการที่ (3.24) ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{u} \\
 \mathbf{y} &= \mathbf{C}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{u}
 \end{aligned} \quad (3.24)$$

โดยที่ ตัวแปรสถานะ คือ  $\mathbf{x} = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad V_{bus,d} \quad V_{bus,q} \quad I_{dc} \quad V_{dc} \quad I_L \quad V_o]^T$

อินพุต คือ  $\mathbf{u} = [V_m]$

เอาต์พุต คือ  $\mathbf{y} = [I_{dc} \quad V_{dc} \quad I_L \quad V_o]$

รายละเอียดแบบจำลอง  $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$  และ  $\mathbf{D}$  แสดงได้ดังสมการที่ (3.25) ดังนี้

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

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix}
 \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\cos(\lambda + \alpha)}{L_{eq}} \\
 \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\sin(\lambda + \alpha)}{L_{eq}} \\
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 0
 \end{bmatrix}_{8 \times 1}$$
  

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

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix}
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 0
 \end{bmatrix}_{4 \times 1}$$
  
(3.25)

**3.2.4 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ**

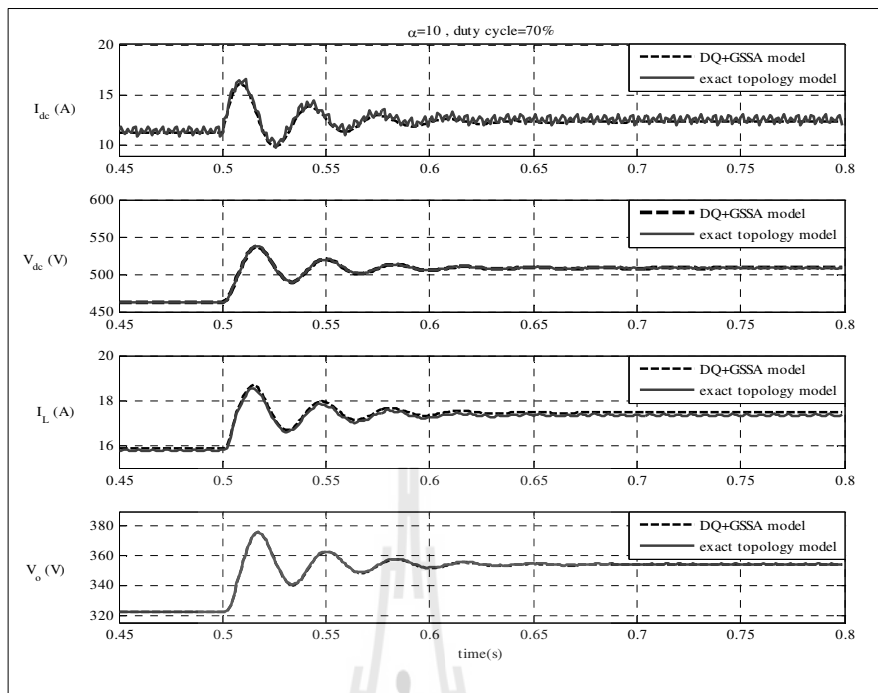
จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (3.24) และ (3.25) ต้องคำนวณหาค่า  $\lambda_0$  ซึ่งรายละเอียดการคำนวณค่า  $\lambda_0$  แสดงไว้ในภาคผนวก ก.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิจารณานี้เป็นแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นการตรวจสอบความถูกต้องจะอาศัย การจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับกรจำลองสถานการณ์ของระบบในรูปแบบที่ 3.1 โดยชุดใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB คว้าได้จากภาคผนวก ข.1 ซึ่งพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของระบบแสดงได้ดังตารางที่ 3.1 ดังนี้

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 3.1 (T.Sopapirm, K-N Areerak, 2011)

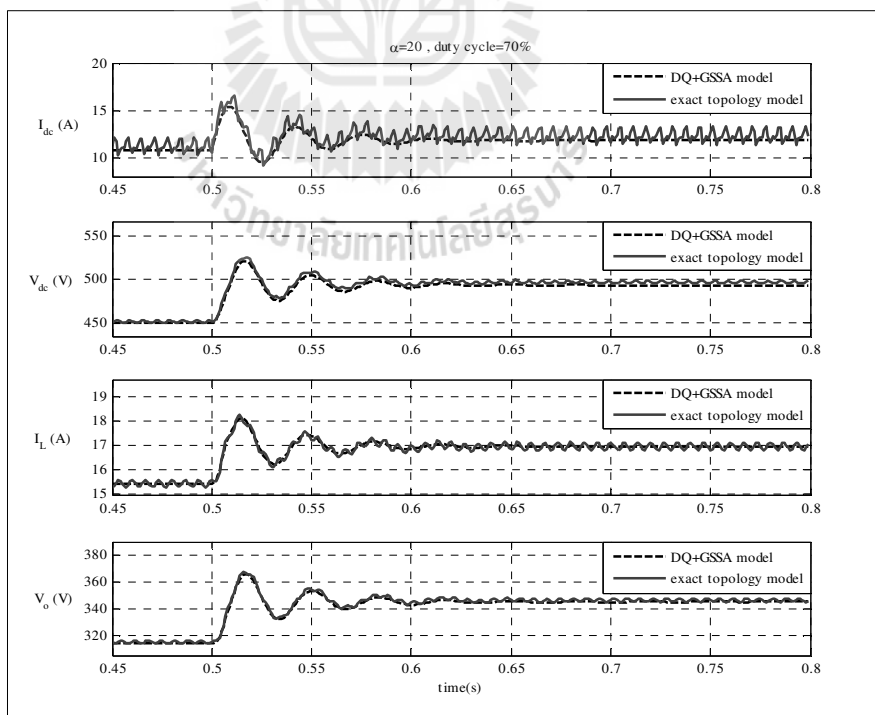
พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$V_s$	$220V_{rms/phase}$	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
$\omega$	$2\pi \times 50 \text{ rad / s}$	ความถี่ของระบบ
$R_{eq}$	$0.1 \Omega$	ความต้านทานของสายส่ง
$L_{eq}$	$24 \mu H$	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
$C_{eq}$	$2 \text{ nF}$	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
$r_c$	$0.1 \Omega$	ความต้านทานในตัวเก็บประจุ
$r_L$	$0.01 \Omega$	ความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำ
$L_{dc} (\Delta I_{dc} \leq 1.5 \text{ A})$	$50 \text{ mH}$	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
$C_{dc} (\Delta V_{dc} \leq 30 \text{ V})$	$500 \mu F$	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
$L (\Delta I_{dc} \leq 0.1 \text{ A})$	$15 \text{ mH}$	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัก์
$C (\Delta V_{dc} \leq 10 \text{ mV})$	$125 \mu F$	ความจุไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบัก์
$R$	$20 \Omega$	ความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบัก์

ผลการตอบสนองของ  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$ , และ  $V_o$  สำหรับการเปรียบเทียบของรูปสัญญาณระหว่างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้จากการพิสูจน์ด้วยวิธีดิฟเฟอเรนเชียลและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ในสมการที่ (3.24) กับรูปสัญญาณการตอบสนอง  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$ , และ  $V_o$  ของระบบไฟฟ้าโดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 3.1 โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันไฟฟ้าอินพุตจาก  $200V_{rms}$  ไปเป็น  $220V_{rms}$  ที่เวลา 0.5 วินาทีและทำการปรับมุมชดชนวนไทรสเตอร์กับค่าวัฏจักรหน้าที่ของวงจรแปลงผันแบบบัก์ไปที่ค่าต่างกัน ผลการตอบสนองเมื่อทำการปรับมุมชดชนวนไทรสเตอร์ไปที่  $\alpha$  เท่ากับ 10 องศา และปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ของวงจรแปลงผันแบบบัก์  $d$  เท่ากับ 70% แสดงได้ดังรูปที่ 3.13 ในทำนองเดียวกันได้ทำการปรับค่า  $\alpha$  เท่ากับ 20 องศา และ  $d$  เท่ากับ 70% แสดงผลตอบสนองได้ดังรูปที่ 3.14 ส่วนในรูปที่ 3.15 แสดงผลตอบสนองเมื่อปรับ  $\alpha$  เท่ากับ 30 องศาและปรับค่า  $d$  เท่ากับ 90%

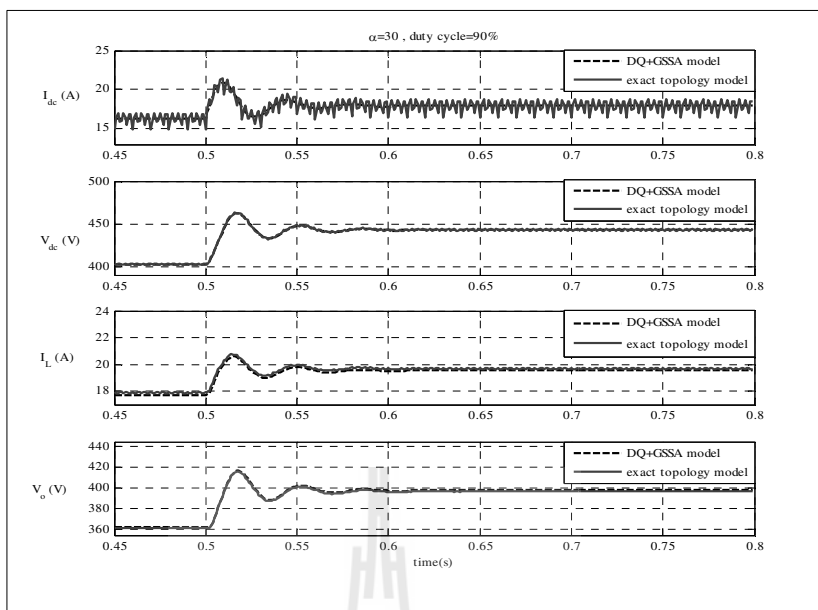




รูปที่ 3.13 ผลการตอบสนอง เมื่อมุม  $\alpha = 10^\circ$  และ  $d = 70\%$

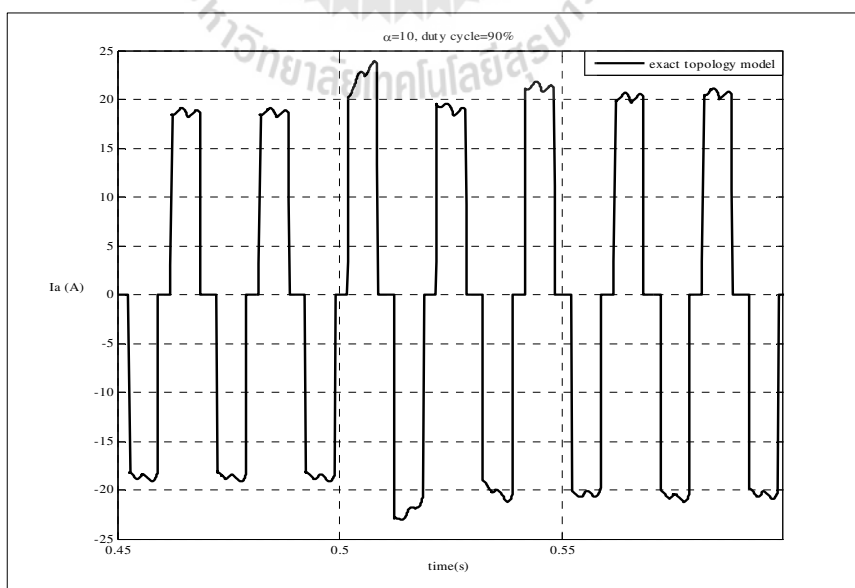


รูปที่ 3.14 ผลการตอบสนอง เมื่อมุม  $\alpha = 20^\circ$  และ  $d = 70\%$

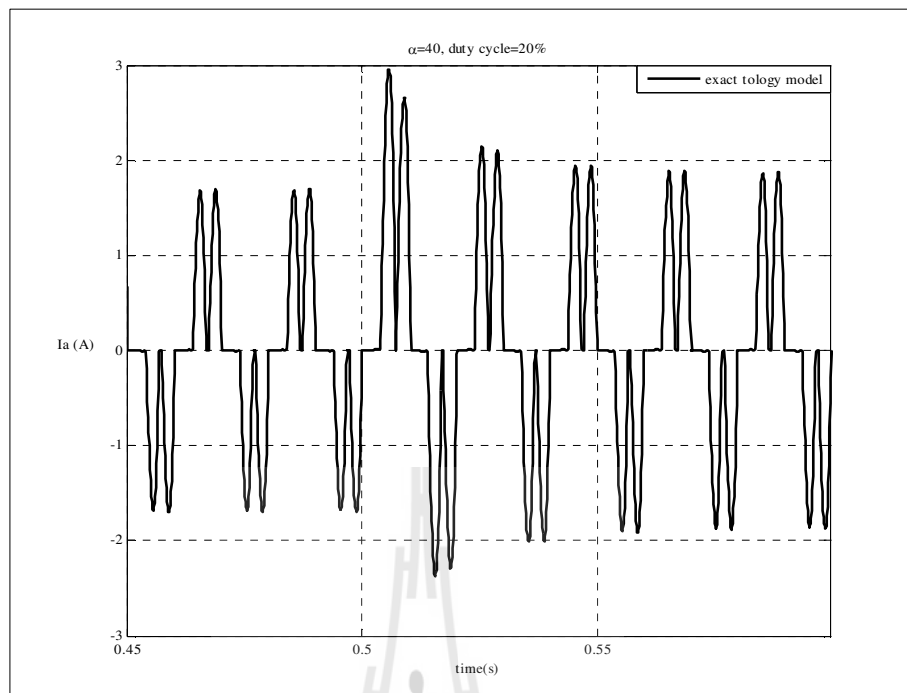


รูปที่ 3.15 ผลการตอบสนอง เมื่อมุม  $\alpha = 30^\circ$  และ  $d = 90\%$

รูปที่ 3.16 แสดงให้เห็นว่าระบบที่ทำการพิจารณาในรูปที่ 3.1 นี้ต้องพิจารณาวงจรในโหมดต่อเนื่อง (continue connecting mode: CCM) โดยพิจารณากระแสเฟส a ที่ไหลผ่าน  $L_{eq}$  ในวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้



รูปที่ 3.16 สัญญาณกระแสเฟส a ที่ไหลผ่าน  $L_{eq}$  พิจารณาในโหมดต่อเนื่อง



รูปที่ 3.17 สัญญาณกระแสเฟส a ที่ไหลผ่าน  $L_{eq}$  พิจารณาในโหมดไม่ต่อเนื่อง (DCM)

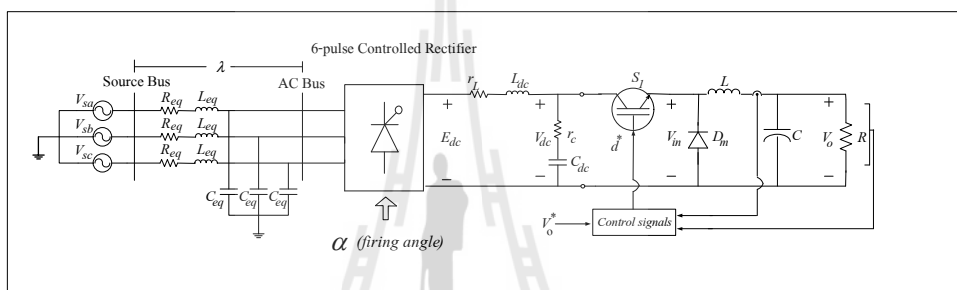
จากรูปที่ 3.17 แสดงให้เห็นว่าเมื่อปรับมุมจุดชนวนเพิ่มมากขึ้น จะทำให้ระบบเข้าสู่โหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง (discontinuous conduction mode: DCM) ซึ่งแบบจำลองที่ผู้วิจัยได้ใช้อธิบายนี้ต้องอยู่ภายใต้โหมดการนำกระแสที่ต่อเนื่อง (continuous conduction mode: CCM) เพียงเท่านั้น ดังนั้นเมื่อแบบจำลองของระบบอยู่ในโหมดแบบไม่ต่อเนื่องแบบจำลองที่ได้นำเสนอในบทนี้ จึงไม่สามารถนำมาอธิบายให้กับระบบได้

จากผลการเปรียบเทียบของรูปสัญญาณสำหรับการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ในรูปที่ 3.13 ถึงรูปที่ 3.15 จะสังเกตได้ว่าผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ มีลักษณะของสัญญาณที่สอดคล้องกันกับผลการจำลองด้วยชุดบล็อก SIMULINK ทั้งในสถานะชั่วคราว และสถานะอยู่ตัว ดังนั้นการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ใช้วิธีการร่วมกันระหว่างวิธีตีควและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 3.1 ถือว่าเป็นแบบจำลองที่มีความถูกต้อง แม่นยำ และสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักคี่ที่มีการควบคุม ซึ่งรายละเอียดจะได้แสดงในหัวข้อที่ 3.3 ต่อไป

### 3.3 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์ที่มีการควบคุม

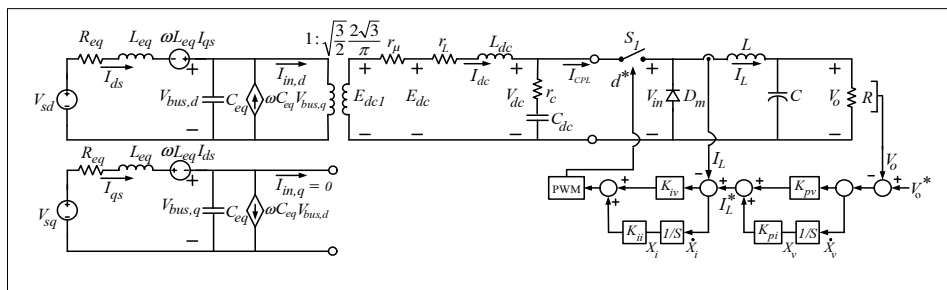
#### 3.3.1 การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เชิงพลวัตของระบบ

ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงได้ดังรูปที่ 3.18 ประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ สายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ และวงจรกรองสัญญาณดีซีที่เชื่อมต่อกับโหลดวงจรแปลงผันแบบบักก์ที่มีตัวควบคุม ซึ่งตัวควบคุมของโหลดวงจรดังกล่าว จะทำหน้าที่ในการควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ( $L$ ) และแรงดันเอาต์พุต ( $V_o$ ) ที่ตกคร่อมโหลดความต้านทาน ( $R$ ) ให้คงที่ได้ตามที่ต้องการโดยการปรับแรงดัน ( $V_o^*$ )



รูปที่ 3.18 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์ที่มีตัวควบคุม

จากระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 3.18 พิจารณาวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้สามารถแปลงวงจรให้อยู่บนแกนดีคิว โดยแสดงการพิสูจน์สมการทางคณิตศาสตร์ในหัวข้อที่ผ่านมา และกำหนดเฟสการหมุนของสัญญาณการสวิตช์ ( $\phi = \phi - \alpha$ ) ดังนั้นจะได้วงจรสมมูลอย่างง่ายแสดงได้ดังรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 วงจรสมมูลบนแกนหมุนดีคิว เมื่อ กำหนด  $\phi = \phi - \alpha$

พิจารณาจากวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีตัวควบคุมในรูปแบบที่ 3.19 ตัวควบคุมที่ใช้เป็นแบบพีไอ โดยโครงสร้างภายในตัวควบคุมแบ่งออกเป็น 2 ลูป คือ ลูปการควบคุมกระแสไฟฟ้าและลูปควบคุมแรงดัน ซึ่งพารามิเตอร์ของตัวควบคุม คือ  $K_{pv}$ ,  $K_{iv}$ ,  $K_{pi}$  และ  $K_{ii}$  ตามลำดับ สำหรับการวิเคราะห์โครงสร้างระบบควบคุมในรูปแบบที่ 3.19 สามารถเขียนสมการของตัวควบคุมแบบพีไอให้อยู่ในรูปของ  $d^*$  แสดงได้ดังสมการที่ (3.26) ดังนี้

$$d^* = -K_{pi}I_L - K_{pv}K_{pi}V_o + K_{iv}K_{pi}X_v + K_{ii}X_i + K_{pv}K_{pi}V_o^* \quad (3.26)$$

จากการพิจารณาตัวควบคุมแบบพีไอ จะเห็นได้ว่า  $X_v$  ของลูปแรงดัน และ  $X_i$  ของลูปกระแส จะกำหนดให้เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ สำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีการควบคุม การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดำเนินการได้โดยการแทนค่า  $d$  ในสมการที่ (3.23) ด้วย  $d^*$  จากสมการที่ (3.26) ดังนั้นจะได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์เชิงพลวัตของระบบในรูปแบบที่ 3.18 ที่ได้จากการพิสูจน์ด้วยวิธีคิควและค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ซึ่งสามารถเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ได้ดังสมการที่ (3.27)

$$\left\{ \begin{array}{l} \bullet \\ I_{sd} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}}I_{sd} + \omega I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}}V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}}\sqrt{\frac{3}{2}}V_m \cos(\lambda + \alpha) \\ \bullet \\ I_{sq} = -\omega I_{sd} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}}I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}}V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}}\sqrt{\frac{3}{2}}V_m \sin(\lambda + \alpha) \\ \bullet \\ V_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}}I_{sd} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}}I_{dc} \\ \bullet \\ V_{bus,q} = -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}}I_{sq} \\ \bullet \\ I_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}}V_{bus,d} - \left(\frac{r_L}{L_{dc}} + \frac{r_\mu}{L_{dc}} + \frac{r_c}{L_{dc}}\right)I_{dc} - \frac{1}{L_{dc}}V_{dc} + \frac{r_c K_{pi}}{L_{dc}}I_L^2 - \frac{r_c K_{pv} K_{pi} I_L}{L_{dc}}V_o \\ + \frac{r_c K_{iv} K_{pi} I_L}{L_{dc}}X_v + \frac{r_c K_{ii} I_L}{L_{dc}}X_i + \frac{r_c K_{pv} K_{pi} I_L}{L_{dc}}V_o^* \\ \bullet \\ V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}}I_{dc} - \frac{K_{pi}}{C_{dc}}I_L^2 + \frac{K_{pv} K_{pi} I_L}{C_{dc}}V_o - \frac{K_{iv} K_{pi} I_L}{C_{dc}}X_v - \frac{K_{ii} I_L}{C_{dc}}X_i - \frac{K_{pv} K_{pi} I_L}{C_{dc}}V_o^* \\ \bullet \\ I_L = -\frac{K_{pi}V_{dc}}{L}I_L - \frac{(K_{pv}K_{pi}V_{dc}+1)}{L}V_o + \frac{K_{iv}K_{pi}V_{dc}}{L}X_v + \frac{K_{ii}V_{dc}}{L}X_i + \frac{K_{pv}K_{pi}V_{dc}}{L}V_o^* \\ \bullet \\ V_o = \frac{1}{C}I_L - \frac{V_o}{RC} \\ \bullet \\ X_v = -V_o + V_o^* \\ \bullet \\ X_i = -I_L - K_{pv}V_o + K_{iv}X_v + K_{pv}V_o^* \end{array} \right. \quad (3.27)$$

จากสมการที่ (3.27) พบว่าเป็นสมการที่เชิงอนุพันธ์ที่ไม่เชิงเส้นนอกจากนี้ยังมีตัวแปรสถานะ  $X_v$  และ  $X_i$  ของตัวควบคุมปรากฏอยู่ในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์แบบจำลองดังกล่าวจำเป็นต้องทำให้เป็นเชิงเส้น โดยอาศัยการทำให้เป็นเชิงเส้นของเทย์เลอร์ ซึ่งพิจารณาเทอมแรกเท่านั้นการทำให้เป็นเชิงเส้นจะได้อธิบายในหัวข้อที่ 3.3.2 ต่อไป

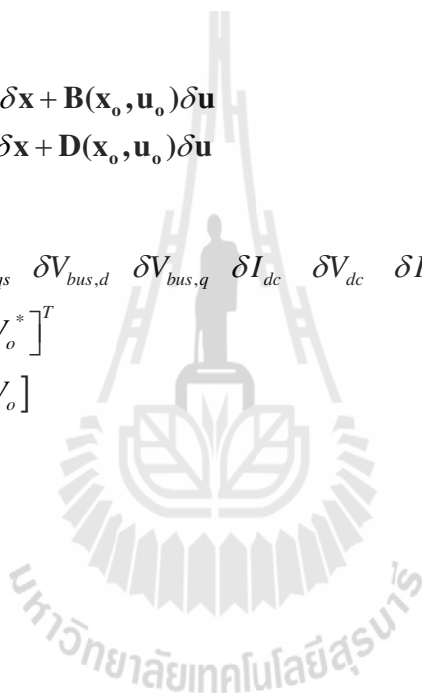
### 3.3.2 การทำให้เป็นเชิงเส้น

จากสมการที่ (3.27) สามารถทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้น ได้โดยอาศัยวิธีทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์ อันดับ 1 ซึ่งแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นเขียนได้ดังสมการที่ (3.28)

$$\begin{aligned}\dot{\delta \mathbf{x}} &= \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)\delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)\delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} &= \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)\delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)\delta \mathbf{u}\end{aligned}\quad (3.28)$$

โดยที่

$$\begin{aligned}\delta \mathbf{x} &= [\delta I_{ds} \quad \delta I_{qs} \quad \delta V_{bus,d} \quad \delta V_{bus,q} \quad \delta I_{dc} \quad \delta V_{dc} \quad \delta I_L \quad \delta V_o \quad \delta X_v \quad \delta X_i]^T \\ \delta \mathbf{u} &= [\delta V_m \quad \delta V_o^*]^T \\ \delta \mathbf{y} &= [\delta V_{dc} \quad \delta V_o]\end{aligned}$$



รายละเอียดของ  $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ ,  $\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ ,  $\mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  และ  $\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  แสดงดังสมการที่ (3.29)

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} \frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \omega & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & \frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \omega & -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}} & 0 & -\left(\frac{r_c \mu + r_c L + r_c}{L_{dc}}\right) & -\frac{1}{L_{dc}} & a(5,7) & -\frac{r_c K_{pv} K_{pi} I_{L,0}}{L_{dc}} & \frac{r_c K_{iv} K_{pi} I_{L,0}}{L_{dc}} & \frac{r_c K_{ii} I_{L,0}}{L_{dc}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{dc}} & 0 & a(6,7) & \frac{K_{pv} K_{pi} I_{L,0}}{C_{dc}} & -\frac{K_{iv} K_{pi} I_{L,0}}{C_{dc}} & -\frac{K_{ii} I_{L,0}}{C_{dc}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a(7,6) & -\frac{K_{pi} V_{dc,0}}{L} & -\frac{(K_{pv} K_{pi} V_{dc,0} + 1)}{L} & \frac{K_{iv} K_{pi} V_{dc,0}}{L} & \frac{K_{ii} V_{dc,0}}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{pv} & K_{iv} & 0 & 0 \end{bmatrix}_{10 \times 10}$$

$$a(5,7) = -\frac{2r_c K_{pi} I_{L,0}}{L_{dc}} - \frac{r_c K_{pv} K_{pi} V_{o,0}}{L_{dc}} + \frac{r_c K_{iv} K_{pi} X_{v,0}}{L_{dc}} + \frac{r_c K_{ii} X_{i,0}}{L_{dc}} + \frac{r_c K_{pv} K_{pi} V_{o,0}^*}{L_{dc}}$$

$$a(6,7) = \frac{2K_{pi} I_{L,0}}{C_{dc}} - \frac{r_c K_{pv} K_{pi} V_{o,0}}{C_{dc}} + \frac{K_{iv} K_{pi} X_{v,0}}{C_{dc}} + \frac{K_{ii} X_{i,0}}{C_{dc}} - \frac{K_{pv} K_{pi} V_{o,0}^*}{C_{dc}}$$

$$a(7,6) = -\frac{K_{pi} I_{L,0}}{L} - \frac{K_{pv} K_{pi} V_{o,0}}{L} + \frac{K_{iv} K_{pi} X_{v,0}}{L} + \frac{K_{ii} X_{i,0}}{L} + \frac{K_{pv} K_{pi} V_{o,0}^*}{L}$$

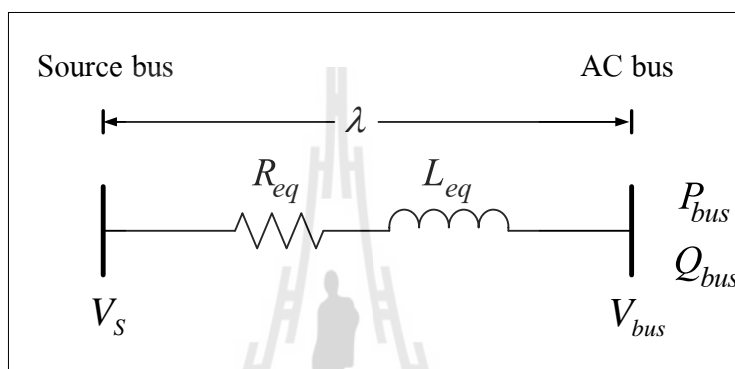
$$\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\cos(\lambda_o + \alpha)}{L_{eq}} & 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\sin(\lambda_o + \alpha)}{L_{eq}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{r_c K_{pv} K_{pi} I_{L,0}}{L_{dc}} \\ 0 & -\frac{K_{pv} K_{pi} I_{L,0}}{C_{dc}} \\ 0 & \frac{K_{pv} K_{pi} V_{dc,0}}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & K_{pv} \end{bmatrix}_{10 \times 2}$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{2 \times 10}$$

$$\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}_{2 \times 2} \quad (3.29)$$

### 3.3.3 การคำนวณค่าในสถานะคงตัว

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์จากสมการที่ (3.28) เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทำให้เป็นเชิงเส้นซึ่งพิจารณารอบจุดการทำงาน สำหรับการคำนวณหาค่า  $V_{dc,0}$  และ  $\lambda_0$  คูได้จากภาคผนวก ก.2 ทฤษฎีการไหลของกำลังไฟฟ้านำมาวิเคราะห์ระบบไฟฟ้าด้านกระแสสลับ โดยพิจารณาวงจรสายส่งเพียงเฟสเดียว ดังนั้นแผนภาพการไหลของกำลังไฟฟ้า แสดงได้ดังรูปที่ 3.20 ซึ่งไม่พิจารณาตัวเก็บประจุของสายส่งเนื่องจากมีค่าน้อยมากจึงไม่นำมาวิเคราะห์



รูปที่ 3.20 สายส่งกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟส

จากรูปที่ 3.20 สามารถเขียนขั้นตอนการหาสมการการไหลของกำลังไฟฟ้าได้ดังนี้

$$\begin{cases} \frac{V_s V_{bus}}{Z} \cos(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \cos(\gamma) = P_{bus} \\ \frac{V_s V_{bus}}{Z} \sin(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \sin(\gamma) = Q_{bus} \end{cases} \quad (3.30)$$

เมื่อ  $V_{bus}$  คือแรงดันเฟส (rms) ที่บัสเอซี ( $\lambda$ ) คือมุมการเลื่อนระหว่าง  $V_s$  และ  $V_{bus}$  และ  $Z \angle \gamma$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่ง โดยกำลังไฟฟ้าจริง และกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟพิจารณาที่ บัสแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะได้ดังสมการที่ (3.31)

$$\begin{cases} P_{bus} = \frac{(P_{CPL} + P_{loss})}{3} \\ Q_{bus} = \frac{(P_{CPL} + P_{loss})}{3} \tan(\alpha) \end{cases} \quad (3.31)$$



เมื่อ  $V_o^*$  คือแรงดันเอาต์พุตที่กำหนดให้ และ  $P_{loss}$  คือ ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจาก  $r_L$  จากสมการที่ (3.30) สามารถคำนวณค่า  $V_{bus,0}$  และ  $\lambda_0$  ที่สภาวะคงตัวได้ด้วยวิธีเชิงตัวเลขนิวตัน-ราฟสัน ซึ่งแสดงในภาคผนวก ก.2 ดังนั้น  $V_{dc,0}, V_{o,0}, I_{L,0}, X_{v,0}$  และ  $X_{i,0}$  สำหรับแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (3.28) สามารถคำนวณได้จากค่า  $V_{bus,0}$  และ  $\lambda_0$  โดยอาศัยสมการที่ (3.32)

$$\begin{cases} V_{dc,0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot (\sqrt{2} V_{bus,0}) \cdot \cos \alpha - \frac{3L_{eq} \omega}{\pi} I_{dc,0} - r_F I_{dc,0} \\ V_{o,0} = V_o^* \\ I_{L,0} = \frac{V_{o,0}}{R} \\ X_{v,0} = \frac{I_{L,0}}{K_{iv}} \\ X_{i,0} = \frac{V_o}{K_{ii} V_{dc,0}} \end{cases} \quad (3.32)$$

โดยที่

$$I_{dc,0} = \frac{\sqrt{3} \left| \frac{V_s e^{j0} - V_{bus,0} e^{-j\lambda_0}}{Z e^{j\gamma}} \right|}{\sqrt{2} \left( \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \right)}$$

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

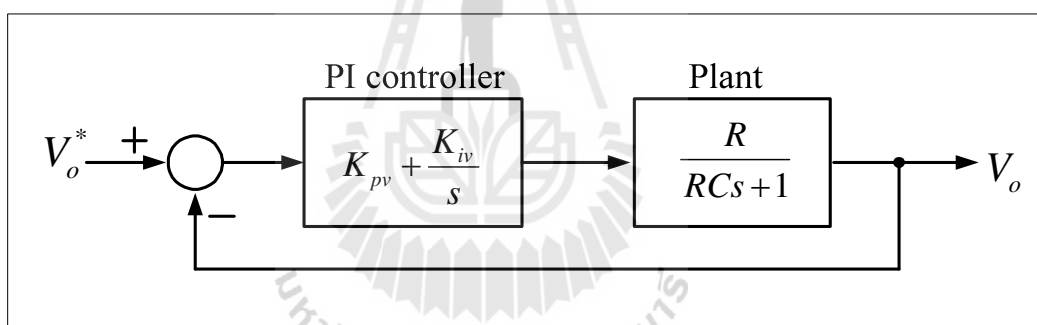
จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (3.28) และการคำนวณค่าในสภาวะคงตัวในสมการที่ (3.32) จะสังเกตได้ว่า สมการดังกล่าวมีพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบพีโอ ดังนั้นการออกแบบตัวควบคุมของวงจรแปลงผันแบบบักก์ จึงมีความจำเป็นเพื่อให้การตอบสนองของการควบคุมแรงดันเอาต์พุต ( $V_o$ ) มีผลการตอบสนองที่ดี ซึ่งรายละเอียดการออกแบบตัวควบคุมจะได้นำเสนอในหัวข้อที่ 3.3.4

### 3.3.4 การออกแบบตัวควบคุมของวงจรแปลงผันแบบบัคค์

จากงานวิจัยของ (K.M Tsang and W.L. Chan, 2005) เป็นการนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมสำหรับ วงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน ซึ่งเป็นระบบเดียวกับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ดังนั้นการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอของวงจรแปลงผันแบบบัคค์จึงสามารถอาศัยวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบดั้งเดิมจากงานวิจัยดังกล่าว เนื่องจากเป็นวิธีที่ให้ผลการตอบสนองที่ดีและมีขั้นตอนการออกแบบที่ง่ายไม่ซับซ้อน โดยการออกแบบตัวควบคุมจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ การออกแบบตัวควบคุมลูประแสไฟฟ้า และการออกแบบตัวควบคุมลูประดันไฟฟ้าซึ่งรายละเอียดจะได้แสดงดังต่อไปนี้

- การออกแบบตัวควบคุมลูประดันไฟฟ้า

แผนภาพของลูประควบคุมแรงดันไฟฟ้าของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 3.18 แสดงได้ดังรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.21 ลูประควบคุมแรงดันไฟฟ้า

จากรูปที่ 3.21 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของลูประดันไฟฟ้าแสดงได้ดังสมการที่ (3.33)

$$\frac{V_o(s)}{V_o^*(s)} = \frac{RK_{pv}s + R}{RCs^2 + (RK_{pv} + 1)s + RK_{iv}} \quad (3.33)$$

สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปแบบมาตรฐานอันดับ 2 ของระบบควบคุมวงปิด มีฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงดังสมการที่ (3.34) ดังนี้

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.34)$$

ดังนั้น ตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า สามารถออกแบบด้วยการเปรียบเทียบระหว่างตัวหารของสมการที่ (3.33) และ (3.34) ซึ่งผลที่ได้แสดงดังสมการที่ (3.35) และ (3.36) ดังนี้

$$\omega_{nv\_buck} = \sqrt{\frac{K_{iv}}{C}} \quad (3.35)$$

$$2\zeta_{v\_buck} \omega_{nv\_buck} = \frac{RK_{pv} + 1}{RC} \quad (3.36)$$

จากสมการที่ (3.36) จะกำหนดให้  $\zeta_{v\_buck} = 1$  สำหรับการตอบสนองหน่วงวิกฤต (critical damped response) (K.M. Tsang and W.L. Chan, 2005) แสดงดังสมการที่ (3.37) ดังนี้

$$2\omega_{nv\_buck} = \frac{K_{pv}}{C} + \frac{1}{RC} \quad (3.37)$$

จากสมการที่ (3.35) และ (3.37) สามารถคำนวณค่าของตัวควบคุมลูปแรงดันไฟฟ้า  $K_{pv}$  แสดงได้ดังสมการที่ (3.38)

$$K_{pv} = \frac{1}{R} \quad (3.38)$$

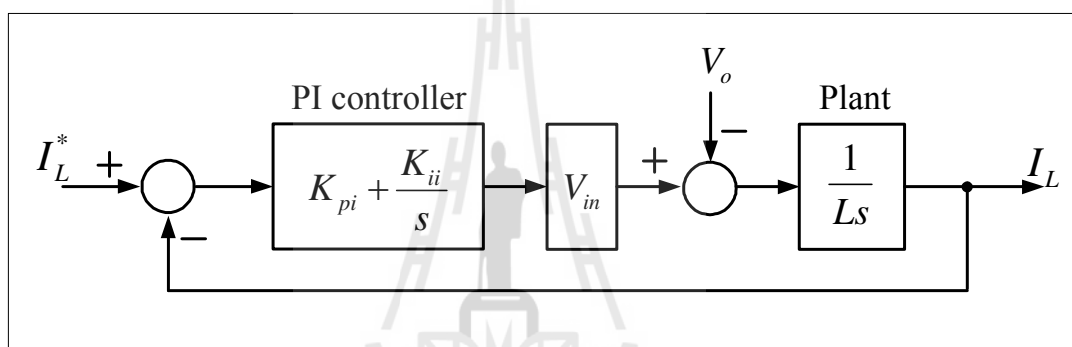
จากสมการที่ (3.37) และ (3.38) เพื่อหาค่า แบนด์วิดท์ของลูปแรงดัน แสดงได้ดังสมการที่ (3.39) ดังนี้

$$\omega_{nv\_buck} = \frac{1}{RC} \quad (3.39)$$

จากสมการที่ (3.35) และสมการที่ (3.39) สามารถคำนวณค่าของตัวควบคุมรูปแรงดันไฟฟ้า  $K_{iv}$  แสดงได้ดังสมการที่ (3.40)

$$K_{iv} = \frac{1}{R^2 C} \quad (3.40)$$

- การออกแบบตัวควบคุมรูปกระแสไฟฟ้า  
แผนภาพของรูปการควบคุมกระแสไฟฟ้าของระบบในรูปที่ 3.18 แสดงได้ในรูปที่ 3.22 ดังนี้



รูปที่ 3.22 รูปการควบคุมกระแสไฟฟ้า

จากรูปที่ 3.22 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของรูปกระแสไฟฟ้าแสดงดังสมการที่ (3.41)

$$\frac{I_L}{I_L^*} = \frac{sK_{pi}V_{in} + K_{ii}V_{in}}{Ls^2 + sK_{pi}V_{in} + K_{ii}V_{in}} \quad (3.41)$$

สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปแบบมาตรฐานอันดับ 2 ของระบบควบคุมวงปิด มีฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงดังสมการที่ (3.42) ดังนี้

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.42)$$

ดังนั้น ตัวควบคุมกระแสไฟฟ้า สามารถออกแบบด้วยการเปรียบเทียบระหว่างตัวหารของสมการที่ (3.41) และ (3.42) ซึ่งผลที่ได้แสดงดังสมการที่ (3.43) และ (3.44) ดังนี้

$$2\zeta_{i\_buck} \omega_{ni\_buck} = \frac{K_{pi} V_{in}}{L} \quad (3.43)$$

$$\omega_{ni\_buck} = N\omega_{nv\_buck} = \sqrt{\frac{K_{ii} V_{in}}{L}}, \quad N > 4 \quad (3.44)$$

จากสมการที่ (3.44) สามารถหาค่า  $K_{ii}$  แสดงได้ดังสมการที่ (3.45) ดังนี้

$$K_{ii} = \frac{N^2 \omega_{nv\_buck}^2 L}{V_{in}} \quad (3.45)$$

จากสมการที่ (3.43) สามารถหาค่า  $K_{pi}$  แสดงได้ดังสมการที่ (3.46) ดังนี้

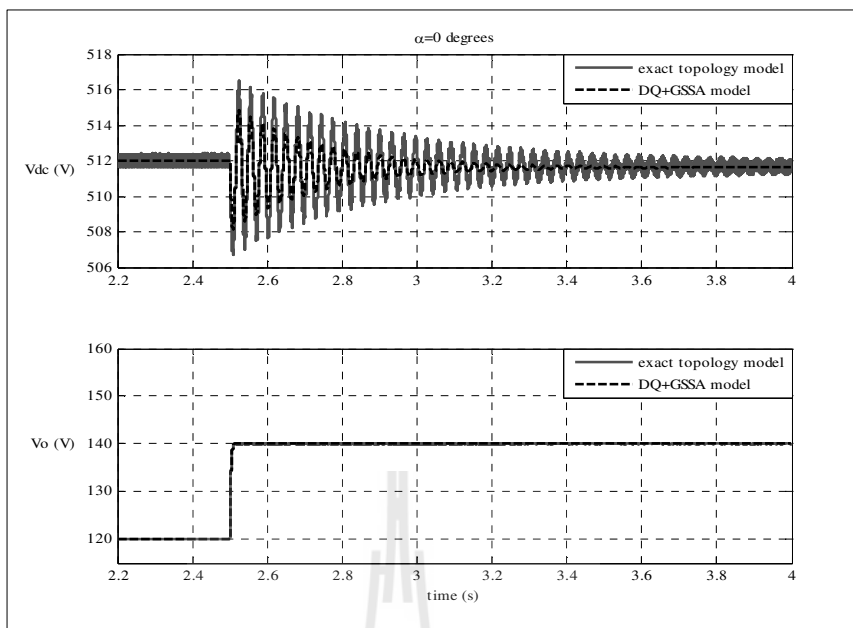
$$K_{pi} = \frac{2N\zeta_{i\_buck} \omega_{nv\_buck} L}{V_{in}} \quad (3.46)$$



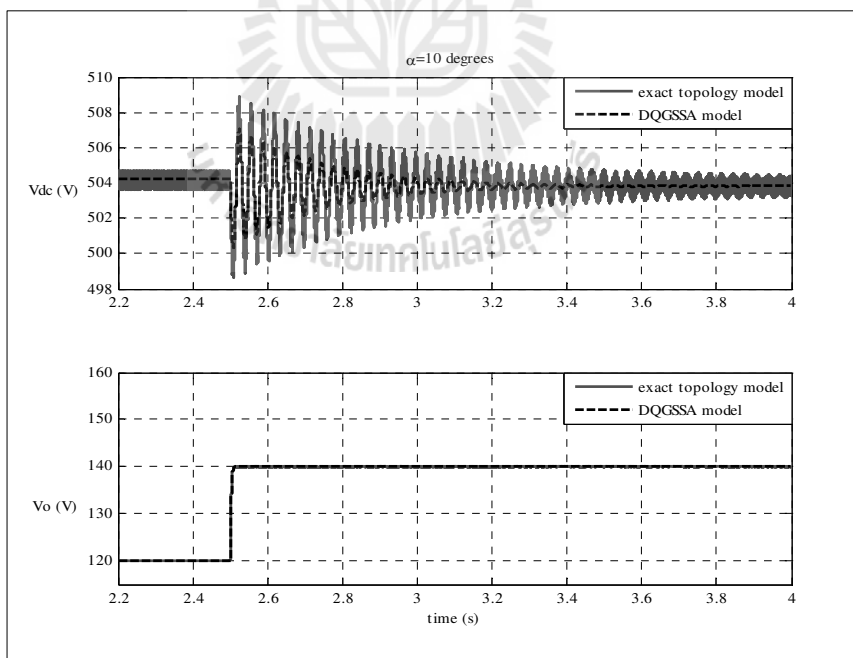
ดังนั้นตัวควบคุมแบบพีไอของลูปแรงดันไฟฟ้าและลูปกระแสไฟฟ้า สามารถ ออกแบบได้จากสมการที่ (3.38), (3.40), (3.45) และ (3.46) ตามลำดับ ซึ่งสมการของตัวควบคุมจะ ขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของระบบคือ อัตราส่วนการหน่วงของลูปแรงดัน ( $\zeta_{v\_buck}$ ) และลูป กระแสไฟฟ้า ( $\zeta_{i\_buck}$ ), ความกว้างแถบของลูปแรงดันไฟฟ้า ( $\omega_{nv\_buck}$ ) และลูปกระแสไฟฟ้า ( $\omega_{ni\_buck}$ ) การออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิมนี้จะเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังนี้  $\zeta_{v\_buck} = 1$ ,  $\zeta_{i\_buck} = 0.7$ ,  $\omega_{nv\_buck} = 2\pi \times 400 \text{ rad / s}$ ,  $\omega_{ni\_buck} = 2\pi \times 4000 \text{ rad / s}$  ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับการออกแบบด้วยวิธีดั้งเดิมคือ  $K_{pv} = 0.05$ ,  $K_{iv} = 20$ ,  $K_{pi} = 0.6819$ ,  $K_{ii} = 1984$  จากการออกแบบตัวควบคุมจะได้นำค่าพารามิเตอร์ที่ได้ ไปทำการจำลองสถานการณ์ในหัวข้อที่ 3.3.5 ต่อไป

### 3.3.5 การจำลองสถานการณ์

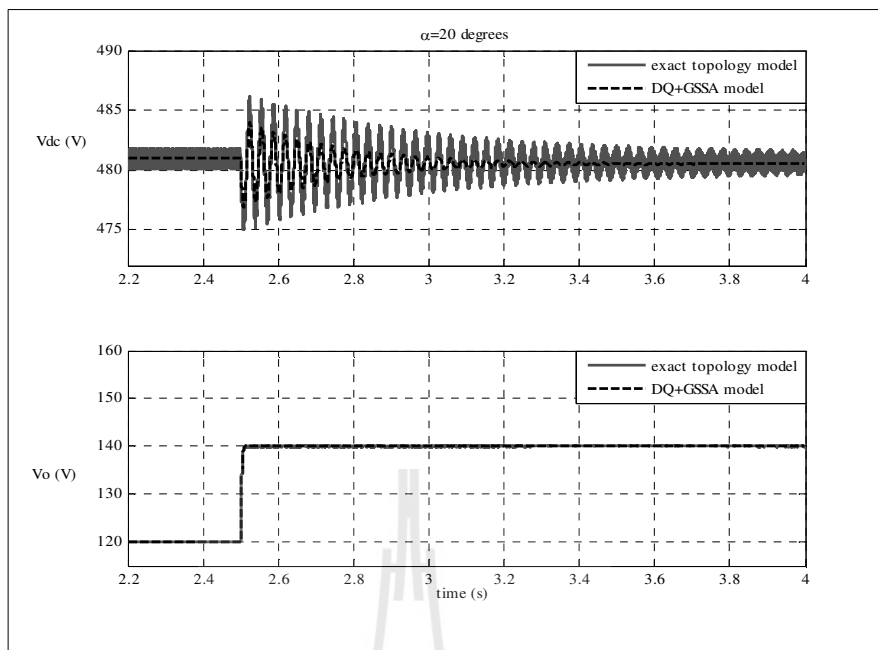
แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (3.28) และ (3.29) เป็นแบบจำลองสำหรับ ระบบไฟฟ้าในรูปที่ 3.18 ซึ่งได้มาจากการพิสูจน์ด้วยวิธีการแปลงดีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะ ทัวไปและผ่านการทำให้เป็นเชิงเส้น ดังนั้นในการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองจะอาศัย การจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB คูได้จากภาคผนวก ข.2 ผลการจำลองสถานการณ์ ด้วยคอมพิวเตอร์จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ด้วยแบบจำลอง ซึ่งมี พารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบแสดงได้ดังตารางที่ 3.1 โดยที่โหลดของระบบไฟฟ้ากำลังจะถูกแทน ด้วยวงจรแปลงผันแบบบักก์ที่มีการควบคุม ผลการจำลองสถานการณ์สัญญาณขนาดเล็กของวงจร เรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ กรณีไม่มีตัวควบคุม ซึ่งมีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์ที่มี ตัวควบคุมด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (3.31) เปรียบเทียบกับผลการจำลอง สถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ ที่ค่า  $\alpha$  ต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 3.23 ถึง 3.26 ดังนี้



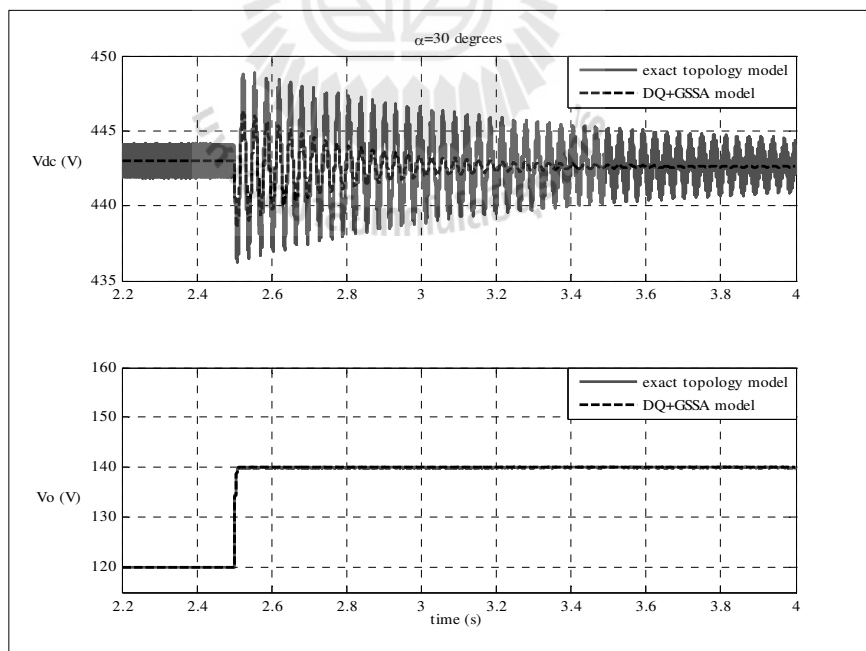
รูปที่ 3.23 ผลตอบสนอง  $V_{dc}$  และ  $V_o$  ของระบบ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง  $V_o^*$  จาก 120 V ไปเป็น 140 V



รูปที่ 3.24 ผลตอบสนอง  $V_{dc}$  และ  $V_o$  ของระบบ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง  $V_o^*$  จาก 120 V ไปเป็น 140 V



รูปที่ 3.25 ผลตอบสนอง  $V_{dc}$  และ  $V_o$  ของระบบ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง  $V_o^*$  จาก 120 V ไปเป็น 140 V



รูปที่ 3.26 ผลตอบสนอง  $V_{dc}$  และ  $V_o$  ของระบบ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง  $V_o^*$  จาก 120 V ไปเป็น 140 V



จากการเปรียบเทียบของรูปสัญญาณในรูปที่ 3.23 ถึง 3.26 จะสังเกตได้ว่า ผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับการจำลองทางสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังทั้งในสถานะชั่วคราวและในสถานะคงตัว ดังนั้นการสร้างแบบจำลองของระบบที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมได้มีโพลด์เป็นวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งที่มีตัวควบคุมด้วยวิธีการแปลงดีคิว และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ถือเป็นแบบจำลองที่มีความถูกต้องแม่นยำ และสามารถนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพได้ เนื่องจากโพลด์วงจรแปลงผันแบบบักกิ้งที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตมักจะมีพฤติกรรมเป็นโพลด์กำลังไฟฟ้าคงตัวซึ่งเมื่อนำโพลด์ชนิดนี้มาทำการต่อเข้ากับระบบไฟฟ้าจะทำให้ระบบไฟฟ้าขาดเสถียรภาพ (Areerak, Bozhko, Asher, and Thomas, 2008) ซึ่งจะได้แสดงวิธีการพิสูจน์ในหัวข้อที่ 3.3.6 ต่อไป

### 3.3.6 การวิเคราะห์เสถียรภาพ

การวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับระบบไฟฟ้าในรูปที่ 3.18 เนื่องจากโพลด์ที่นำมาต่อเข้ากับระบบเป็นวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตซึ่งโพลด์ชนิดนี้มักมีพฤติกรรมเป็นโพลด์กำลังไฟฟ้าคงตัว เมื่อนำมาต่อกับระบบจะมีผลต่อเสถียรภาพซึ่งได้กล่าวไว้ในบทที่ 1 จึงมีความจำเป็นจะต้องวิเคราะห์เสถียรภาพ การวิเคราะห์เสถียรภาพจะอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้พิสูจน์ด้วยวิธีการแปลงดีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปมาใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโดยทฤษฎีการหาค่าเจาะจง ซึ่งสามารถคำนวณได้จากเมตริกซ์  $A(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  ตามสมการที่ (3.47)

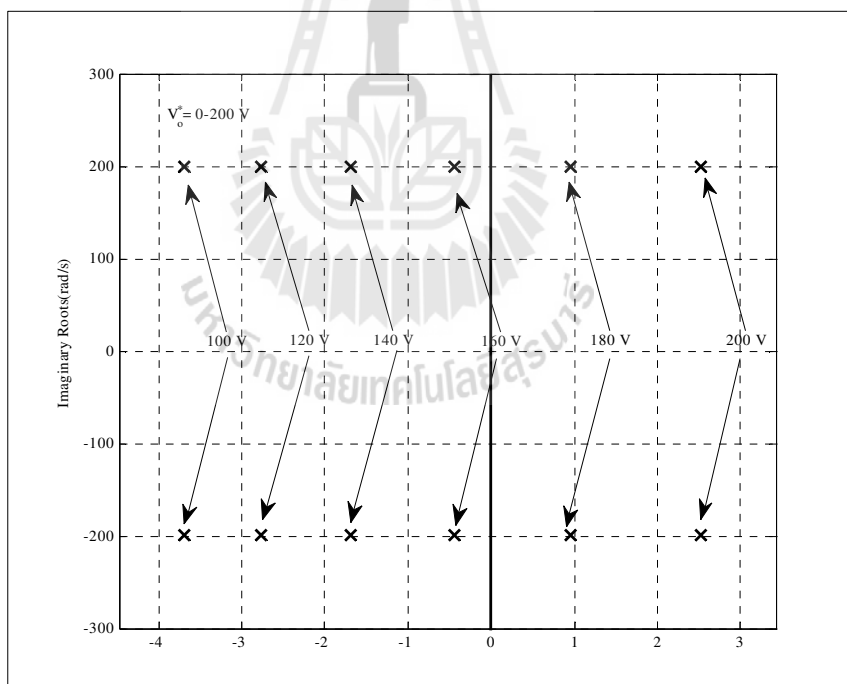
$$\det[\lambda \mathbf{I} - A] = 0 \quad (3.47)$$

ระบบจะยังคงมีเสถียรภาพ ถ้า

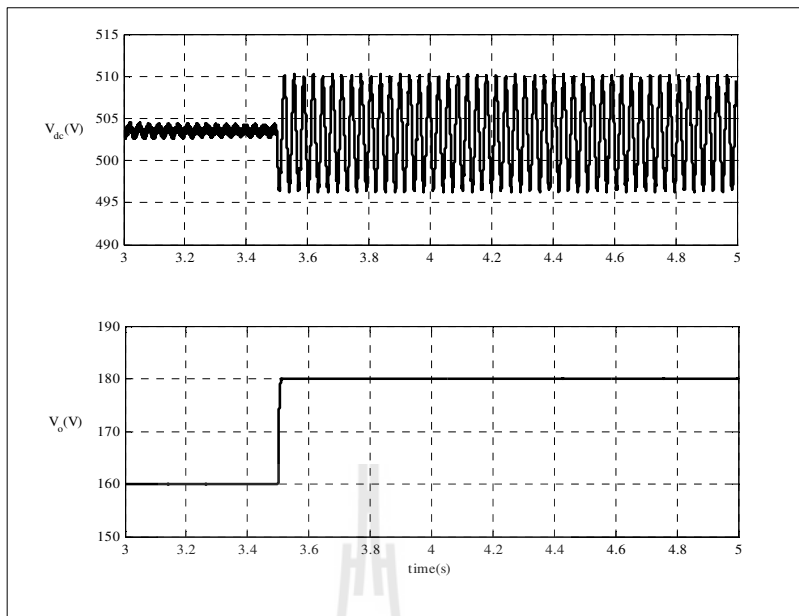
$$\text{real } \lambda_i < 0 \quad (3.48)$$

เมื่อ  $i = 1, 2, 3, \dots, n$  ( $n =$  จำนวนตัวแปรสถานะ)

การวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับระบบในรูปที่ 3.18 จะอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น ซึ่งการคำนวณค่าเจาะจงของเมทริกซ์  $A(x_0, u_0)$  โดยมีค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 3.1 สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบดังกล่าว พิจารณาให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีการควบคุมเปลี่ยนค่าจาก 0 V ถึง 200 V ผลการขาดเสถียรภาพของระบบกรณีมุม  $\alpha$  เท่ากับ 10 องศา แสดงได้ดังรูปที่ 3.27 ซึ่งผลการขาดเสถียรภาพเมื่อปรับแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์มีค่ามากกว่า 160 V โดยผลการวิเคราะห์นี้ขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบ เช่น ความถี่ของระบบ ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรอง เป็นต้น ถ้าค่าพารามิเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงผลการวิเคราะห์เสถียรภาพก็จะมีการเปลี่ยนแปลงเช่นกันสำหรับรูปที่ 3.28 แสดงผลการยืนยันการขาดเสถียรภาพ เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพที่คาดเดาจากทฤษฎี ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ พบว่า ระบบขาดเสถียรภาพเมื่อปรับแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์มีค่าเท่ากับ 180 V ซึ่งมีค่าสอดคล้องกับค่าที่ได้จากการวิเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์

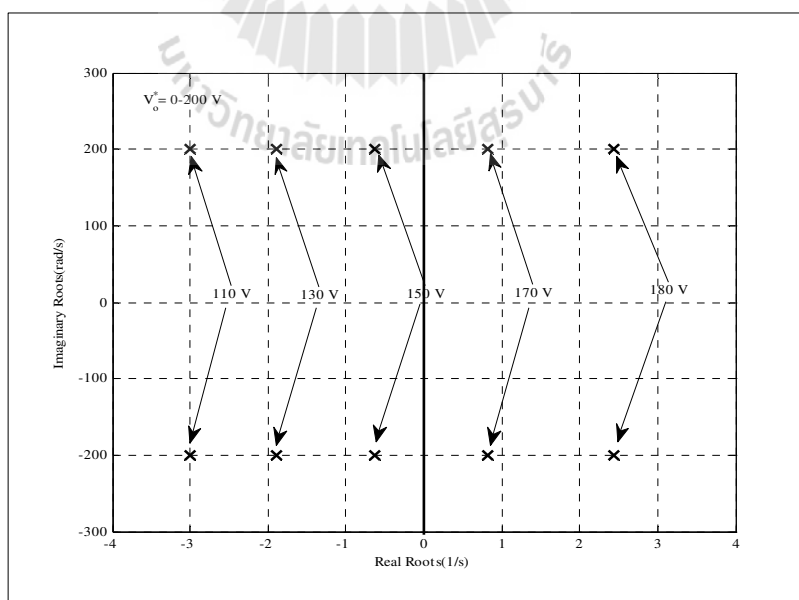


รูปที่ 3.27 ค่าเจาะจงกรณีมุม  $\alpha = 10$  องศา

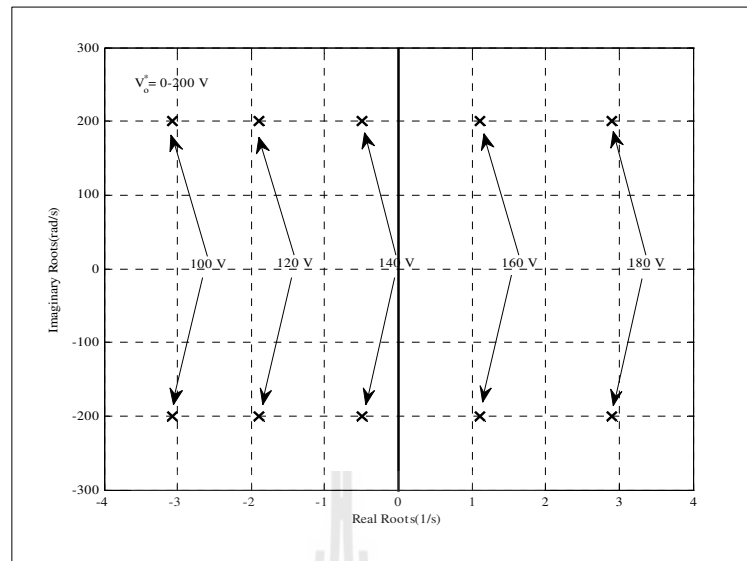


รูปที่ 3.28 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพกรณีมุม  $\alpha = 10$  องศา

ในการทำงานเดียวกันรูปที่ 3.29 ถึง 3.30 แสดงผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยค่า  
 เຈะจงสำหรับมุม  $\alpha$  เท่ากับ 20 และ 30 องศา ตามลำดับ

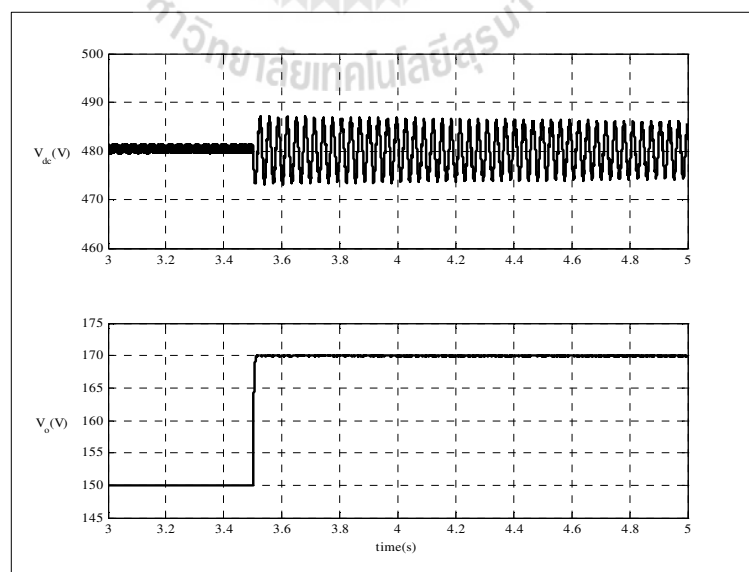


รูปที่ 3.29 ค่าเຈะจงกรณีมุม  $\alpha = 20$  องศา

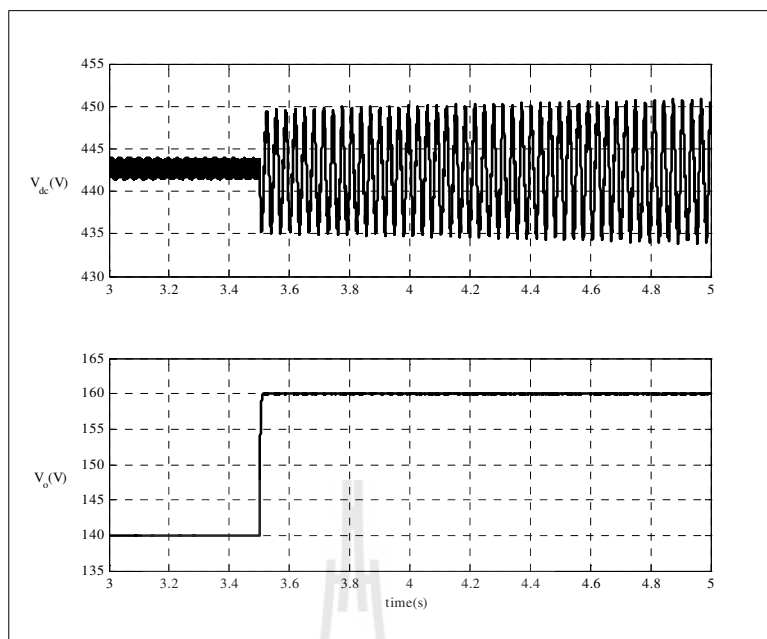


รูปที่ 3.30 ค่าเจาะจงกรณีมุม  $\alpha = 30$  องศา

สำหรับรูปที่ 3.31 ถึง 3.32 แสดงผลการจำลองสถานการณ์เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพในรูปที่ 3.29 ถึง 3.30 ตามลำดับ จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้รับการพิสูจน์ด้วยวิธีการแปลงคิควและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปสามารถนำมาใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบได้อย่างถูกต้องแม่นยำ



รูปที่ 3.31 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพกรณีมุม  $\alpha = 20$  องศา



รูปที่ 3.32 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพกรณีมุม  $\alpha = 30$  องศา

### 3.4 สรุป

เนื้อหาในบทนี้เป็นการนำเสนอ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ กรณีไม่มีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักที่ที่ไม่มีตัวควบคุมและมีตัวควบคุม โดยวิธีการแปลงคีวจะใช้วิเคราะห์ทั้งวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปนำไปวิเคราะห์ทั้งวงจรแปลงผันแบบบัก ซึ่งในขั้นต้นผู้วิจัยได้หาแบบจำลองของระบบที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักที่ที่ไม่มีตัวควบคุม ซึ่งผลการตรวจสอบความถูกต้องของระบบดังกล่าวมีความถูกต้องแม่นยำ ดังนั้นผู้ทำวิจัยจึงได้นำไปประยุกต์กับระบบที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักที่มีการควบคุมแบบพีไอ ซึ่งแบบจำลองที่ได้นั้นเป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่มีตัวแปรสถานะของตัวควบคุมเพิ่มเข้ามาในแบบจำลอง ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้ทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นด้วยอนุกรมเทอร์เลอร์อันดับ 1 และได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีแบบดั้งเดิม ซึ่งผลการตอบสนองจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์มีความสอดคล้องกันทั้งในสถานะชั่วคราว และสถานะอยู่ตัว สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาในกรณีที่ระบบมีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต เมื่อโหลดดังกล่าวนำมาต่อเข้ากับระบบมักจะมีพฤติกรรมเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว เมื่อนำโหลดชนิดนี้มาต่อเข้ากับระบบจะมีผลต่อเสถียรภาพของระบบโดยตรง ดังนั้นการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจึงเป็นสิ่งจำเป็น จากระบบที่ได้

กล่าวนี้เป็นระบบที่ทำให้เป็นเชิงเส้นแล้ว จึงสามารถใช้ทฤษฎีค่าเจาะจงมาทำนายจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้ ซึ่งสามารถทำนายจุดการทำงานของระบบที่จะเกิดการขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ นอกจากนี้พบว่า เมื่อมุม  $\alpha$  มีค่ามากขึ้นจะทำให้ระบบง่ายต่อการขาดเสถียรภาพอีกด้วยข้อสรุปนี้จะมีความสำคัญเป็นอย่างมากต่อวิศวกรที่ใช้งานวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่ยังไม่มีตัวควบคุม โดยพยายามหลีกเลี่ยงการทำงานที่ค่ามุม  $\alpha$  มาก ๆ เพราะระบบจะง่ายต่อการขาดเสถียรภาพเนื่องจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว



## บทที่ 4

# แบบจำลองวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้า คงตัวแบบอุดมคติ

### 4.1 บทนำ

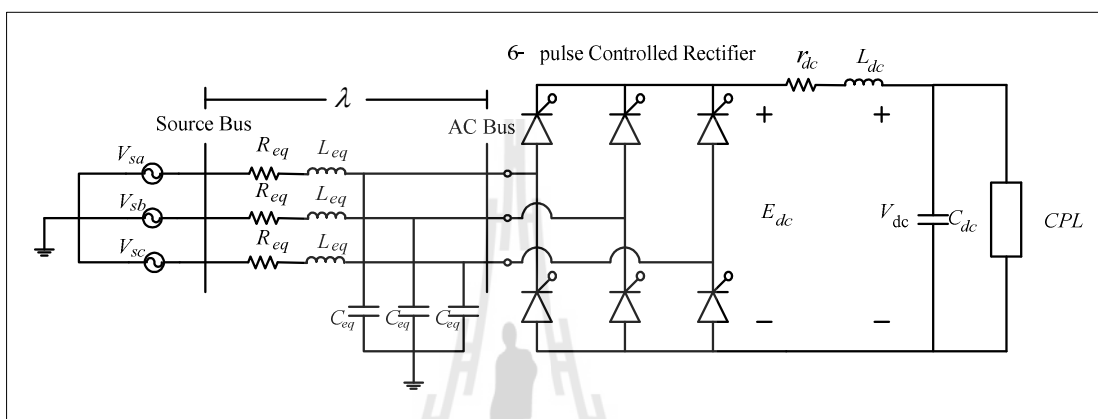
ปัจจุบัน วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ถูกนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า และโหลดของวงจรแปลงผันเหล่านี้เมื่อมีการควบคุม ส่วนใหญ่ประพฤติตัวเป็น โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ซึ่งสามารถส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบอย่างมีนัยสำคัญ ดังนั้น แบบจำลองของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง จึงมีความสำคัญมากในการจำลองสถานการณ์ การออกแบบรวมถึงการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ สำหรับเนื้อหาในบทนี้จะประกอบด้วย 2 ส่วน โดยในส่วนแรกจะเป็นการนำเสนอเกี่ยวกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีไม่มีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวโดยอาศัยวิธีการแปลงดีคิ้วสำหรับในส่วนที่สองจะเป็นการนำเสนอเกี่ยวกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ (K. Chaijaroenudomrung, K-N. Areerak, K-L. Areerak, 2011) โดยวิธีการแปลงดีคิ้ว และการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ ทั้งนี้แบบจำลองดังกล่าวมีผลโดยตรงกับการวิเคราะห์เสถียรภาพ เนื่องจากการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจำเป็นต้องอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ถูกต้องและแม่นยำ นอกจากนี้จะนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอและการคำนวณค่าในสภาวะคงตัวเพื่อใช้ในการจำลองสถานการณ์ และการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองรวมถึงผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ

### 4.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับวงจรเรียง กระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีไม่มีตัวควบคุม

#### 4.2.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาและสมมติฐาน

ระบบไฟฟ้าที่ศึกษาในส่วนนี้แสดงได้ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสามเฟส สายส่งไฟฟ้าซึ่งเชื่อมต่อกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ และวงจรกรองซึ่งมีโหลดของระบบเป็น โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว แบบจำลองคณิตศาสตร์จะพิจารณาแหล่งจ่าย

กำลังไฟฟ้าสามเฟสเป็นแบบสมดุล  $R_{eq}$   $L_{eq}$  และ  $C_{eq}$  เป็นพารามิเตอร์ของสายส่งกำลังไฟฟ้า ส่วนพารามิเตอร์ของวงจรกรองแทนด้วย  $r_L$   $L_{dc}$  และ  $C_{dc}$  ซึ่งมี  $E_{dc}$  เป็นแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมได้ และ  $V_{dc}$  เป็นแรงดันเอาต์พุตของระบบ โดยมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอูคมคติ  $P_{CPL}$  สำหรับมุมการเปลี่ยนเฟสระหว่างบัสแหล่งจ่าย (source bus) และบัสไฟฟ้ากระแสสลับ (AC bus) แทนด้วย  $\lambda$

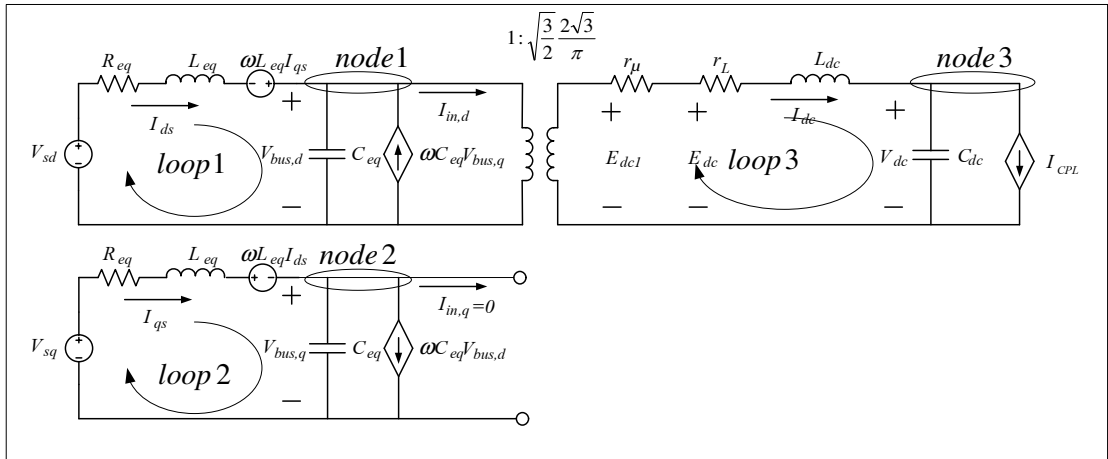


รูปที่ 4.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีไม่มีตัวควบคุมและโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว

ระบบไฟฟ้าที่ศึกษาในรูปที่ 4.1 สามารถแปลงเป็นวงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าบนแกน  $dq$  ได้ดังรูปที่ 4.2 เมื่อวงจรเรียงกระแสสามเฟสแทนได้ด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งได้อธิบายรายละเอียดไว้ในบทที่ 3 สำหรับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอูคมคติสามารถพิจารณาเป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับแรงดันไฟฟ้า ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (4.1)

$$I_{CPL} = \frac{P_{CPL}}{V_{dc}} \tag{4.1}$$





รูปที่ 4.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้บนแกน  $dq$  ในรูปแบบอย่างง่าย

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ สามารถวิเคราะห์ด้วยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และ กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) กับวงจรสมมูลในรูปที่ 4.2 โดยกำหนดตัวแปรสถานะ อินพุต และเอาต์พุต แสดงดังสมการที่ (4.2)

$$\text{ตัวแปรสถานะ : } \mathbf{x} = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad V_{bus,d} \quad V_{bus,q} \quad I_{dc} \quad V_{dc}]^T$$

$$\text{อินพุต : } \mathbf{u} = [V_m \quad P_{CPL}]^T \quad (4.2)$$

$$\text{เอาต์พุต : } \mathbf{y} = [V_{dc}]$$

รายละเอียดขั้นตอนการพิสูจน์สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ วงจรสมมูลอย่างง่ายของระบบไฟฟ้ากำลังในรูปที่ 4.2 สามารถแสดงดังสมการที่ (4.3) – (4.8) ดังนี้

- พิจารณาที่ loop 1 โดย KVL แสดงได้ดังสมการที่ (4.3) ดังนี้

$$V_{R_{eq}} + V_{L_{eq}} - \omega L_{eq} I_{qs} + V_{bus,d} = V_{sd}$$

$$\dot{I}_{ds} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sd} \quad (4.3)$$

- พิจารณาที่ loop 2 โดย KVL แสดงได้ดังสมการที่ (4.4) ดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_{R_{eq}} + V_{L_{eq}} - \omega L_{eq} I_{ds} + V_{bus,q} &= V_{sd} \\
 \dot{I}_{qs} &= -\omega I_{qs} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{ds} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sd}
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

- พิจารณาที่ node 1 โดย KCL แสดงได้ดังสมการที่ (4.5) ดังนี้

$$\begin{aligned}
 I_{sd} - I_{in,d} + \omega C_{eq} V_{bus,q} - I_{C_{eq}} &= 0 \\
 \dot{V}_{bus,q} &= \frac{1}{C_{eq}} I_{ds} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc}
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

- พิจารณาที่ node 2 โดย KCL แสดงได้ดังสมการที่ (4.6) ดังนี้

$$\begin{aligned}
 I_{sq} - \omega C_{eq} V_{bus,d} - I_{C_{eq}} &= 0 \\
 \dot{V}_{bus,q} &= -\omega V_{bus,q} + \frac{1}{C_{eq}} I_{qs}
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

- พิจารณาที่ loop 3 โดย KVL แสดงได้ดังสมการที่ (4.7) ดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_{r_\mu} + V_{r_L} + V_{L_{dc}} + V_{r_c} + V_{C_{dc}} &= E_{dc1} \\
 \dot{I} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}} V_{bus,d} - \frac{(r_\mu + r_L + r_c)}{L_{dc}} I_{dc} - \frac{1}{L_{dc}} V_{dc} - \frac{r_c P_{CPL}}{L_{dc} V_{dc}}
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

- พิจารณาที่ node 3 โดย KCL แสดงได้ดังสมการที่ (4.8) ดังนี้

$$\begin{aligned}
 I_{dc} - I_{C_{eq}} - I_{CPL} &= 0 \\
 \dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} - \frac{1}{C_{dc}} \cdot \frac{P_{CPL}}{V_{dc}}
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

#### 4.2.2 การทำให้เป็นเชิงเส้น

สามารถประยุกต์ใช้กฎ KVL และ KCL กับวงจรในรูปที่ 4.2 จากนั้นจะได้สมการอนุพันธ์ของระบบ ดังสมการที่ (4.3) – (4.8) ซึ่งสมการดังกล่าวเป็นสมการที่ไม่เชิงเส้น พฤติกรรมไม่เชิงเส้นนี้เกิดจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ ดังนั้น ระบบสมการนี้อาจเรียกว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งทำให้การจำลองสถานการณ์และการวิเคราะห์เสถียรภาพระบบมีความซับซ้อน จึงมีความจำเป็นต้องทำให้เป็นเชิงเส้น โดยอาศัยการทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์ ซึ่งพิจารณาเทอมแรกเท่านั้น ทำให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น ซึ่งสามารถเขียนแบบจำลองเชิงเส้นได้ดังสมการที่ (4.9) ดังนี้

$$\begin{aligned}\dot{\delta \mathbf{x}} &= \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} &= \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u}\end{aligned}\quad (4.9)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned}\delta \mathbf{x} &= [\delta I_{ds} \quad \delta I_{qs} \quad \delta V_{bus,d} \quad \delta V_{bus,q} \quad \delta I_{dc} \quad \delta V_{dc}]^T \\ \delta \mathbf{u} &= [\delta V_m \quad \delta P_{CPL1}]^T \\ \delta \mathbf{y} &= [\delta V_{dc}]\end{aligned}$$

รายละเอียดขั้นตอนการพิสูจน์ของ  $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0), \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0), \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  และ  $\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  แสดงได้ดังสมการที่ (4.10)

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} \frac{\delta \dot{I}_{ds}}{\delta I_{ds}} & \frac{\delta \dot{I}_{ds}}{\delta I_{qs}} & \frac{\delta \dot{I}_{ds}}{\delta V_{bus,d}} & \frac{\delta \dot{I}_{ds}}{\delta V_{bus,q}} & \frac{\delta \dot{I}_{ds}}{\delta I_{dc}} & \frac{\delta \dot{I}_{ds}}{\delta V_{dc}} \\ \frac{\delta \dot{I}_{qs}}{\delta I_{ds}} & \frac{\delta \dot{I}_{qs}}{\delta I_{qs}} & \frac{\delta \dot{I}_{qs}}{\delta V_{bus,d}} & \frac{\delta \dot{I}_{qs}}{\delta V_{bus,q}} & \frac{\delta \dot{I}_{qs}}{\delta I_{dc}} & \frac{\delta \dot{I}_{qs}}{\delta V_{dc}} \\ \frac{\delta \dot{V}_{bus,d}}{\delta I_{ds}} & \frac{\delta \dot{V}_{bus,d}}{\delta I_{qs}} & \frac{\delta \dot{V}_{bus,d}}{\delta V_{bus,d}} & \frac{\delta \dot{V}_{bus,d}}{\delta V_{bus,q}} & \frac{\delta \dot{V}_{bus,d}}{\delta I_{dc}} & \frac{\delta \dot{V}_{bus,d}}{\delta V_{dc}} \\ \frac{\delta \dot{V}_{bus,q}}{\delta I_{ds}} & \frac{\delta \dot{V}_{bus,q}}{\delta I_{qs}} & \frac{\delta \dot{V}_{bus,q}}{\delta V_{bus,d}} & \frac{\delta \dot{V}_{bus,q}}{\delta V_{bus,q}} & \frac{\delta \dot{V}_{bus,q}}{\delta I_{dc}} & \frac{\delta \dot{V}_{bus,q}}{\delta V_{dc}} \\ \frac{\delta \dot{I}_{dc}}{\delta I_{ds}} & \frac{\delta \dot{I}_{dc}}{\delta I_{qs}} & \frac{\delta \dot{I}_{dc}}{\delta V_{bus,d}} & \frac{\delta \dot{I}_{dc}}{\delta V_{bus,q}} & \frac{\delta \dot{I}_{dc}}{\delta I_{dc}} & \frac{\delta \dot{I}_{dc}}{\delta V_{dc}} \\ \frac{\delta \dot{V}_{dc}}{\delta I_{ds}} & \frac{\delta \dot{V}_{dc}}{\delta I_{qs}} & \frac{\delta \dot{V}_{dc}}{\delta V_{bus,d}} & \frac{\delta \dot{V}_{dc}}{\delta V_{bus,q}} & \frac{\delta \dot{V}_{dc}}{\delta I_{dc}} & \frac{\delta \dot{V}_{dc}}{\delta V_{dc}} \end{bmatrix}_{6 \times 6}$$

$$= \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \omega & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \omega & \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}} & 0 & -\frac{(r_{\mu} + r_L + r_c)}{L_{dc}} & -\left(\frac{1}{L_{dc}} + \frac{r_c P_{CPL}}{L_{dc} V_{dc,0}^2}\right) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{dc}} & \frac{P_{CPL}}{C_{dc} V_{dc,0}^2} \end{bmatrix}_{6 \times 6}$$

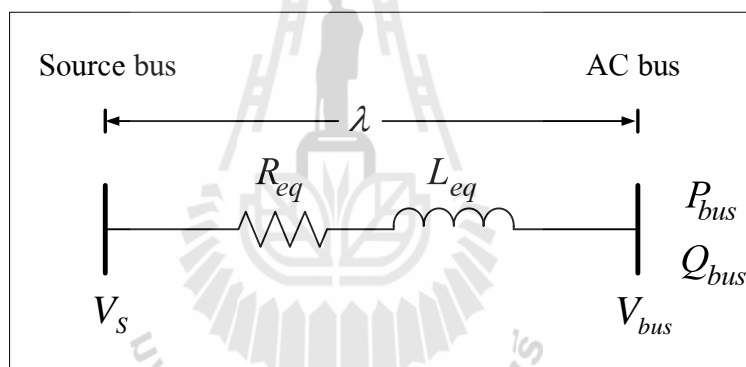
$$\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} \frac{\delta \dot{I}_{ds}}{\delta V_m} & \frac{\delta \dot{I}_{ds}}{\delta P_{CPL}} \\ \frac{\delta \dot{I}_{qs}}{\delta V_m} & \frac{\delta \dot{I}_{qs}}{\delta P_{CPL}} \\ \frac{\delta \dot{V}_{bus,d}}{\delta V_m} & \frac{\delta \dot{V}_{bus,d}}{\delta P_{CPL}} \\ \frac{\delta \dot{V}_{bus,q}}{\delta V_m} & \frac{\delta \dot{V}_{bus,q}}{\delta P_{CPL}} \\ \frac{\delta \dot{I}_{dc}}{\delta V_m} & \frac{\delta \dot{I}_{dc}}{\delta P_{CPL}} \\ \frac{\delta \dot{V}_{dc}}{\delta V_m} & \frac{\delta \dot{V}_{dc}}{\delta P_{CPL}} \end{bmatrix}_{6 \times 2} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\cos(\lambda_0 + \alpha_0)}{L_{eq}} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\sin(\lambda_0 + \alpha_0)}{L_{eq}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{r_c}{L_{dc} V_{dc,0}} \\ 0 & -\frac{1}{C_{dc} V_{dc,0}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]_{1 \times 6} \quad (4.10)$$

$$\mathbf{D}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = [0 \ 0]_{1 \times 2}$$

#### 4.2.3 การคำนวณค่าในสถานะคงตัว

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในหัวข้อที่ 4.2.2 เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทำให้เป็นเชิงเส้นซึ่งพิจารณารอบจุดการทำงาน โดยต้องกำหนดค่า  $V_{dc,0}$  และ  $\lambda_0$  สำหรับการจำลอง สถานการณ์สัญญาณขนาดเล็กและการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ ทฤษฎีการไหลของกำลังไฟฟ้าสามารถนำมาคำนวณค่าในสถานะคงตัวด้านไฟฟ้ากระแสสลับได้ พิจารณาวงจรสายส่งกำลังหนึ่งเฟสของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 4.1 สำหรับการคำนวณการไหลของกำลังไฟฟ้าแสดงได้ดังรูปที่ 4.3 ตัวเก็บประจุมีค่าน้อยมากจึงไม่นำมาพิจารณาเพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณ



รูปที่ 4.3 สายส่งกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟส

จากรูปที่ 4.3 สามารถเขียนขั้นตอนการพิสูจน์หาสมการการไหลของกำลังไฟฟ้าได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\text{จาก } \mathbf{S} &= \mathbf{VI}^* = P_{bus} + jQ_{bus} \\
P_{bus} + jQ_{bus} &= V_{bus} \angle 0 \left( \frac{V_s \angle \lambda - V_{bus} \angle 0}{Z \angle \gamma} \right)^* \\
P_{bus} + jQ_{bus} &= V_{bus} \angle 0 \left( \frac{V_s \angle (\lambda - \gamma)}{Z} - \frac{V_{bus} \angle (-\gamma)}{Z} \right)^* \\
P_{bus} + jQ_{bus} &= \frac{V_s V_{bus}}{Z} \angle (\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \angle (\gamma) \\
P_{bus} + jQ_{bus} &= \left( \frac{V_s V_{bus}}{Z} \cos(\gamma - \lambda) + j \frac{V_s V_{bus}}{Z} \sin(\gamma - \lambda) \right) \\
&\quad - \left( \frac{V_{bus}^2}{Z} \cos(\gamma) - j \frac{V_{bus}^2}{Z} \sin(\gamma) \right) \\
P_{bus} + jQ_{bus} &= \left( \frac{V_s V_{bus}}{Z} \cos(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \cos(\gamma) \right) \\
&\quad + j \left( \frac{V_s V_{bus}}{Z} \sin(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \sin(\gamma) \right)
\end{aligned}$$

ดังนั้น จะได้สมการการไหลของกำลังไฟฟ้าแสดงได้ดังสมการที่ (4.11) และ (4.12)

$$\frac{V_s V_{bus}}{Z} \cos(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \cos(\gamma) = P_{bus} \quad (4.11)$$

$$\frac{V_s V_{bus}}{Z} \sin(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \sin(\gamma) = Q_{bus} \quad (4.12)$$

เมื่อ  $V_{bus}$  คือแรงดันเฟส (rms) ที่บัสเอช  $\lambda$  คือมุมการเลื่อนระหว่าง  $V_s$  และ  $V_{bus}$  และ  $Z \angle \gamma$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งโดยกำลังไฟฟ้าจริง และกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟพิจารณาที่ บัสแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะได้ดังสมการที่ (4.13) และ (4.14)

$$P_{bus} = \frac{(P_{CPL} + P_{loss})}{3} \quad (4.13)$$

$$Q_{bus} = \frac{(P_{CPL} + P_{loss})}{3} \tan(\alpha) \quad (4.14)$$

เมื่อ  $P_{CPL}$  คือกำลังไฟฟ้าคงตัวที่โหลดของระบบ และ  $P_{loss}$  คือกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจาก  $r_L$  จากสมการที่ (4.11) ถึง (4.14) สามารถคำนวณหาค่า  $V_{bus,0}$  และ  $\lambda_0$  ที่สภาวะคงตัวได้ด้วยวิธีเชิงตัวเลขนิวตัน-ราฟสันซึ่งแสดงในภาคผนวก ก.3  $V_{dc,0}$  สำหรับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (4.15) สามารถคำนวณได้จากค่า  $V_{bus,0}$  และ  $\lambda_0$  ดังสมการต่อไปนี้

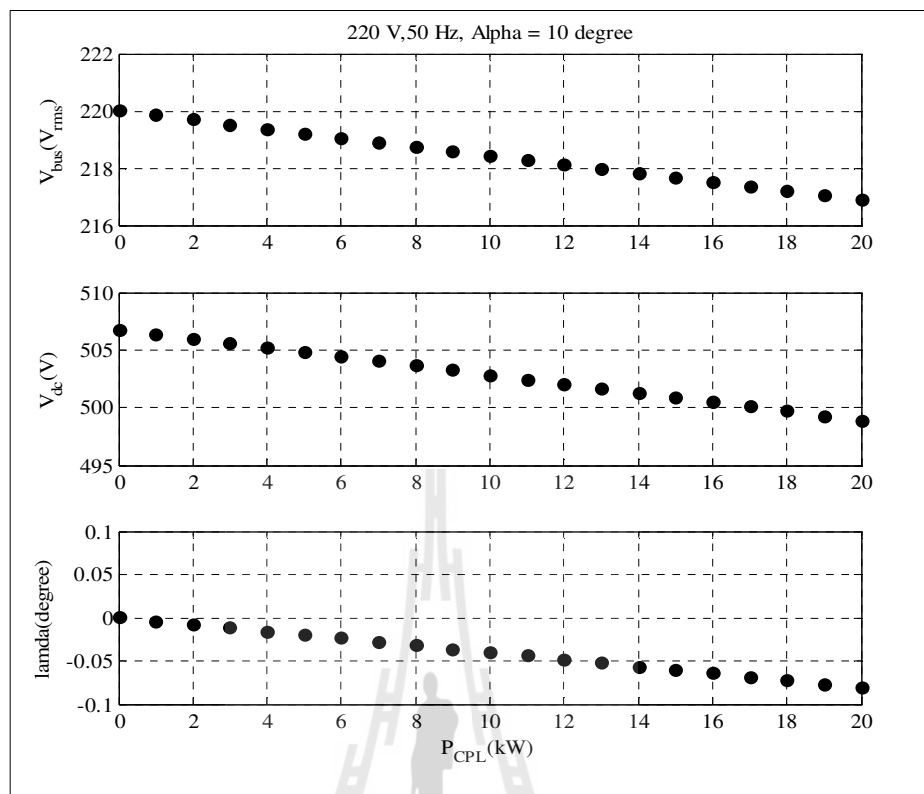
$$V_{dc,o} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot (\sqrt{2}V_{bus,o}) \cdot \cos \alpha - \frac{3L_{eq} \omega}{\pi} I_{dc,o} - r_F I_{dc,o} \quad (4.15)$$

โดยที่

$$I_{dc,o} = \frac{\sqrt{3} \left| \frac{V_s e^{j0} - V_{bus,o} e^{-j\lambda_0}}{Z e^{j\gamma}} \right|}{\sqrt{\frac{3}{2} \left( \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \right)}}$$

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

จากสมการที่ (4.11) ถึง (4.15) เป็นการคำนวณหาค่าในสภาวะอยู่ตัวเมื่อจุดการทำงานของระบบ (operating point) เปลี่ยน ซึ่งในที่นี้คือ  $P_{CPL}$  ดังนั้นจะส่งผลให้  $V_{dc,0}$ ,  $\lambda_0$  และ  $V_{bus,0}$  ของแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นเปลี่ยนแปลงตามโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ เมื่อทำการปรับมุม  $\alpha = 10^\circ$  ผลการคำนวณสภาวะอยู่ตัวแสดงได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 ผลการคำนวณค่าในสภาวะอยู่ตัวสำหรับ  $V_{bus,0}$ ,  $V_{dc,0}$  และ  $\lambda_0$  ที่มีการเปลี่ยนแปลง  $P_{CPL}$

จากรูปที่ 4.4 สังเกตได้ว่า เมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติมีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้  $V_{bus,0}$ ,  $V_{dc,0}$  และ  $\lambda_0$  ลดลง ดังนั้น แบบจำลองของระบบจะมีการเปลี่ยนแปลงเมื่อจุดการทำงานของระบบเปลี่ยนแปลงไป

#### 4.2.4 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ

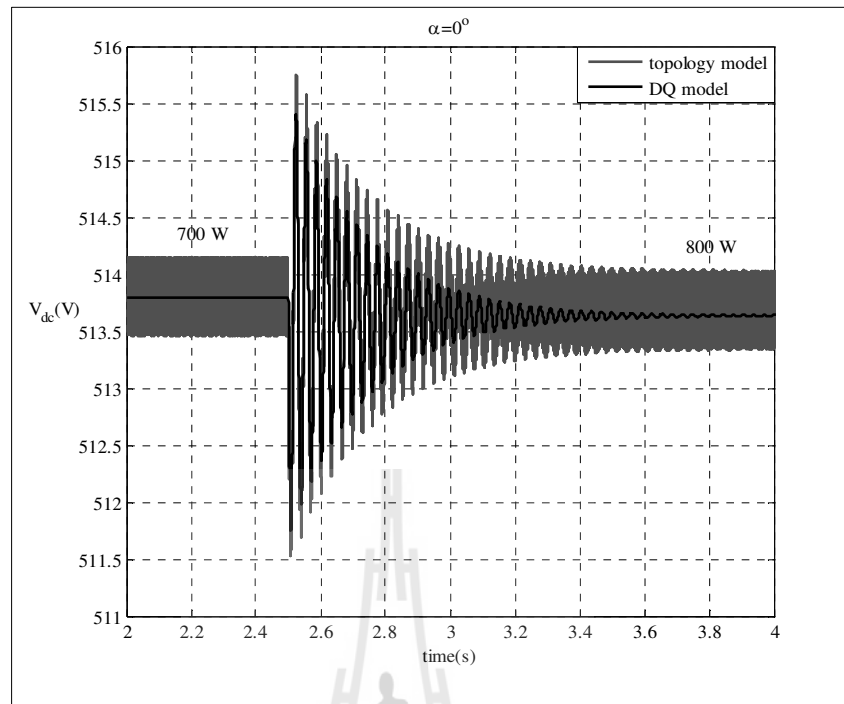
การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (4.9) จะอาศัยการจำลองสถานการณ์ของสัญญาณขนาดเล็กแบบชั่วคราว เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับกรจำลองสถานการณ์ของระบบในรูปที่ 4.1 โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB คูได้จากภาคผนวก ข.3 ซึ่งค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของระบบแสดงได้ดังตารางที่ 4.1 ใช้เป็นค่าเดียวกันกับตารางที่ 3.1 สำหรับรูปที่ 4.5 แสดงผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี ( $V_{dc}$ ) ที่มีการเปลี่ยนแปลงของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ เมื่อทำการปรับมุมจุดชนวน  $\alpha = 0^\circ$  และทำการเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจาก 700 W ไปเป็น 800 W ที่เวลา 2.5 วินาที จากรูปที่ 4.6 ถึงรูปที่ 4.8 แสดงการปรับมุมจุดชนวน



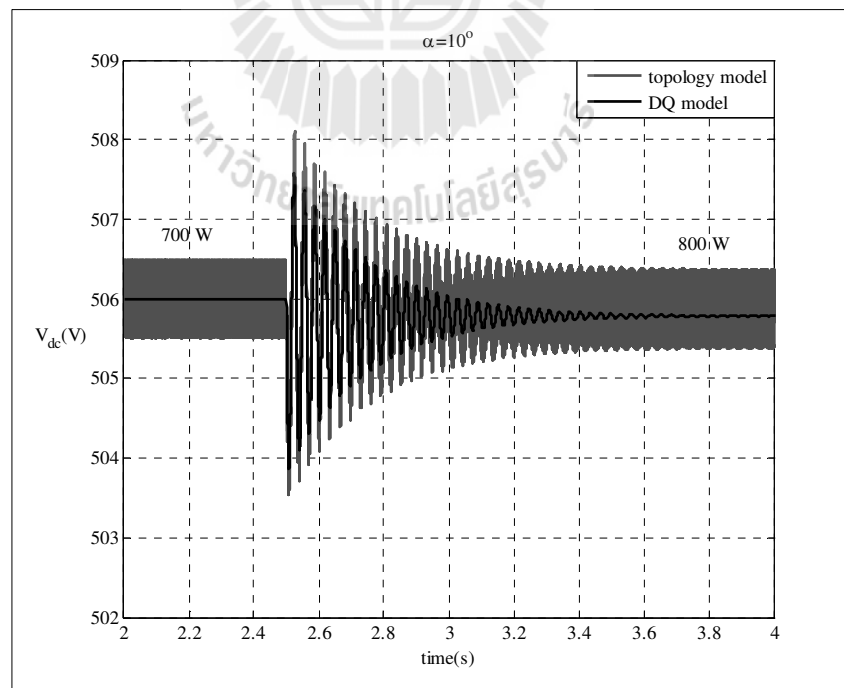
จากมุม  $\alpha$  เท่ากับ  $10^\circ$   $20^\circ$  และ  $30^\circ$  ตามลำดับจะสังเกตได้ว่าผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ผ่านการทำให้เป็นเชิงเส้น มีลักษณะรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังของระบบจริง ทั้งในสภาวะชั่วคราว และสภาวะอยู่ตัวแสดงให้เห็นว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์มีความถูกต้องแม่นยำ ซึ่งจะได้้นำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้นำไปวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบในหัวข้อต่อไป

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของระบบที่พิจารณา

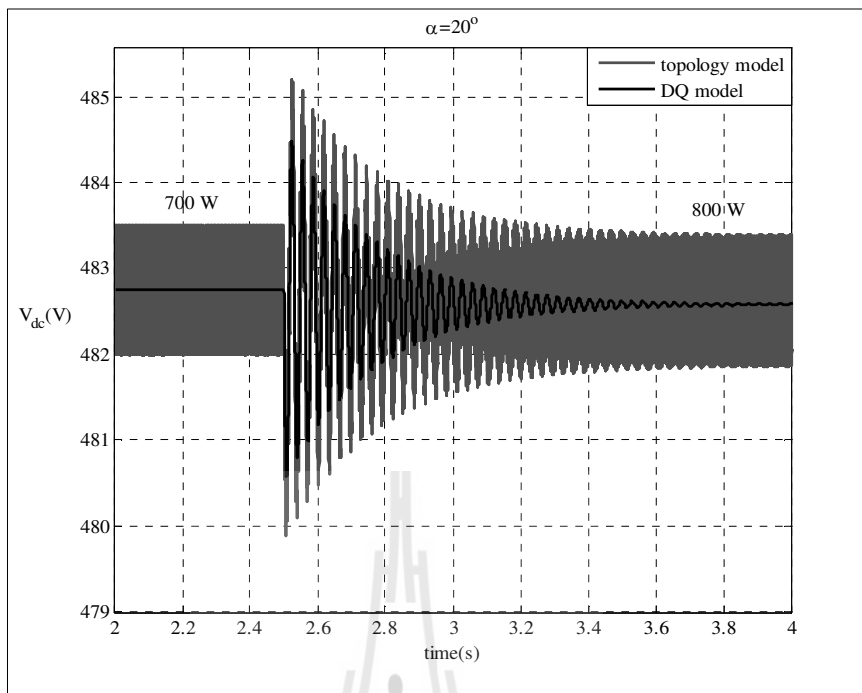
พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$V_s$	$220V_{rms/phase}$	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
$\omega$	$2\pi \times 50 \text{ rad / s}$	ความถี่ของระบบ
$R_{eq}$	$0.1 \Omega$	ความต้านทานของสายส่ง
$L_{eq}$	$24 \mu H$	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
$C_{eq}$	$2 \text{ nF}$	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
$r_c$	$0.1 \Omega$	ความต้านทานในตัวเก็บประจุ
$r_L$	$0.01 \Omega$	ความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำ
$L_{dc} (\Delta I_{dc} \leq 1.5 \text{ A})$	$50 \text{ mH}$	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
$C_{dc} (\Delta V_{dc} \leq 30 \text{ V})$	$500 \mu F$	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง



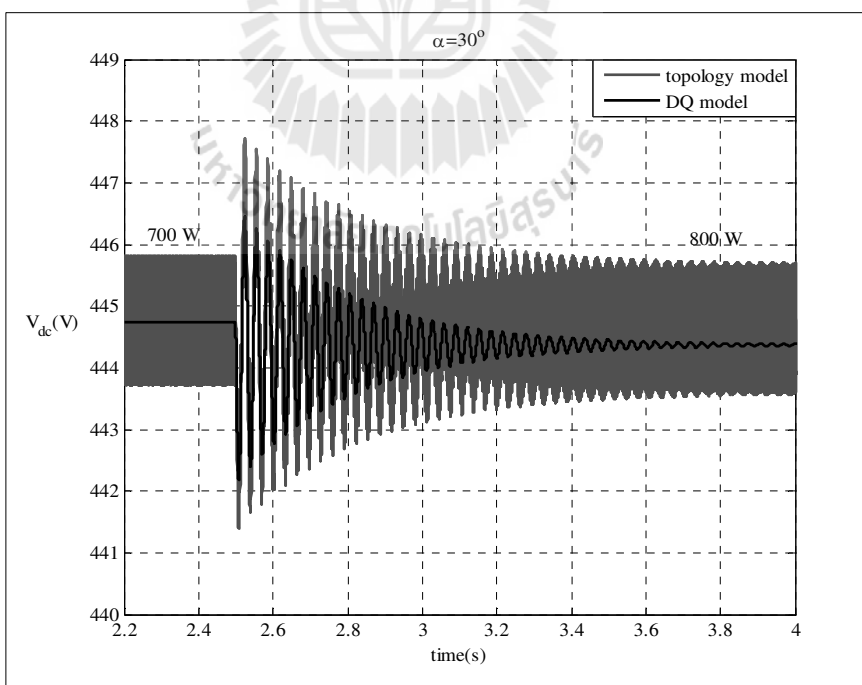
รูปที่ 4.5 การเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าจาก 700 W เป็น 800 W เมื่อมุม  $\alpha = 0^\circ$



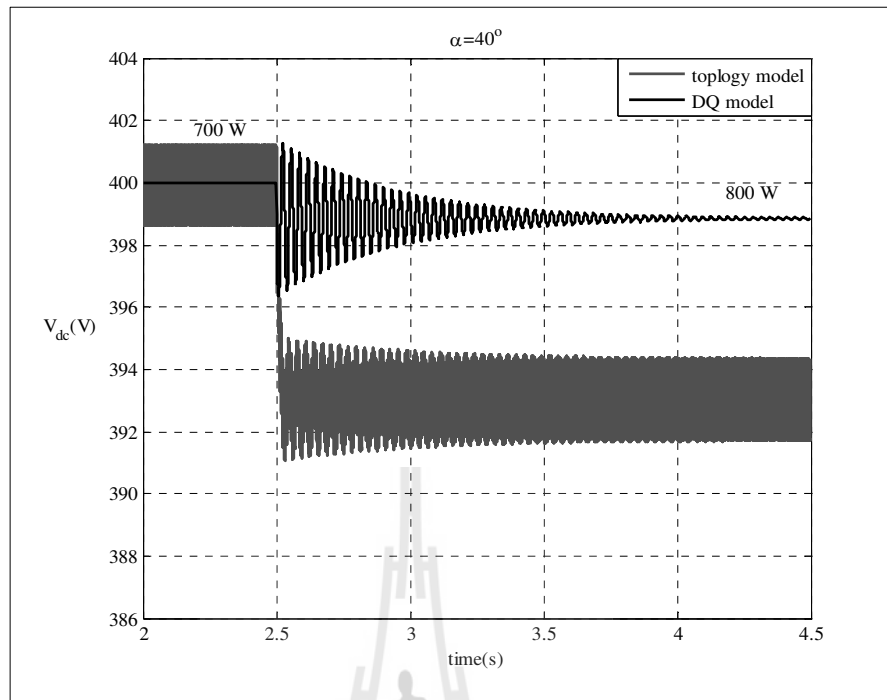
รูปที่ 4.6 การเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าจาก 700 W เป็น 800 W เมื่อมุม  $\alpha = 10^\circ$



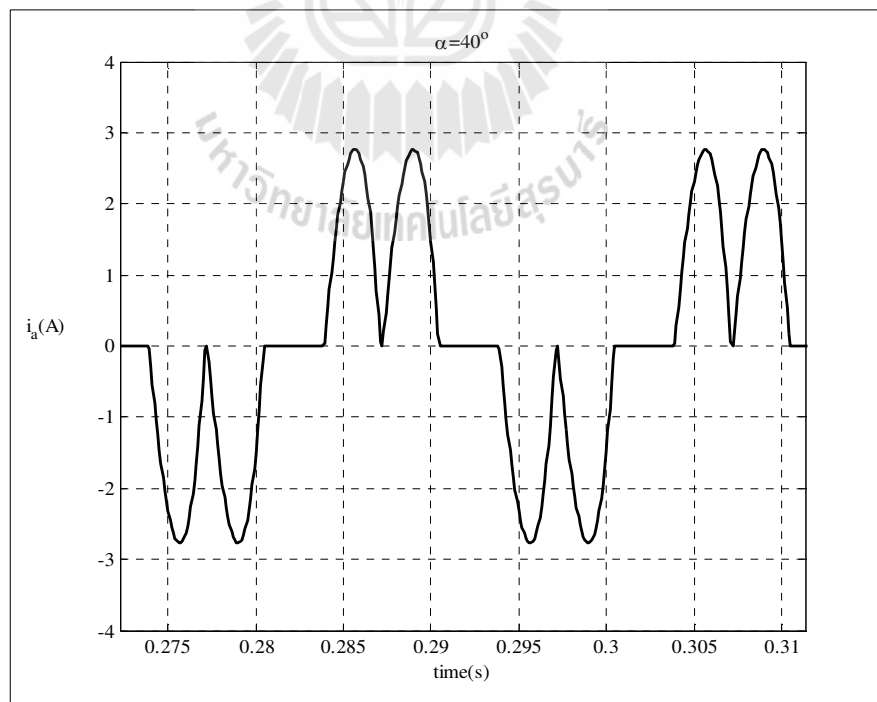
รูปที่ 4.7 การเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าจาก 700 W เป็น 800 W เมื่อมุม  $\alpha = 20^\circ$



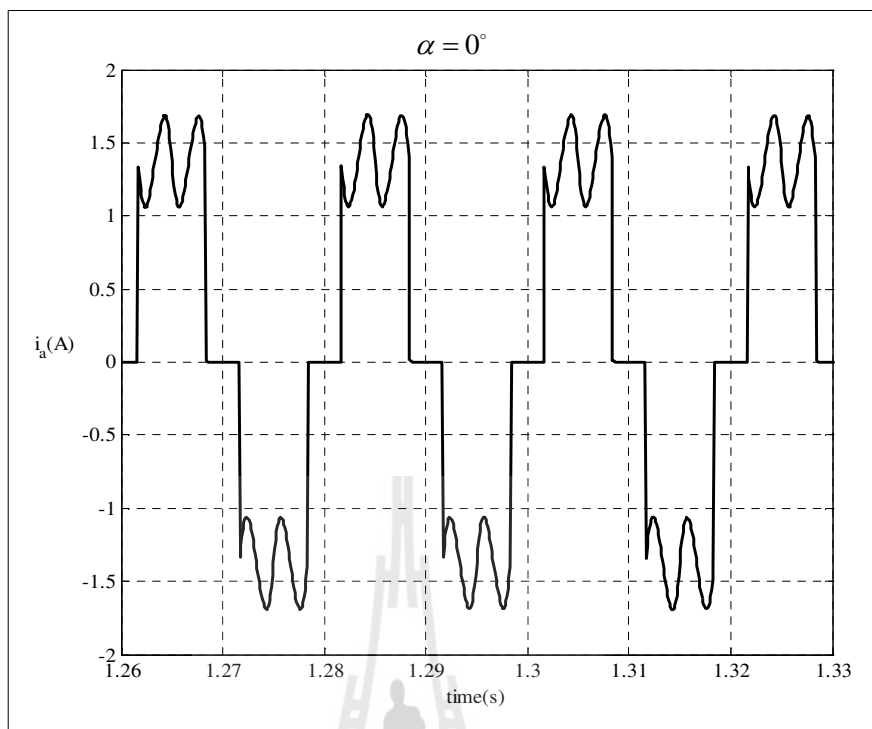
รูปที่ 4.8 การเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าจาก 700 W เป็น 800 W เมื่อมุม  $\alpha = 30^\circ$



รูปที่ 4.9 การเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าจาก 700 W เป็น 800 W เมื่อมุม  $\alpha = 40^\circ$



รูปที่ 4.10 กระแสไฟฟ้ากระแสสลับเฟส  $\alpha$  ในโหมดนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง เมื่อ  $\alpha = 40^\circ$



รูปที่ 4.11 กระแสไฟฟ้ากระแสสลับเฟส  $a$  ในโหมดนำกระแสต่อเนื่อง เมื่อ  $\alpha = 0^\circ$

กรณี  $\alpha$  มากกว่า 30 องศา โดยในที่นี้แสดงค่า  $\alpha$  เท่ากับ 40 องศา ผลการจำลองสถานการณ์ที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จะมีค่าไม่ตรงกับผลการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.9 สถานะการทำงานดังกล่าวของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้จะทำงานในโหมดนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง ซึ่งอยู่นอกเหนือสมมติฐานของแบบจำลอง โดยรูปสัญลักษณ์ของกระแสสามเฟส กรณีโหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่องสำหรับเฟส  $a$  แสดงได้ดังรูปที่ 4.10 ส่วนกรณีโหมดนำกระแสแบบต่อเนื่อง รูปสัญลักษณ์ของกระแสสามเฟสกรณีเฟส  $a$  ควรจะเป็นดังรูปที่ 4.11 ซึ่งพิจารณาที่ค่ามุม  $\alpha$  เท่ากับ 0 องศา ซึ่งผลของโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่องและผลของโหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่องในบทนี้มีความสอดคล้องกับผลที่ได้อธิบายไว้แล้วในบทที่ 3

#### 4.2.5 การวิเคราะห์เสถียรภาพ

การวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับระบบไฟฟ้าในรูปที่ 4.1 เนื่องจากโหลดเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติที่มีผลต่อเสถียรภาพของระบบซึ่งได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 1 จึงมีความจำเป็นที่จะต้องวิเคราะห์เสถียรภาพ การวิเคราะห์เสถียรภาพจะอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้อธิบายในหัวข้อ 4.2.2 ซึ่งในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง การนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่รับการพิสูจน์ด้วยวิธีการแปลงดีคิวมาใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ (Areerk, Bozhko, Asher, and Thomas, 2008) ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงซึ่งค่าเจาะจง สามารถคำนวณได้จากเมตริกซ์  $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  ตามสมการที่ (4.16)

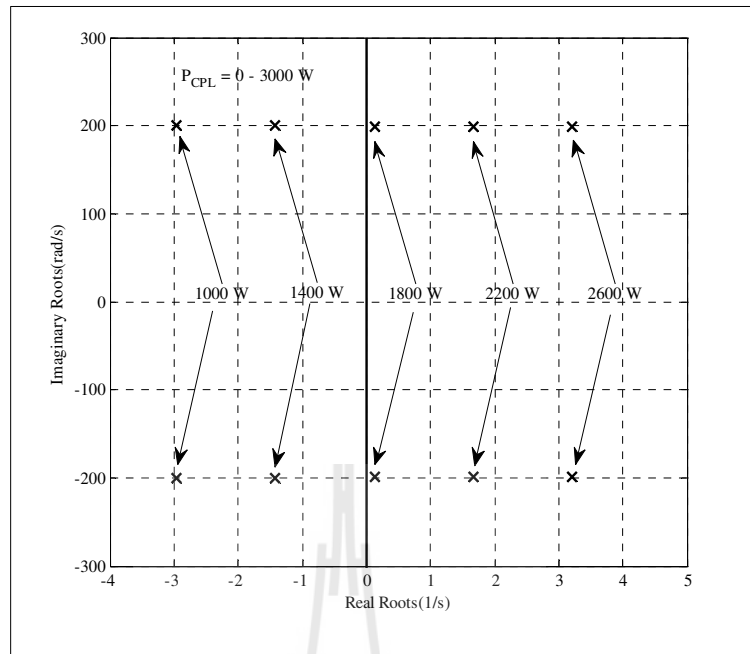
$$\det[\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}] = 0 \quad (4.16)$$

ทฤษฎีบทค่าเจาะจงระบบจะมีเสถียรภาพ ถ้า

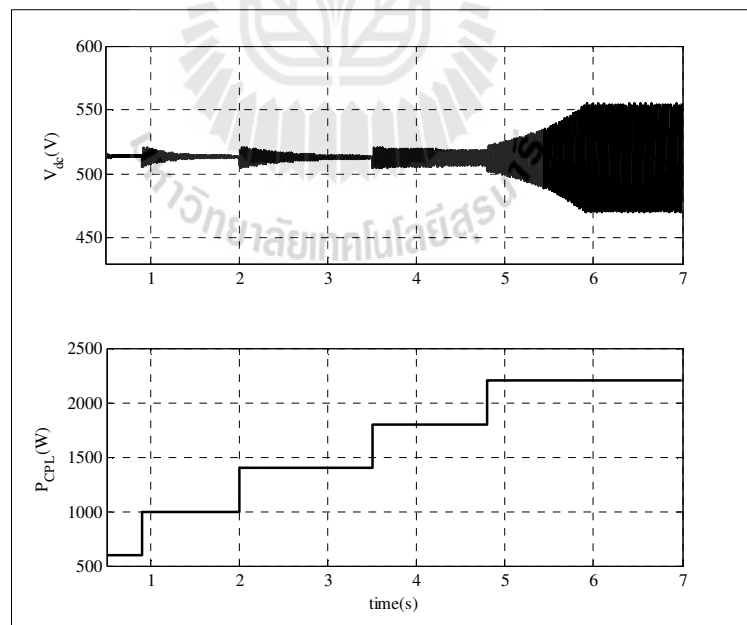
$$\text{real } \lambda_i < 0 \quad (4.17)$$

เมื่อ  $i = 1, 2, 3, \dots, n$  (เมื่อ  $n$  คือ จำนวนตัวแปรสถานะของแบบจำลอง)

การวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับระบบในรูปที่ 4.1 จะอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น ซึ่งคำนวณค่าเจาะจงของเมตริกซ์  $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  โดยมีพารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.1 สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบดังกล่าว พิจารณาให้โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเปลี่ยนแปลงค่าจาก 0 W ถึง 3000 W ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบกรณีมุม  $\alpha$  เท่ากับ 0 องศา แสดงว่าได้ดังรูปที่ 4.12 ซึ่งพบว่า ระบบขาดเสถียรภาพ เมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวมีค่ามากกว่า 1800 W จะสังเกตได้ว่าค่าเจาะจงของระบบในรูปที่ 4.12 มีค่าใกล้กับแกนจินตภาพมากจึงจะยังไม่เห็นจุดขาดเสถียรภาพอย่างชัดเจน ดังนั้นจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพค่าเจาะจงจะต้องห่างจากแกนจินตภาพมากพอสมควร แสดงให้เห็นจากการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ระบบจะขาดเสถียรภาพที่โหลดเท่ากับ 2200 W แสดงได้ดังรูปที่ 4.13

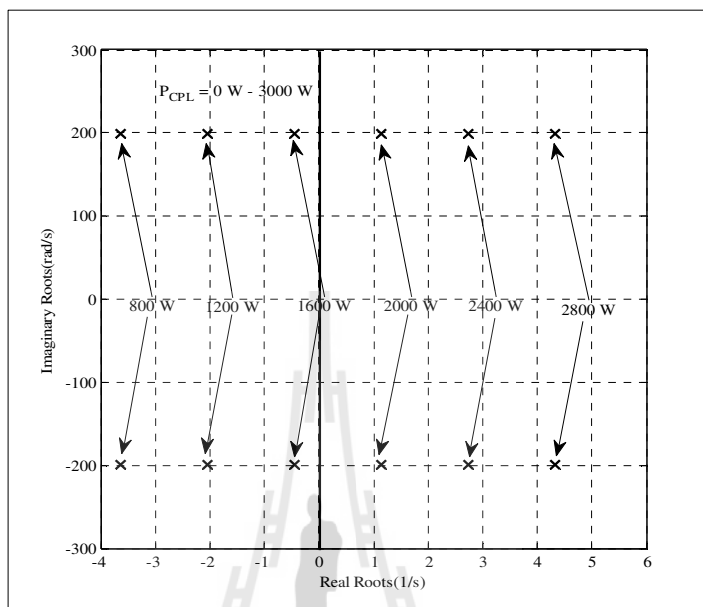


รูปที่ 4.12 ค่าเจาะจงกรณีมุม  $\alpha = 0$  องศา

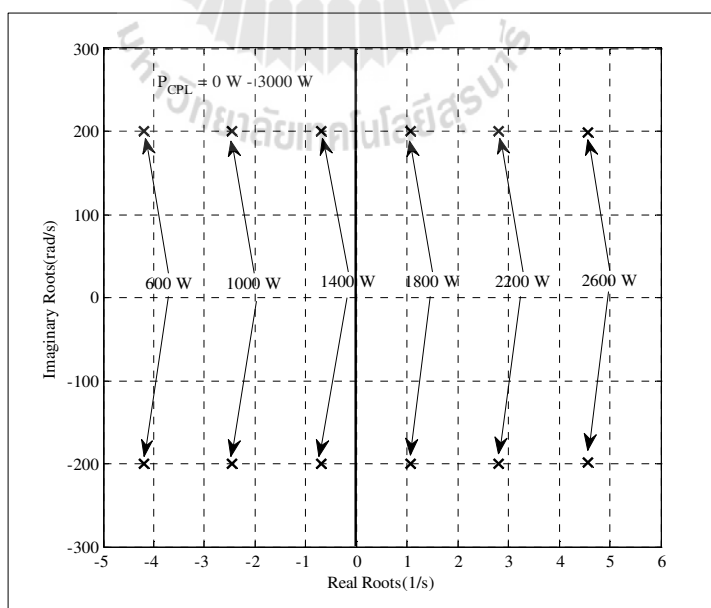


รูปที่ 4.13 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพกรณีมุม  $\alpha = 0$  องศา

ในทำนองเดียวกันรูปที่ 4.14 ถึง 4.16 แสดงผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยค่า  
 เจาะจงสำหรับมุม  $\alpha$  เท่ากับ 10 20 และ 30 องศา ตามลำดับ

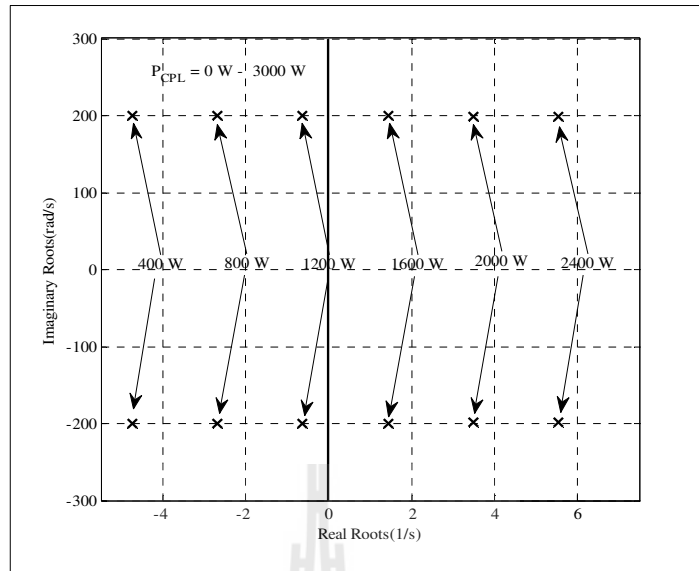


รูปที่ 4.14 ค่าเจาะจงกรณีมุม  $\alpha = 10$  องศา



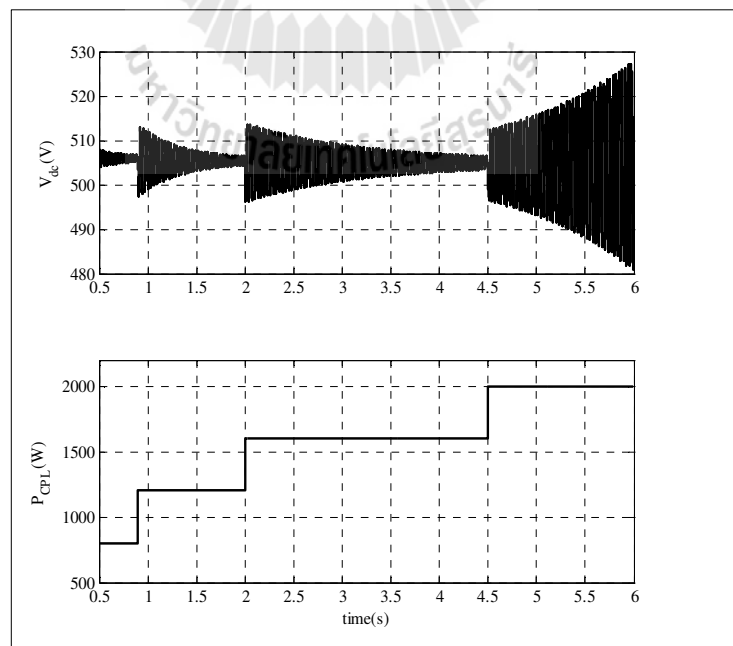
รูปที่ 4.15 ค่าเจาะจงกรณีมุม  $\alpha = 20$  องศา



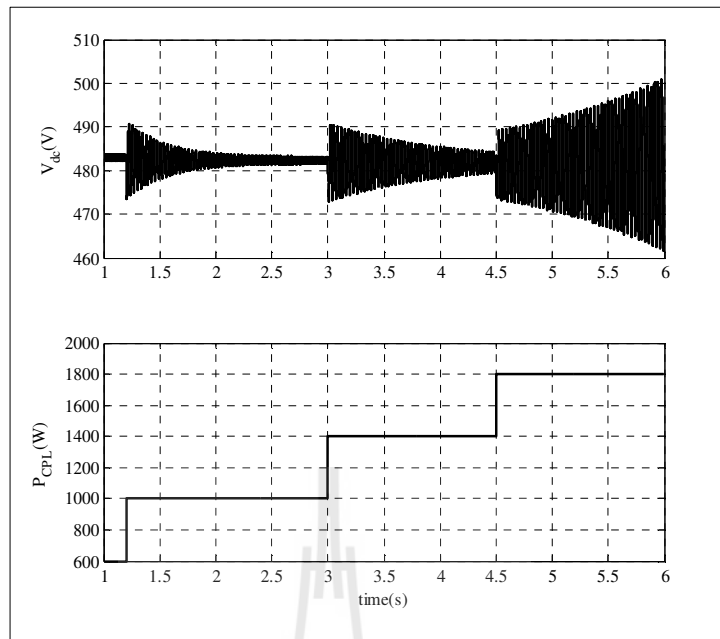


รูปที่ 4.16 ค่าเจาะจงกรณีมุม  $\alpha = 30$  องศา

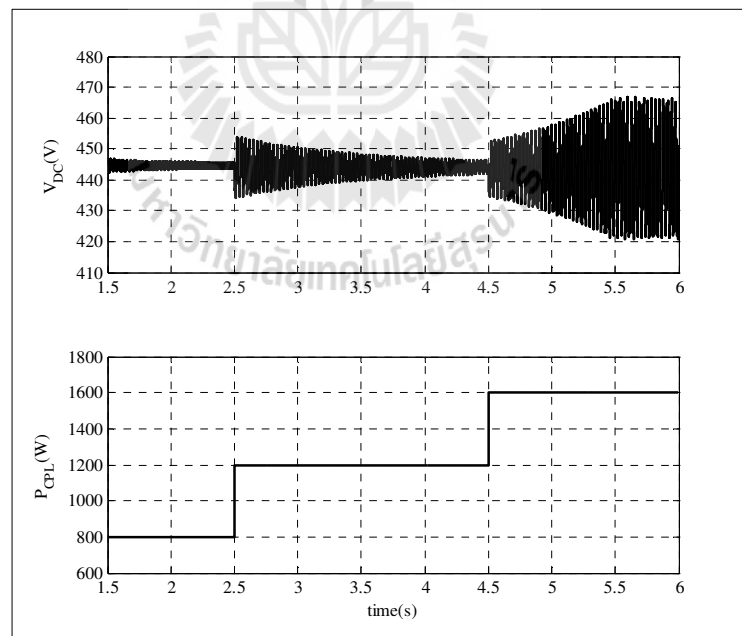
สำหรับรูปที่ 4.17 ถึง 4.19 แสดงผลการจำลองสถานการณ์เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพในรูปที่ 4.14 ถึง 4.16 ตามลำดับแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 4.17 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพกรณีมุม  $\alpha = 10$  องศา



รูปที่ 4.18 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพกรณีมุม  $\alpha = 20$  องศา



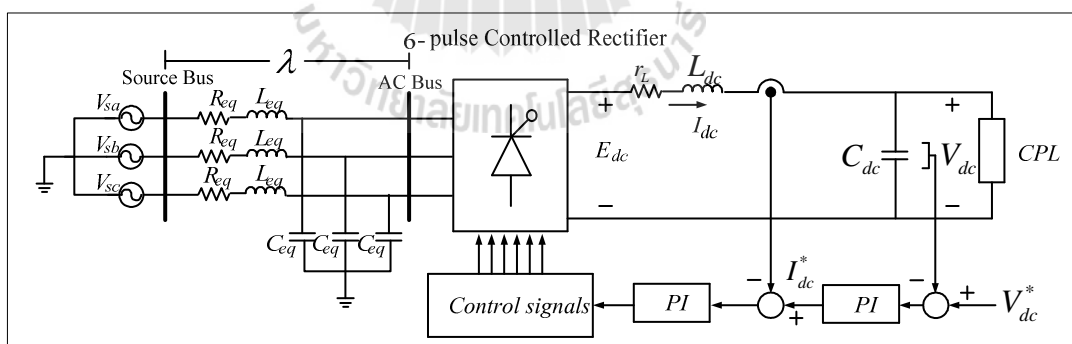
รูปที่ 4.19 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพกรณีมุม  $\alpha = 30$  องศา

ในหัวข้อที่ 4.2 แสดงให้เห็นว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์มีความสำคัญเป็นอย่างมากในการทำนายจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้นำเสนอในหัวข้อนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีตัวควบคุม ซึ่งรายละเอียดจะได้แสดงในหัวข้อที่ 4.3 ต่อไป

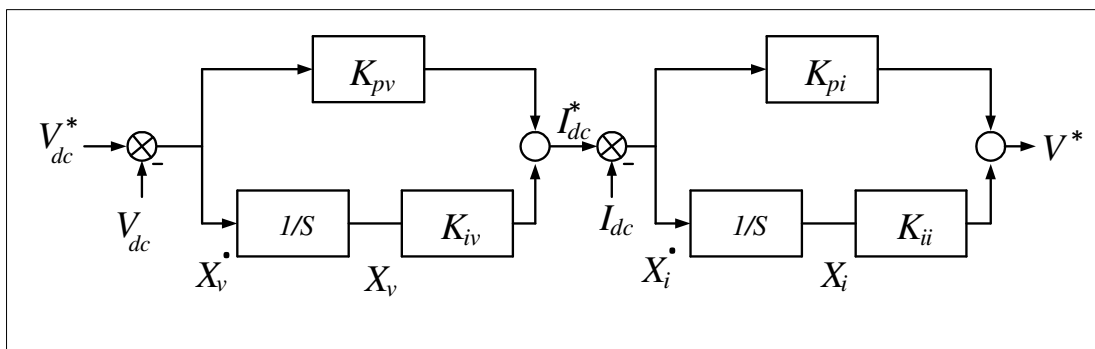
### 4.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่กรณีมีตัวควบคุม

#### 4.3.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาและสมมติฐาน

ระบบไฟฟ้าที่ทำการศึกษาในส่วนนี้แสดงไว้ในรูปที่ 4.20 ซึ่งประกอบไปด้วยแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ สายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ วงจรกรองไฟฟ้ากระแสตรง และโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว สมมติฐานสำหรับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์พิจารณา แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสามเฟสเป็นแบบสมมูล  $R_{eq}$   $L_{eq}$  และ  $C_{eq}$  เป็นพารามิเตอร์ของสายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ ทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียและฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นในระบบ  $r_L$   $L_{dc}$  เป็นพารามิเตอร์ของวงจรกรอง และ  $C_{dc}$  เป็นตัวเก็บประจุของวงจรกรองที่เชื่อมต่อกับบัสไฟฟ้ากระแสตรง และ โหลดของระบบเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติซึ่งแทนด้วย  $P_{CPL}$

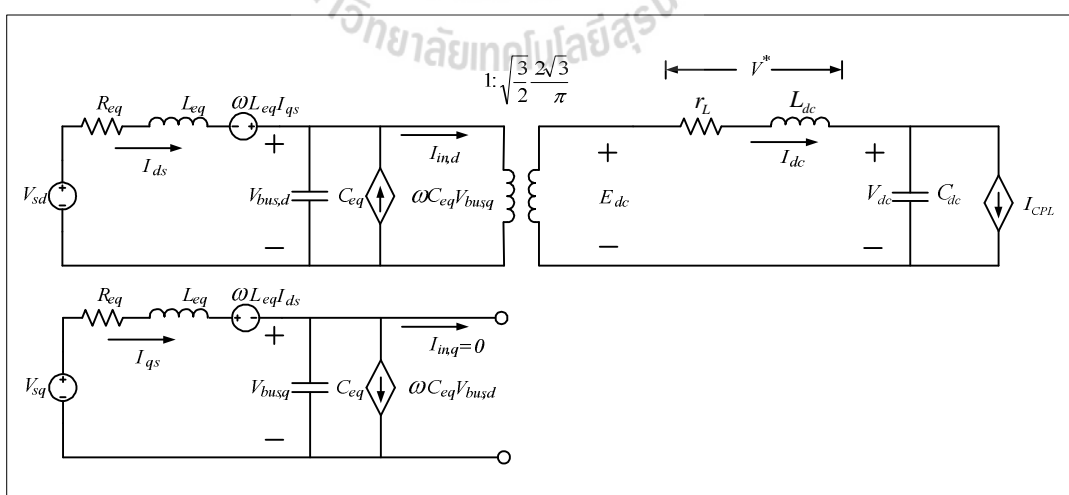


รูปที่ 4.20 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้เมื่อมีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ



รูปที่ 4.21 โครงสร้างตัวควบคุมแบบพีไอของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 4.20

ตัวควบคุมของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 4.20 ทำหน้าที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรกรองให้คงที่เท่ากับ  $V_{dc}^*$  ตามที่กำหนดไว้ โครงสร้างของตัวควบคุมแบบพีไอแสดงได้ดังรูปที่ 4.21 โดยที่  $K_{pv}$ ,  $K_{iv}$ ,  $K_{pi}$  และ  $K_{ii}$  เป็นพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งประกอบไปด้วยตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าและตัวควบคุมกระแสไฟฟ้า สำหรับการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวจะได้รับการอธิบายในหัวข้อที่ 4.2.4 ต่อไป วิธีการแปลงคิวดูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับระบบไฟฟ้าในรูปที่ 4.20 ซึ่งสามารถแปลงเป็นวงจรสมมูลบนแกนคิวดู ได้ดังรูปที่ 4.22 เมื่อวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้สามารถแทนด้วยหม้อแปลงไฟฟ้าโดยรายละเอียดของการแปลงดังกล่าวได้อธิบายไว้แล้วในบทที่ 3



รูปที่ 4.22 วงจรสมมูลอย่างง่ายของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้บนแกนคิวดู

#### 4.3.2 การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เชิงพลวัตของระบบ

พิจารณาจากวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีตัวควบคุมในรูปแบบที่ 4.21 เอาต์พุตของ  $V^*$  ของตัวควบคุมแบบพีไอ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.18)

$$V^* = -K_{pi} I_{dc} - K_{pv} K_{pi} V_{dc} + K_{iv} K_{pi} X_v + K_{ii} X_i + K_{pv} K_{pi} V_{dc}^* \quad (4.18)$$

สมการเชิงอนุพันธ์ของ  $\dot{X}_v$  และ  $\dot{X}_i$  สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.19) และ (4.20)

$$\dot{X}_v = -V_{dc} + V_{dc}^* \quad (4.19)$$

$$\dot{X}_i = -I_{dc} - K_{pv} V_{dc} + K_{iv} X_v + K_{pi} V_{dc}^* \quad (4.20)$$

จากรูปที่ 4.22 เป็นวงจรสมมูลอย่างง่ายของระบบไฟฟ้าในรูปแบบที่ 4.20 เมื่อวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ถูกควบคุมการสวิตช์แรงดันที่ตกคร่อม  $r_L$  และ  $L_{dc}$  จะมีค่าเท่ากับ  $V^*$  ด้วยเหตุนี้แรงดันไฟฟ้างกล่าวสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.21)

$$r_L I_{dc} + L_{dc} \dot{I}_{dc} = V^* \quad (4.21)$$

แทนค่า  $V^*$  จากสมการที่ (4.18) ลงในสมการที่ (4.21) ทำให้สามารถเขียนสมการเชิงอนุพันธ์ของ  $I_{dc}$  ได้เป็นดังสมการที่ (4.22)

$$\dot{I}_{dc} = -\left( \frac{r_L + K_{pi}}{L_{dc}} \right) I_{dc} + \frac{K_{iv} K_{pi}}{L_{dc}} X_v + \frac{K_{ii}}{L_{dc}} X_i - \frac{K_{pv} K_{pi}}{L_{dc}} V_{dc} + \frac{K_{pv} K_{pi}}{L_{dc}} V_{dc}^* \quad (4.22)$$

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สามารถวิเคราะห์ได้ด้วยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และ กฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) กับวงจรสมมูลในรูปที่ 4.22 ร่วมกับสมการที่ (4.19) และ (4.20) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าเป็นสมการอนุพันธ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นหรือแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นแสดงได้ดังสมการที่ (4.23)

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \dot{I}_{ds} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sd} \\
 \dot{I}_{qs} = -\omega I_{ds} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sq} \\
 \dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{ds} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\
 \dot{V}_{bus,q} = -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}} I_{qs} \\
 \dot{I}_{dc} = -\left(\frac{r_{dc} + K_{pi}}{L_{dc}}\right) I_{dc} + \frac{K_{iv} K_{pi}}{L_{dc}} X_v + \frac{K_{ii}}{L_{dc}} X_i \\
 \quad - \frac{K_{pv} K_{pi}}{L_{dc}} V_{dc} + \frac{K_{pv} K_{pi}}{L_{dc}} V_{dc}^* \\
 \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} - \frac{1}{C_{dc}} \frac{P_{CPL}}{V_{dc}} \\
 \dot{X}_v = -V_{dc} + V_{dc}^* \\
 \dot{X}_i = -I_{dc} - K_{pv} V_{dc} + K_{iv} X_v + K_{pi} V_{dc}^*
 \end{array} \right. \quad (4.23)$$

จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (4.21) เป็นแบบจำลองที่ไม่เชิงเส้น ดังนั้นจึงไม่สามารถนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพภายใต้ทฤษฎีค่าเจาะจง การวิเคราะห์เสถียรภาพต้องอาศัยแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น โดยอาศัยวิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นของเทย์เลอร์ ซึ่งพิจารณาเพียงเทอมแรกเท่านั้น ซึ่งรายละเอียดของการทำให้เป็นเชิงเส้น จะได้รับการนำเสนอในหัวข้อที่ 4.3.3

### 4.3.3 การทำให้เป็นเชิงเส้น

จากสมการที่ (4.23) สามารถทำแบบจำลองเชิงเส้นได้ โดยอาศัยวิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง สามารถเขียนแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น แสดงดังสมการที่ (4.24) ดังนี้

$$\begin{aligned}\dot{\delta \mathbf{x}} &= \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} &= \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u}\end{aligned}\quad (4.24)$$

$$\text{โดยที่ } \delta \mathbf{x} = [\delta I_{ds} \quad \delta I_{qs} \quad \delta V_{bs,d} \quad \delta V_{bs,q} \quad \delta I_{dc} \quad \delta V_{dc} \quad \delta X_v \quad \delta X_i]^T$$

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

$$\delta \mathbf{y} = [\delta V_{dc}]$$

สำหรับรายละเอียดเมตริกซ์  $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$   $\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$   $\mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  และ  $\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  แสดงได้ดังสมการที่ (4.25)

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \omega & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \omega & \frac{\sqrt{3} \cdot 2\sqrt{3}}{2 \pi C_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{(r_L + K_{pi})}{L_{dc}} & -\frac{(K_{pv} K_{pi})}{L_{dc}} & \frac{K_{iv} K_{pi}}{L_{dc}} & \frac{K_{ii}}{L_{dc}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{dc}} & \frac{P_{CPL}}{C_{dc} V_{dc,o}^2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{pv} & K_{iv} & 0 \end{bmatrix}_{8 \times 8}$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\cos(\lambda_o + \alpha_o)}{L_{eq}} & 0 & 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\sin(\lambda_o + \alpha_o)}{L_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_{pv} K_{pi}}{L_{dc}} & -\frac{1}{C_F V_{dc,o}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & K_{pv} & 0 \end{bmatrix}_{8 \times 3}$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]_{1 \times 8}$$

$$\mathbf{D}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = [0 \ 0 \ 0]_{1 \times 3} \quad (4.25)$$

จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นพิจารณารอบจุดการทำงานในสมการที่ (4.24) จะสังเกตได้ว่าแบบจำลองดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับจุดการทำงาน ซึ่งการระบุสถานะของจุดการทำงานนั้นจะขึ้นอยู่กับโพลดกำลังไฟฟ้าคงตัว

#### 4.3.4 การคำนวณค่าในสภาวะคงตัว

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในหัวข้อที่ 4.2.2 ซึ่งได้รับการทำให้เป็นเชิงเส้นจนได้แบบจำลองเชิงเส้นที่พิจารณารอบจุดการทำงาน ซึ่งต้องกำหนดค่า  $\lambda_0$ ,  $\alpha_0$  และ  $V_{dc,0}$  ในสภาวะคงตัว จากระบบในรูปที่ 4.20 เป็นระบบที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตจึงกำหนดให้  $V_{dc,0}$  เท่ากับ  $V_{dc}^*$  สำหรับการคำนวณค่าการไหลของกำลังไฟฟ้าได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.2.3 จากสมการที่ (4.13)  $P_{CPL}$  เป็นค่ากำลังไฟฟ้าของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว และ  $P_{loss}$  คือกำลังไฟฟ้าสูญเสียในตัวต้านทาน  $r_L$  นอกจากนี้สมการที่ (4.14) จะสังเกตเห็นกำลังไฟฟ้าปรากฏ  $Q_{bus}$  จะขึ้นกับมุมจุดชนวนของไทรสเตอร์  $\alpha$  ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.26)

$$\alpha = \cos^{-1} \left( \frac{\pi V_{dc}^*}{3\sqrt{3}(\sqrt{2}V_{bus})} \right) \quad (4.26)$$

แทนค่า  $\alpha$  ในสมการที่ (4.26) ลงในสมการที่ (4.14) ทำให้ได้สมการในการคำนวณ  $Q_{bus}$  ดังนี้



$$Q_{bus} = \frac{(P_{CPL} + P_{loss}) \tan(\cos^{-1}(\frac{\pi V_{dc}^*}{3\sqrt{3}(\sqrt{2}V_{bus})}))}{3} \quad (4.27)$$

นำ  $P_{bus}$  ในสมการที่ (4.13) และ  $Q_{bus}$  ในสมการที่ (4.27) แทนลงในสมการที่ (4.11) และ (4.12) ตามลำดับ ดังนั้นทำให้สมการการไหลของกำลังไฟฟ้าสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\frac{V_s V_{bus}}{Z} \cos(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \cos(\gamma) = \frac{(P_{CPL} + P_{loss})}{3} \quad (4.28)$$

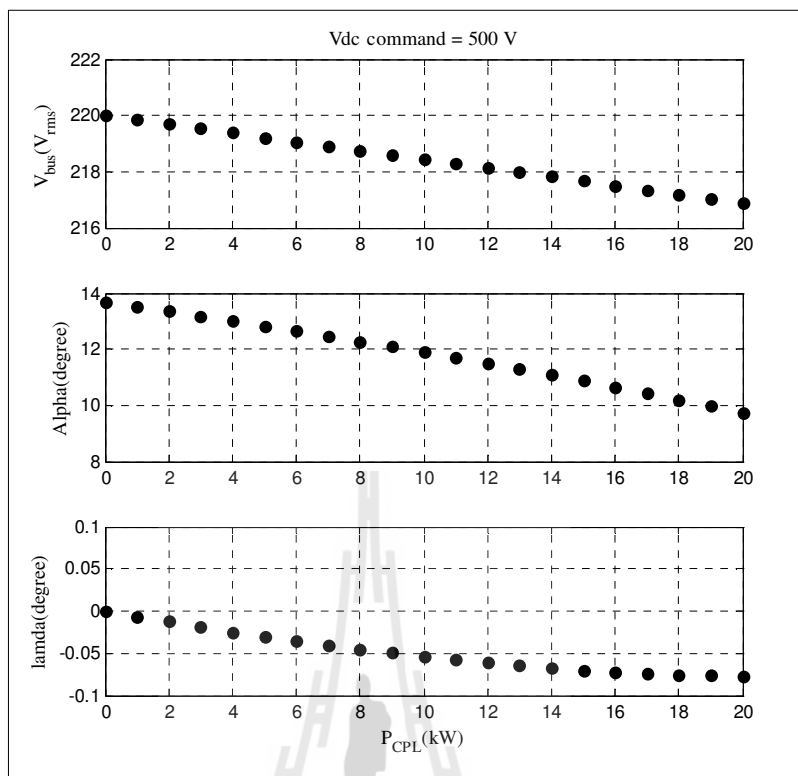
$$\frac{V_s V_{bus}}{Z} \sin(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \sin(\gamma) = \frac{(P_{CPL} + P_{loss}) \tan(\cos^{-1}(\frac{\pi V_{dc}^*}{3\sqrt{3}(\sqrt{2}V_{bus})}))}{3} \quad (4.29)$$

สมการที่ (4.28) และ (4.29) สามารถคำนวณหาผลเฉลยของ  $V_{bus,0}$  และ  $\lambda_0$  ที่อยู่ในสภาวะคงตัวได้จากวิธีเชิงตัวเลขนิวตัน – ราฟสัน ซึ่งแสดงไว้ในภาคผนวก ก.4 สำหรับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เชิงเส้นในสมการที่ (4.24) สามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$V_{dc,o} = V_{dc}^* \quad (4.30)$$

$$\alpha_o = \cos^{-1}(\frac{\pi V_{dc}^*}{3\sqrt{3}(\sqrt{2}V_{bus,o})}) \quad (4.31)$$

จากสมการที่ (4.28) ถึง (4.29) ค่าในสภาวะคงตัวจะมีการเปลี่ยนแปลงเมื่อจุดการทำงานของระบบเปลี่ยนแปลง ซึ่งขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของโหลด ( $P_{CPL}$ ) ดังนั้นสามารถคำนวณค่าในสภาวะคงตัวจากสมการผลเฉลยจากวิธีการของนิวตัน – ราฟสัน โปรแกรมการคำนวณคู่ได้จากภาคผนวก ก.4 เมื่อกำหนดให้  $P_{CPL}$  เปลี่ยนค่าจาก 0 kW ถึง 20 kW ในขณะที่กำหนดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต  $V_{dc}^* = 500$  V สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.23



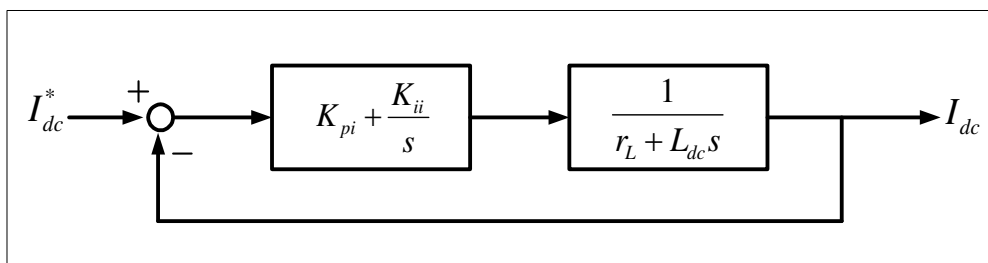
รูปที่ 4.23 การเปลี่ยนแปลงค่าในสภาวะอยู่ตัวของ  $V_{bus,0}$ ,  $\alpha_0$  และ  $\lambda_0$  เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

#### 4.3.5 การออกแบบตัวควบคุมแบบวิธีดั้งเดิม

ในส่วนนี้จะได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ด้วยวิธีดั้งเดิม (K. Chaijaroenudomrung, K-N. Areerak, K-L. Areerak, 2011) เนื่องจากเป็นวิธีที่ให้ผลตอบสนองที่ดีและมีขั้นตอนการออกแบบที่ง่ายไม่ซับซ้อน โดยการออกแบบตัวควบคุมจะแบ่งออกเป็นสองส่วน คือ การออกแบบตัวควบคุมรูปกระแสไฟฟ้า และการออกแบบตัวควบคุมรูปแรงดันไฟฟ้าซึ่งรายละเอียดจะได้แสดงดังต่อไปนี้

- การออกแบบตัวควบคุมกระแสไฟฟ้า

โครงสร้างตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าในรูปที่ 4.20 แสดงได้ดังรูปที่ 4.24



รูปที่ 4.24 รูปการควบคุมกระแสไฟฟ้า

จากรูปที่ 4.24  $K_{pi}$  และ  $K_{ii}$  เป็นพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบพีไอของตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าขณะที่  $r_L$  และ  $L_{dc}$  เป็นพารามิเตอร์ของวงจรกรองไฟฟ้ากระแสตรง สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนของรูปที่ 4.24 สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.32)

$$\frac{I_{dc}}{I_{dc}^*} = \frac{sK_{pi} + K_{ii}}{s^2 + \left(\frac{K_{pi} + r_L}{L_{dc}}\right)s + \frac{K_{ii}}{L_{dc}}} \quad (4.32)$$

สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปแบบมาตรฐานอันดับ 2 ของระบบวงปิดมีฟังก์ชันถ่ายโอน ซึ่งประกอบไปด้วย อัตราหน่วง  $\zeta$  และความถี่ธรรมชาติ  $\omega_n$  แสดงได้ดังสมการที่ (4.33)

$$G_C(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.33)$$

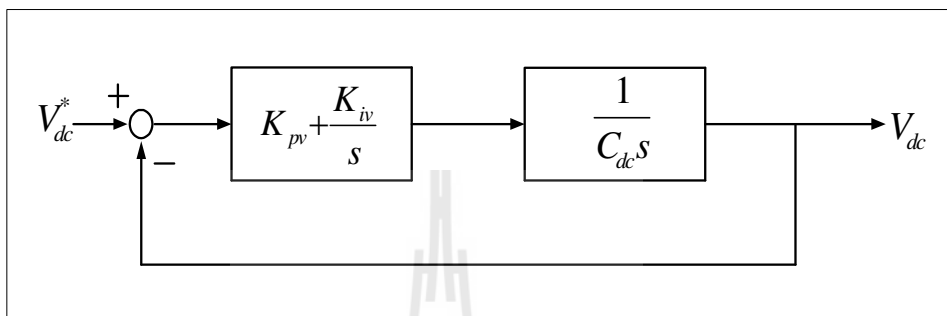
ตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าสามารถออกแบบได้โดยการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพหุนามตัวหารของสมการที่ (4.32) และ (4.33) ทำให้ได้สมการการออกแบบดังนี้

$$K_{pi} = 2\zeta_{i\_rectifier}\omega_{ni\_rectifier}L_{dc} - r_L \quad (4.34)$$

$$K_{ii} = \omega_{ni\_rectifier}^2 L_{dc} \quad (4.35)$$

- การออกแบบตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า

โครงสร้างตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าในรูปที่ 4.20 แสดงได้ดังรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.25 ลูปการควบคุมแรงดันไฟฟ้า

จากรูปที่ 4.25  $K_{pv}$  และ  $K_{iv}$  เป็นพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบพีไอของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าขณะที่  $C_{dc}$  เป็นพารามิเตอร์ของวงจรกรองไฟฟ้ากระแสตรง สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนของรูปที่ 4.25 สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.36)

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{sK_{pv} + K_{iv}}{s^2 + \frac{K_{pv}}{C_{dc}}s + \frac{K_{iv}}{C_{dc}}} \quad (4.36)$$

สำหรับตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าสามารถออกแบบได้โดยการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการที่ (4.36) กับสมการที่ (4.33) ทำให้ได้สมการสำหรับการออกแบบดังนี้

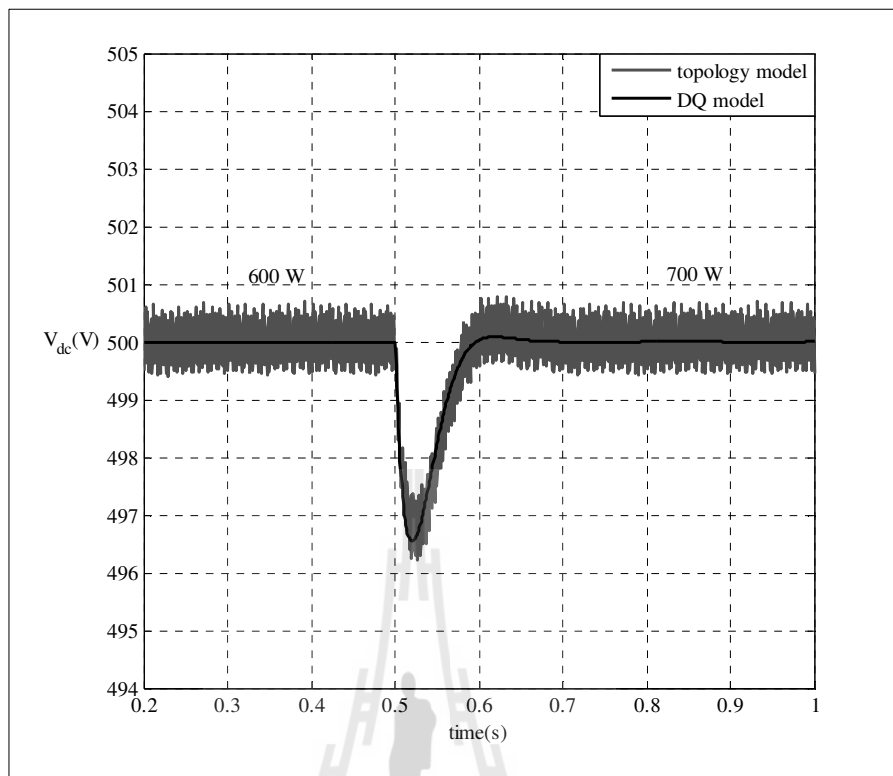
$$K_{pv} = 2\zeta_{v\_rectifier} \omega_{nv\_rectifier} C_{dc} \quad (4.37)$$

$$K_{iv} = \omega_{nv\_rectifier}^2 C_{dc} \quad (4.38)$$

การออกแบบตัวควบคุมในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้สมการที่ (4.34) (4.35) (4.37) และ (4.38) โดยพิจารณาความกว้างแถบ (Bandwidth) ของรูปกระแสไฟฟ้า  $\omega_{ni}$  มีค่ามากกว่าความกว้างแถบของรูปแรงดันไฟฟ้า  $\omega_{nv\_rectifier}$  ประมาณ 5-10 เท่า (Tsang, and chan, 2005) และจะสังเกตได้ว่าตัวควบคุมทั้งสองรูปนี้ทั้งรูปกระแสไฟฟ้าและรูปแรงดันไฟฟ้า จะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของระบบซึ่งจะพิจารณาอัตราความถี่ของระบบควบคุม โดยจะกำหนดให้  $\zeta = 0.8$  และกำหนดให้  $\omega_{ni\_rectifier} = 2\pi \times 50$  และ  $\omega_{nv\_rectifier} = 2\pi \times 8$  ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมแบบพีไอสำหรับการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิมคือ  $K_{pi} = 25.1027$ ,  $K_{ii} = 4934.802$ ,  $K_{pv} = 0.0402$  และ  $K_{iv} = 1.2633$  จากการออกแบบตัวควบคุมจะได้นำค่าพารามิเตอร์ที่ได้ทำการจำลองสถานการณ์ในหัวข้อที่ 4.3.6 ต่อไป

#### 4.3.6 การจำลองสถานการณ์

การจำลองสถานการณ์ขนาดเล็กของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 4.20 นำมาใช้สำหรับการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (4.22) โดยผลการจำลองสถานการณ์ที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้บล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB คูได้จากภาคผนวก ข.4 สำหรับพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบตัวอย่างแสดงไว้ในตารางที่ 4.1 สำหรับรูปที่ 4.26 แสดงการเปรียบเทียบผลการตอบสนองสัญญาณขนาดเล็กของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 4.20 ระหว่างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์กับการจำลองบนคอมพิวเตอร์ ซึ่งกำหนดให้โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว  $P_{CPL}$  มีการเปลี่ยนแปลงค่าจาก 600W เป็น 800W ที่เวลา  $t = 0.5$  วินาที ในขณะที่แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตถูกกำหนดไว้ที่  $V_{dc}^* = 500$  V ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 4.26

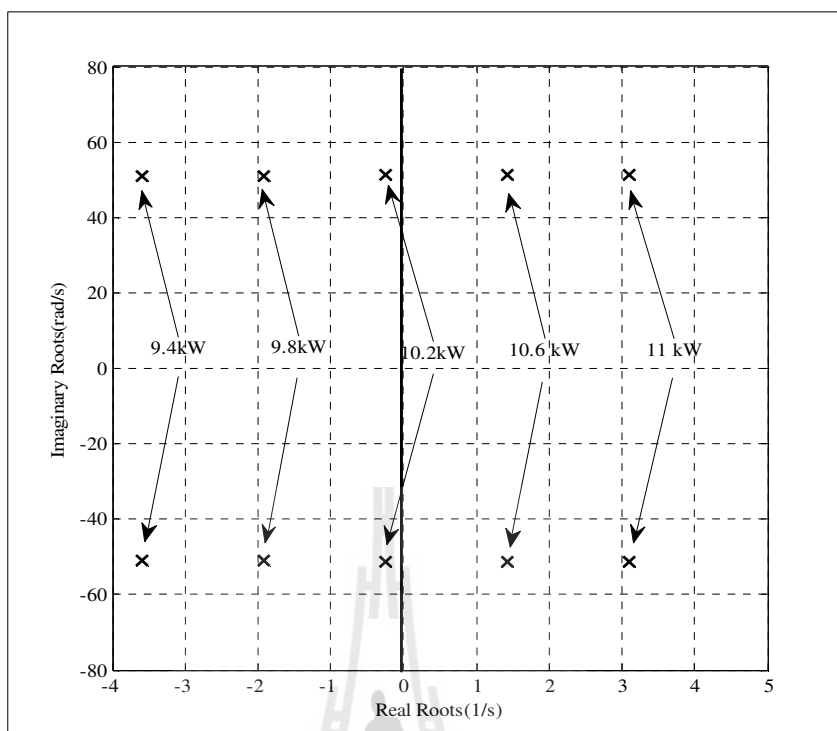


รูปที่ 4.26 การเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจาก 600 W เป็น 700 W เมื่อ  $V_{dc}^* = 500$  V

จากรูปที่ 4.26 แสดงให้เห็นว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งได้รับการพิสูจน์จากวิธีการแปลงดีคิว มีความถูกต้องสามารถอธิบายผลตอบสนองทางพลวัตของระบบได้ ดังนั้น แบบจำลองดังกล่าวสามารถนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบได้ ซึ่งจะได้รับการอธิบายในหัวข้อที่ 4.3.7 ต่อไป

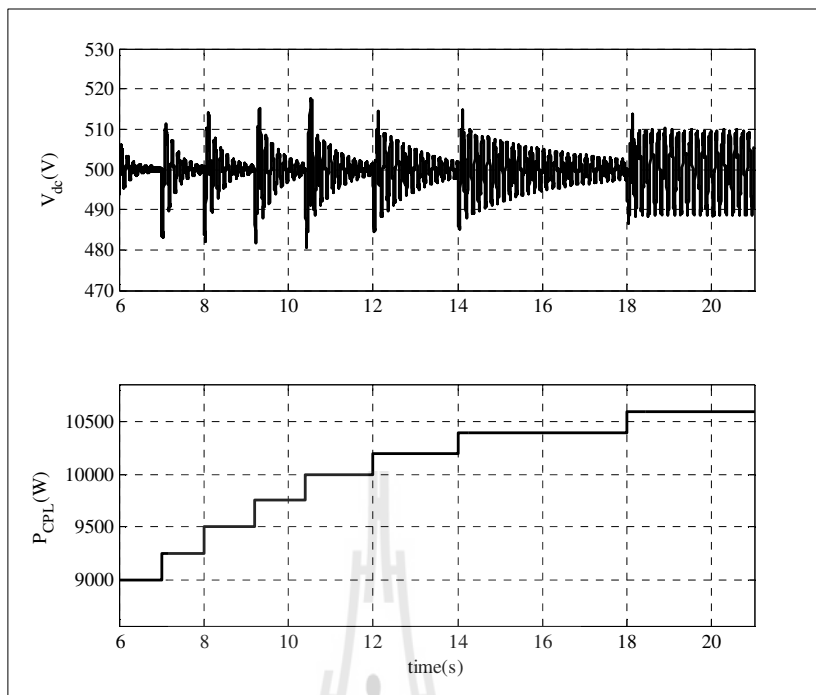
#### 4.3.7 การวิเคราะห์เสถียรภาพ

การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบสำหรับรูปที่ 4.20 จะอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นโดยคำนวณค่าเจาะจงจากเมตริกซ์  $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  ในสมการที่ (4.24) เมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว  $P_{CPL}$  เปลี่ยนแปลงจาก 0 kW ถึง 15 kW แสดงได้ดังรูปที่ 4.27 พบว่าระบบจะขาดเสถียรภาพเมื่อเพิ่มโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวมีค่ามากกว่า 10.2 kW



รูปที่ 4.27 ค่าเจาะจง เมื่อเปลี่ยนแปลงกำลัง ไฟฟ้าคงตัวจาก 0 kW ถึง 15 kW

สำหรับรูปที่ 4.28 แสดงผลการจำลองสถานการณ์การขาดเสถียรภาพของระบบ ด้วยคอมพิวเตอร์ เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้จากทฤษฎีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของ โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่เพิ่มขึ้นเป็นลำดับ จากผลการจำลองสถานการณ์พบว่า ระบบเกิดการขาด เสถียรภาพเมื่อ โหลดกำลังไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 10.6 kW ซึ่งมีค่ามากกว่า 10.2 kW สอดคล้องกับผลการ วิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีค่าเจาะจงที่แสดงได้ดังรูปที่ 4.27



รูปที่ 4.28 ผลการจำลองสถานการณ์การขาดเสถียรภาพ

#### 4.4 สรุป

เนื้อหาในบทนี้ได้นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม และกรณีที่มีตัวควบคุมแบบพีไอ ที่มีโหลดเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ พิสูจน์ด้วยวิธีการแปลงดีคิว และการทำให้เป็นเชิงเส้นของเทย์เลอร์ จึงได้แบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นที่พิจารณารอบจุดการทำงาน สำหรับค่าในสถานะคงตัวสามารถคำนวณได้จากทฤษฎีการไหลของกำลังไฟฟ้า การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองอาศัยการเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ นอกจากนี้แล้วในบทนี้ได้เสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีแบบดั้งเดิมและการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอันเนื่องมาจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวด้วยทฤษฎีค่าเจาะจง ซึ่งคำนวณค่าเจาะจงจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นของระบบที่ได้นำเสนอในบทนี้ ถือเป็นองค์ความรู้ที่สำคัญสำหรับการนำไปประยุกต์ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักกัขนานกัน ซึ่งจะเป็นเนื้อหาในบทที่ 5 โดยรายละเอียดต่างๆจะได้รับนำเสนอต่อไป



## บทที่ 5

### แบบจำลองวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดวงจรแปลงผัน แบบบักซ์นานกัน

#### 5.1 บทนำ

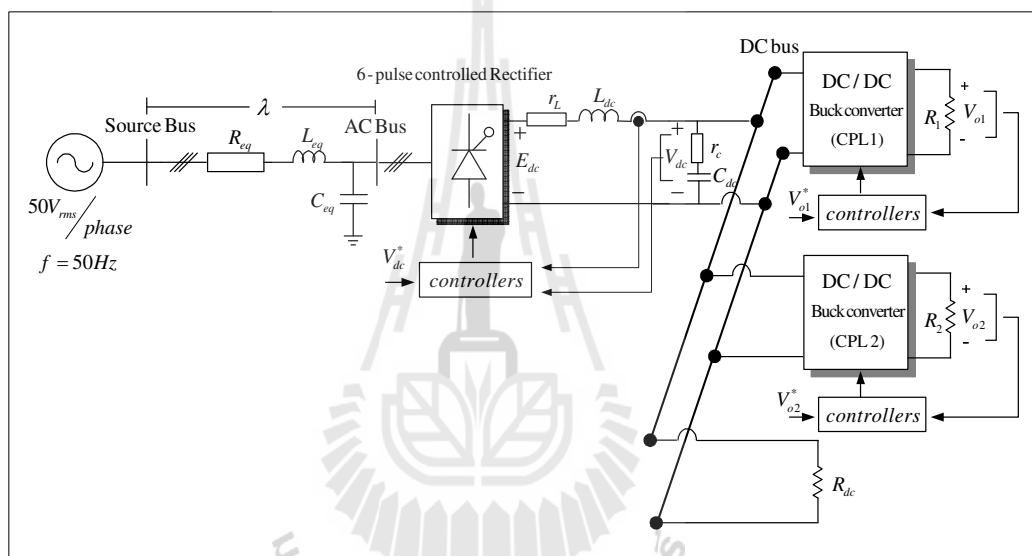
เนื้อหาในบทนี้จะได้นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุม (K. Chaijarunudomrung, K-N.Areerak, and K-L. Areerak, 2011) และ โหลดของระบบเป็นวงจรแปลงผันแบบบักซ์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตต่อขนานกัน (T. Sopapirm, K-N.Areerak, and K-L. Areerak, 2011) มาเชื่อมต่อกัน ซึ่งจะได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบใหม่ที่สามารถควบคุมแรงดันที่ดั่งชีบัสได้ และมีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักซ์ที่มีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ซึ่งโหลดดังกล่าวมักจะมีพฤติกรรมเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว เมื่อนำโหลดชนิดนี้มาต่อเข้ากับระบบจะส่งผลต่อเสถียรภาพของระบบโดยตรง และการเพิ่มจำนวนโหลดมากขึ้นจะยิ่งส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบมากขึ้น ซึ่งการขาดเสถียรภาพนั้น อาจก่อให้เกิดความเสียหายต่อโครงสร้างของระบบไฟฟ้ากำลัง หรือส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของระบบควบคุมได้ จากระบบในรูปที่ 5.1 ได้หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยใช้วิธีการร่วมระหว่างวิธีดีคิมและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ซึ่งอาศัยความรู้จากบทที่ 3 และ 4 การทำให้เป็นเชิงเส้น การคำนวณค่าในสถานะคงตัวการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบและการวิเคราะห์เสถียรภาพ อีกทั้งยังนำเสนอการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ที่มีผลต่อเสถียรภาพพร้อมการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพทางทฤษฎีด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์

#### 5.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักซ์นานกัน

##### 5.2.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงได้ดังรูปที่ 5.1 ประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส สายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ วงจรกรองกระแสตรงที่เชื่อมต่อกับด้วยโหลดตัวต้านทาน และ โหลดที่เป็นวงจรแปลงผันแบบบักซ์ที่มีการควบคุมทั้งสองชุด ซึ่ง โหลดวงจรแปลงผันแบบบักซ์ที่มีการควบคุม จะมีพฤติกรรมเป็น โหลด

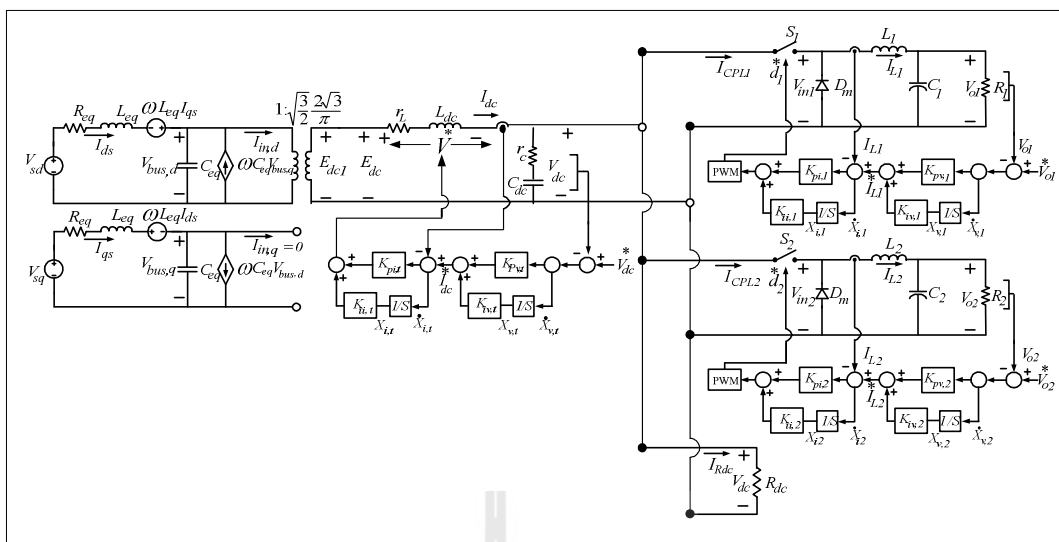
กำลังไฟฟ้าคงตัว โดยโหลดสามารถปรับแรงดันเอาต์พุตที่ตกรวมโหลด  $R_1$  และ  $R_2$  ให้คงที่ด้วยการปรับแรงดันจาก  $V_{o1}^*$  และ  $V_{o2}^*$  ตามลำดับ สำหรับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้และวงจรแปลงผันแบบบักก์ ซึ่งพิสูจน์และอธิบายไว้แล้วในบทที่ 3 และ 4 สังเกตได้ว่ารูปที่ 5.1 จะกำหนดให้ค่า  $V_s$  ของระบบเท่ากับ  $50V_{rms} / phase$  ซึ่งในบทที่ 3 และ 4 จะใช้ค่า  $V_s$  เท่ากับ  $220V_{rms} / phase$  เนื่องจากค่า  $V_s$  สูง ๆ จะทำให้จุดขาดเสถียรภาพของระบบ ขาดที่ค่ากำลังไฟฟ้าค่าสูง ๆ ซึ่งในห้องปฏิบัติการไม่สามารถหาโหลดได้ ดังนั้นในบทนี้จึงเลือกค่า  $V_s$  ที่มีค่าเพียง  $50V_{rms} / phase$  เพื่อให้สามารถทดสอบระบบ ในสถานะขาดเสถียรภาพได้จริง รายละเอียดการทดสอบจะแสดงในบทที่ 8 ต่อไป



รูปที่ 5.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์ขนานกัน

## 5.2.2 การสร้างแบบจำลองเชิงพลวัตของระบบ

วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแบบบักก์ขนานกันสามารถสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยใช้วิธีร่วมกันระหว่างวิธีดีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป โดยส่วนแรกจะใช้วิธีดีคิวสำหรับการพิสูจน์หาแบบจำลองพลวัตของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์ขนานกัน ซึ่งสามารถแปลงให้อยู่ในรูปแบบแกนหมุนดีคิว โดยอาศัยการพิสูจน์ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์เช่นเดียวกับที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 และ 4 โดยสามารถกำหนดการหมุนของสัญญาณการสวิตช์ ( $\phi = \phi - \alpha$ ) ดังนั้นจะได้สมการสมมูลอย่างง่ายแสดงได้ดังรูปที่ 5.2 ดังนี้



รูปที่ 5.2 วงจรสมมูลบนแกนดักคิว เมื่อกำหนด  $\phi_1 = \phi - \alpha$

สำหรับการพิสูจน์หาแบบจำลองเชิงพลวัตของวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมได้ กรณีมีตัวควบคุมแบบพีไอ รวมถึงพิจารณาการควบคุมของโพลดวงจรแปลงผันแบบบักก์ในรูปที่ 5.1 โครงสร้างภายในของตัวควบคุมที่พิจารณาเป็นตัวควบคุมแบบพีไอ โดยออกแบบเป็น 2 ลูป คือ ลูปควบคุมกระแสไฟฟ้าและลูปควบคุมแรงดันไฟฟ้า ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมและมีโพลเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์ทั้ง 3 ชุด คือ  $K_{pv,t}, K_{iv,t}, K_{pi,t}, K_{ii,t}, K_{pv1}, K_{iv,1}, K_{pi,1}, K_{ii,1}, K_{pv2}, K_{iv,2}, K_{pi,2}$  และ  $K_{ii,2}$  ตามลำดับ โดยแสดงไว้ในรูปที่ 5.2

สำหรับการวิเคราะห์โครงสร้างระบบควบคุมของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมและโพลเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์ทั้ง 3 ชุด ในรูปที่ 5.2 สามารถเขียนสมการของตัวควบคุมแบบพีไอให้อยู่ในรูป  $V^*, d_1^*$  และ  $d_2^*$  แสดงดังสมการที่ (5.1) (5.2) และ (5.3) ตามลำดับ

$$V^* = -K_{pi,t}I_{dc} - K_{pv,t}K_{pi,t}V_{dc} + K_{iv,t}K_{pi,t}X_{v,t} + K_{ii,t}X_{i,t} + K_{pv,t}K_{pi,t}V_{dc}^* \quad (5.1)$$

$$d_1^* = -K_{pi,1}I_{L1} - K_{pv,1}K_{pi,1}V_{o1} + K_{iv,1}K_{pi,1}X_{v1} + K_{ii,1}X_{i1} + K_{pv,1}K_{pi,1}V_{o1}^* \quad (5.2)$$

$$d_2^* = -K_{pi,2}I_{L2} - K_{pv,2}K_{pi,2}V_{o2} + K_{iv,2}K_{pi,2}X_{v2} + K_{ii,2}X_{i2} + K_{pv,2}K_{pi,2}V_{o2}^* \quad (5.3)$$

พิจารณาจากตัวควบคุมแบบฟีดแบ็กของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ กรณีมีตัวควบคุมและโหลดที่เป็นวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งทั้ง 3 ชุด จะเห็นได้ว่า  $X_{v,t}$ ,  $X_{v1}$ ,  $X_{v2}$  ของลูกแรงดัน และ  $X_{i,t}$ ,  $X_{i1}$ ,  $X_{i2}$  ของลูกกระแส จะกำหนดให้เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยแบบจำลองเชิงพลวัตของระบบในรูปที่ 5.2 สามารถวิเคราะห์ด้วยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ และกฎของกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ ซึ่งมีสมการเชิงอนุพันธ์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาแสดงได้ดังสมการที่ (5.4) 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_0 + \alpha_0) \\
\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_0 + \alpha_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} \\
\dot{V}_{bus,q} = -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}} I_{sq} \\
\dot{I}_{dc} = -\left(\frac{r_L + K_{pi,t}}{L_{dc}}\right) I_{dc} + \left(\frac{K_{iv,t} K_{pi,t}}{L_{dc}}\right) X_{v,t} + \left(\frac{K_{ii,t}}{L_{dc}}\right) X_{i,t} - \left(\frac{K_{pv,t} K_{pi,t}}{L_{dc}}\right) V_{dc} + \left(\frac{K_{pv,t} K_{pi,t}}{L_{dc}}\right)^* V_{dc} \\
\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} + \frac{1}{R_{dc} C_{dc}} V_{dc} + \frac{K_{pi,1}}{C_{dc}} I_{L1}^2 + \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} I_{L1}}{C_{dc}} V_{o1} - \frac{K_{iv,1} K_{pi,1} I_{L1}}{C_{dc}} X_{v1} \\
\quad - \frac{K_{ii,1} I_{L1}}{C_{dc}} X_{i1} - \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} I_{L1}}{C_{dc}} V_{o1}^* \\
\dot{X}_{v,t} = -V_{dc} + V_{dc}^* \\
\dot{X}_{i,t} = -I_{dc} - K_{pv,t} V_{dc} + K_{iv,t} X_{v,t} + K_{pv,t} V_{dc}^* \\
\dot{I}_{L1} = -\frac{K_{pi,1} V_{dc}}{L_1} I_{L1} - \frac{(K_{pv,1} K_{pi,1} V_{dc} + 1)}{L_1} V_{o1} + \frac{K_{iv,1} K_{pi,1} V_{dc}}{L_1} X_{v1} + \frac{K_{ii,1} V_{dc}}{L_1} X_{i1} + \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} V_{dc}}{L_1} V_{o1}^* \\
\dot{V}_{o1} = \frac{1}{C_1} I_{L1} - \frac{V_{o1}}{R_1 C_1} \\
\dot{X}_{v1} = -V_{o1} + V_{o1}^* \\
\dot{X}_{i1} = -I_{L1} - K_{pv,1} V_{o1} + K_{iv,1} X_{v1} + K_{pv,1} V_{o1}^* \\
\dot{I}_{L2} = -\frac{K_{pi,2} V_{dc}}{L_2} I_{L2} - \frac{(K_{pv,2} K_{pi,2} V_{dc} + 1)}{L_2} V_{o2} + \frac{K_{iv,2} K_{pi,2} V_{dc}}{L_2} X_{v2} + \frac{K_{ii,2} V_{dc}}{L_2} X_{i2} + \frac{K_{pv,2} K_{pi,2} V_{dc}}{L_2} V_{o2}^* \\
\dot{V}_{o2} = \frac{1}{C_2} I_{L2} - \frac{V_{o2}}{R_2 C_2} \\
\dot{X}_{v2} = -V_{o2} + V_{o2}^* \\
\dot{X}_{i2} = -I_{L2} - K_{pv,2} V_{o2} + K_{iv,2} X_{v2} + K_{pv,2} V_{o2}^*
\end{cases} \tag{5.4}$$

จากสมการที่ (5.4) จะเห็นได้ว่าเมื่อพิจารณาตัวควบคุมของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้และวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งทั้ง 3 ชุด แบบจำลองเชิงพลวัตของระบบจะมีค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ รวมถึงตัวแปรสถานะ  $X_{v,t}, X_{v1}, X_{v2}, X_{i,t}, X_{i1}$  และ  $X_{i2}$  ที่เพิ่มเข้ามาในแบบจำลอง นอกจากนี้แบบจำลองเชิงพลวัตของระบบยังเป็นสมการเชิง

อนุพันธ์ที่ไม่เชิงเส้น ดังนั้นสมการที่ (5.4) สามารถทำให้เป็นเชิงเส้นด้วยอนุกรมเทย์เลอร์ อันดับ 1 ซึ่งรายละเอียดการทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นแสดงได้ในหัวข้อที่ 5.2.3 ต่อไป

### 5.2.3 การทำให้เป็นเชิงเส้น

จากสมการที่ (5.4) สามารถทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นได้ โดยอาศัยวิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์อันดับ 1 ซึ่งสามารถเขียนแบบจำลองที่ทำให้เป็นเชิงเส้นแสดงได้ดังสมการที่ (5.5)

$$\begin{aligned}\delta \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} &= \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u}\end{aligned}\quad (5.5)$$

โดยที่

$$\delta \mathbf{x} = \left[ \delta I_{ds} \quad \delta I_{qs} \quad \delta V_{bus,d} \quad \delta V_{bus,q} \quad \delta I_{dc} \quad \delta V_{dc} \quad \delta X_{v,t} \quad \delta X_{i,t} \quad \delta I_{L1} \quad \delta V_{o1} \quad \delta X_{v1} \quad \delta X_{i1} \quad \delta I_{L2} \quad \delta V_{o2} \quad \delta X_{v2} \quad \delta X_{i2} \right]^T$$

$$\delta \mathbf{u} = \left[ \delta V_m \quad \delta V_{o1}^* \quad \delta V_{o1}^* \right]^T$$

$$\delta \mathbf{y} = \left[ \delta V_m \quad \delta V_{o1} \quad \delta V_{o1} \right]^T$$

รายละเอียดของ  $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ ,  $\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ ,  $\mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  และ  $\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix}
 \frac{-R_{eq}}{C_{eq}} & \omega & \frac{-1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -\omega & \frac{-R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & \frac{-1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{-1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \omega & -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-(i_i + K_{pi,i})}{L_{dk}} & -\left(\frac{K_{pv,i} K_{pi,i}}{L_{dk}}\right) & \left(\frac{K_{iv,i} K_{pi,i}}{L_{dk}}\right) & \frac{K_{ii,i}}{L_{dk}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{dc}} & 0 & 0 & 0 & a(6,9) & \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} I_{L1,0}}{C_{dc}} & \frac{-K_{iv,1} K_{pi,1} I_{L1,0}}{C_{dc}} & \frac{-K_{ii,1} I_{L1,0}}{C_{dc}} & a(6,13) & \frac{K_{pv,2} K_{pi,2} I_{L2}}{C_{dc}} & \frac{K_{iv,2} K_{pi,2} I_{L2}}{C_{dc}} & \frac{K_{ii,2} I_{L2}}{C_{dc}} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{pv,i} & K_{iv,i} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a(9,6) & 0 & 0 & \frac{-K_{pi,1} V_{d,0}}{L_1} & \frac{-(K_{pi,1} K_{pv,1} V_{d,0} + 1)}{L_1} & \frac{K_{iv,1} K_{pi,1} V_{d,0}}{L_1} & \frac{K_{ii,1} V_{d,0}}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & \frac{1}{R_1 C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{pv,1} & K_{iv,1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{pv,1} & K_{iv,1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a(13,6) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{pi,2} V_{d,0}}{L_2} & \frac{K_{pv,2} K_{pi,2} V_{d,0} + 1}{L_2} & \frac{K_{iv,2} K_{pi,2} V_{d,0}}{L_2} & \frac{K_{ii,2} V_{d,0}}{L_2} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & \frac{1}{R_2 C_2} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{pv,2} & 0 & 0
 \end{bmatrix}$$

1646

$$a(6,9) = \frac{2K_{pi,1} I_{L1,0}}{C_{dc}} + \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} V_{o1,0}}{C_{dc}} - \frac{K_{iv,1} K_{pi,1} X_{v1,0}}{C_{dc}} - \frac{K_{ii,1} X_{i1,0}}{C_{dc}} - \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} V_{o1,0}^*}{C_{dc}}$$

$$a(9,6) = -\frac{K_{pi,1} i_{L1,0}}{L} - \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} V_{o1,0}}{L} + \frac{K_{iv,1} K_{pi,1} X_{v1,0}}{L} + \frac{K_{ii,1} X_{i1,0}}{L} + \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} V_{o1,0}^*}{L}$$

$$a(6,13) = \frac{2K_{pi,2} I_{L2,0}}{C_{dc}} + \frac{K_{pv,2} K_{pi,2} V_{o2,0}}{C_{dc}} - \frac{K_{iv,2} K_{pi,2} X_{v2,0}}{C_{dc}} - \frac{K_{ii,2} X_{i2,0}}{C_{dc}} - \frac{K_{pv,2} K_{pi,2} V_{o2,0}^*}{C_{dc}}$$

$$a(13,6) = -\frac{K_{pi,2} i_{L2,0}}{L} - \frac{K_{pv,2} K_{pi,2} V_{o2,0}}{L} + \frac{K_{iv,2} K_{pi,2} X_{v2,0}}{L} + \frac{K_{ii,2} X_{i2,0}}{L} + \frac{K_{pv,2} K_{pi,2} V_{o2,0}^*}{L}$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix}
 \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\cos(\lambda_0 + \alpha_0)}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\
 \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\sin(\lambda_0 + \alpha_0)}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{K_{pv,t} K_{pi,t}}{L_{dc}} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} I_{L1,0}}{C_{dc}} & \frac{K_{pv,2} K_{pi,2} I_{L2,0}}{C_{dc}} \\
 0 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & K_{pv,t} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} V_{dc,0}}{L_1} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & K_{pv,1} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \frac{K_{pv,2} K_{pi,2} V_{dc,0}}{L_2} \\
 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 \\
 0 & 0 & 0 & -K_{pv,2}
 \end{bmatrix} \quad 16 \times 4$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix}
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0
 \end{bmatrix} \quad 3 \times 16$$

$$\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix}
 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0
 \end{bmatrix} \quad 3 \times 4$$

(5.6)

#### 5.2.4 การคำนวณค่าในสถานะคงตัว

แบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (5.5) สามารถคำนวณหาค่า  $V_{dc,0}, \alpha_0, \lambda_0, V_{o1,0}, V_{o2,0}, I_{L1,0}, I_{L2,0}, X_{v1,0}, X_{v2,0}, X_{i1,0}$  และ  $X_{i2,0}$  โดยในส่วนแรกจะคำนวณสมการไหลของกำลังไฟฟ้าสำหรับคำนวณค่าในสถานะคงตัวทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับ ในที่นี้คือ  $V_{bus,0}$  และ  $\lambda_0$  โดยทำการพิสูจน์ไว้แล้วในบทที่ 4 ดังนั้น ค่าในสถานะคงตัวที่สอดคล้องกับแบบจำลองเชิงเส้นในสมการที่ (5.5) สามารถคำนวณได้จากค่า  $V_{bus,0}$  และ  $\lambda_0$  โดยอาศัยสมการที่ (5.7) ดังนี้



$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dc,o} = V_{dc}^* \\ \alpha_o = \cos^{-1}\left(\frac{\pi V_{dc}^*}{3\sqrt{3}(\sqrt{2}V_{bus,o})}\right) \\ V_{o1,o} = V_{o1}^*, V_{o2,o} = V_{o2}^* \\ I_{L1,o} = \frac{V_{o1,o}}{R_1}, I_{L2,o} = \frac{V_{o2,o}}{R_2} \\ X_{V1,o} = \frac{I_{L1,o}}{K_{iv,1}}, X_{V2,o} = \frac{I_{L2,o}}{K_{iv,2}} \\ X_{i1,o} = \frac{V_{o1}}{K_{ii,1}V_{dc,o}}, X_{i2,o} = \frac{V_{o2}}{K_{ii,2}V_{dc,o}} \end{array} \right. \quad (5.7)$$

### 5.2.5 การตรวจสอบความถูกต้องของระบบ

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (5.5) จะอาศัยการจำลองสถานการณ์ของสัญญาณขนาดเล็ก เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับกรจำลองสถานการณ์ของระบบในรูปที่ 5.1 โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB ดูได้จากภาคผนวก ข.5 ซึ่งค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของระบบแสดงได้ดังตารางที่ 5.1 พร้อมแสดงค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมของอุปกรณ์กระแสไฟฟ้าและอุปกรณ์แรงดันไฟฟ้าของระบบในรูปที่ 5.1 สามารถแสดงได้ดังนี้  $K_{pv,t} = 0.0402, K_{iv,t} = 1.26331, K_{pi,t} = 25.1027, K_{ii,t} = 4934.8, K_{pv1} = K_{pv2} = 0.05, K_{iv1} = K_{iv2} = 50, K_{pi1} = K_{pi2} = 0.7728$  และ  $K_{ii1} = K_{ii2} = 11040$

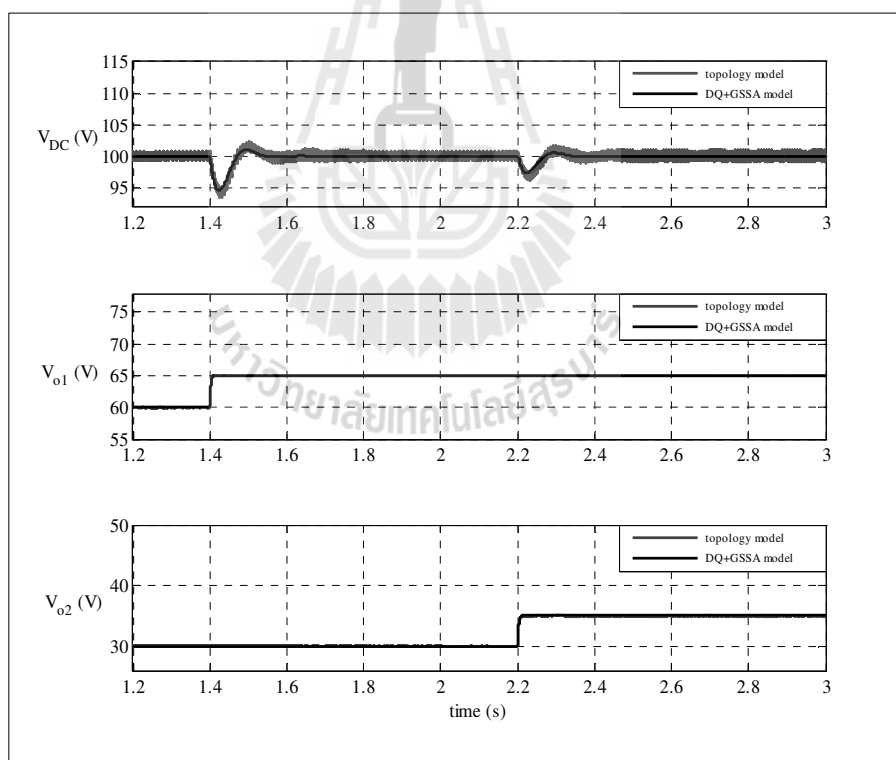
ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ของระบบที่พิจารณา

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$V_s$	$50V_{rms/phase}$	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
$\omega$	$2\pi \times 50 \text{ rad / s}$	ความถี่ของระบบ
$R_{eq}$	$0.1 \Omega$	ความต้านทานของสายส่ง
$L_{eq}$	$24 \mu H$	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
$C_{eq}$	$2 \text{ nF}$	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
$r_c$	$0.1 \Omega$	ความต้านทานในตัวเก็บประจุ
$r_L$	$0.01 \Omega$	ความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำ
$L_{dc} (\Delta I_{dc} \leq 1.5 A)$	$50 \text{ mH}$	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
$C_{dc} (\Delta V_{dc} \leq 30 V)$	$500 \mu F$	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ของระบบที่พิจารณา (ต่อ)

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$R_1$	20Ω	ความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบัก์ตัวที่ 1
$R_2$	20Ω	ความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบัก์ตัวที่ 2
$R_{dc}$	500Ω	ความต้านทานที่เชื่อมต่อกับวงจรกรอง

จากรูปที่ 5.3 แสดงผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี ( $V_{dc}$ ) แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัก์ชุดที่ 1 ( $V_{o1}$ ) แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัก์ชุดที่ 2 ( $V_{o2}$ ) โดยทำการกำหนดแรงดันเอาต์พุต ( $V_{dc}^*$ ) ไว้ที่ 100 V และทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัก์ชุดที่ 1 ( $V_{o1}^*$ ) และ ชุดที่ 2 ( $V_{o2}^*$ ) จาก 60 V ไปเป็น 65 V ที่เวลา 1.4 วินาที และ จาก 30 V ไปเป็น 35 V ที่เวลา 2.2 วินาทีตามลำดับ

รูปที่ 5.3 ผลการตอบสนอง  $V_{dc}$ ,  $V_{o1}$  และ  $V_{o2}$  ของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 5.1

จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่พิจารณาดังสมการที่ (5.4) พบว่าเมื่อไม่มี  $r_c$  ในแบบจำลองผลการตอบสนองของระบบที่ได้จากแบบจำลองยังคงมีลักษณะเหมือนกับผลตอบสนองของระบบจริงที่ได้จากการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ซึ่งแบบจำลองในคอมพิวเตอร์มี  $r_c$  ประกอบด้วย จากผลการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าค่าพารามิเตอร์  $r_c$  ไม่มีผลต่อพลวัตของระบบแสดงได้ดังรูปที่ 5.3 ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ที่พิจารณา  $r_c$  ก็มีความสามารถในการอธิบายพฤติกรรมของระบบได้อย่างถูกต้องแม่นยำ จากผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกันกับการจำลองบนคอมพิวเตอร์ ทั้งในสถานะชั่วคราว และสถานะอยู่ตัว ดังนั้นจึงยืนยันได้ว่าการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ร่วมกันระหว่างวิธีคิวิ และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปของระบบไฟฟ้าที่ในรูปที่ 5.1 นั้นมีความถูกต้องแม่นยำจึงสามารถนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าวมาทำการวิเคราะห์เสถียรภาพโดยอาศัย ทฤษฎีบทค่าเจาะจง ซึ่งรายละเอียดแสดงได้ในหัวข้อที่ 5.2.6 ต่อไป

#### 5.2.6 การวิเคราะห์เสถียรภาพ

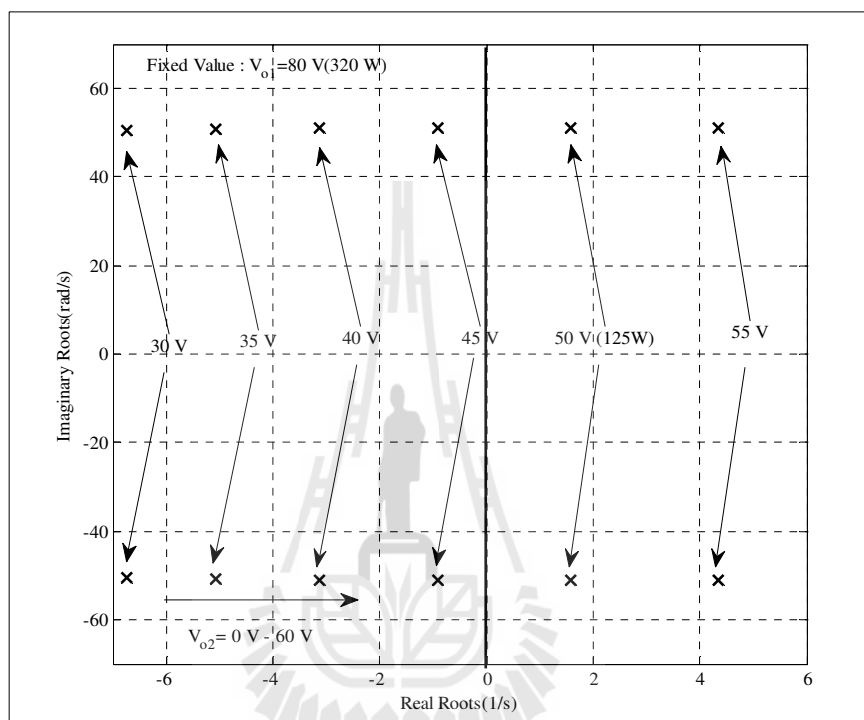
แบบจำลองเชิงพลวัตของระบบในรูปที่ 5.1 ที่ได้จากสมการที่ (5.5) มีความสำคัญอย่างยิ่งสำหรับการศึกษาและการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบเนื่องจากโหนดที่นำมาต่อเข้ากับระบบนั้นเป็นโหนดกำลังไฟฟ้าคงตัวซึ่งสามารถทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้ ดังนั้น การวิเคราะห์เสถียรภาพจะอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจงมาทำการทำนายผลการขาดเสถียรภาพของระบบค่าเจาะจงสามารถคำนวณได้จากเมตริกซ์จาโคเบียน  $A(x_0, u_0)$  ตามสมการที่ (5.8)

$$\det[\lambda I - A] = 0 \quad (5.8)$$

ระบบจะยังคงมีเสถียรภาพ ถ้า

$$\text{real } \lambda_i < 0 \quad (5.9)$$

การตรวจสอบเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 5.1 ค่าจะจงสามารถคำนวณได้จากแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นมีทั้งหมด 16 ตัว โดยค่าจะจงสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพจะพิจารณาเฉพาะ ค่าจะจงที่มีอิทธิพล (dominant eigenvalue) เท่านั้นแสดงได้ดังรูปที่ 5.4

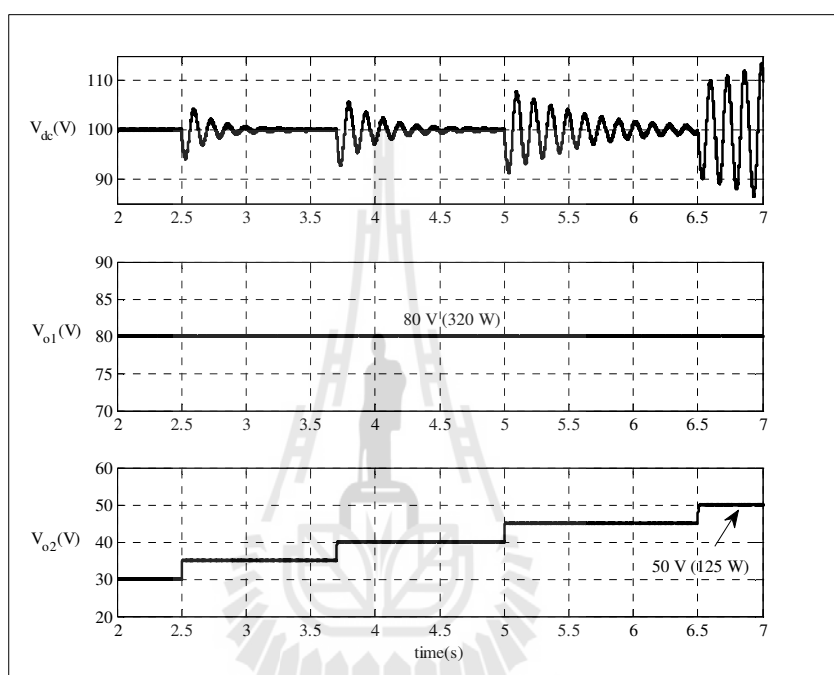


รูปที่ 5.4 ค่าจะจงที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพ

จากรูปที่ 5.4 เป็นการพิจารณาผลการเปลี่ยนแปลงของโหลด วงจรแปลงผันแบบบัก์ชดที่ 2 โดยการเพิ่มแรงดันจาก 0V - 60 V และกำหนดแรงดันของวงจรแปลงผันแบบบัก์ชดที่ 1 คงที่ที่ 80 V (320 W) ระบบจะขาดเสถียรภาพเมื่อผลรวมของโหลดทั้ง 2 ชุด ( $P_{CPL,total}$ ) มีค่าเท่ากับ 445 W ซึ่งสามารถเขียนสมการได้ดังสมการที่ (5.10)

$$P_{CPL,total} = \frac{V_{o1}^2}{R_1} + \frac{V_{o2}^2}{R_2} \quad (5.10)$$

สำหรับรูปที่ 5.5 แสดงผลการจำลองสถานการณ์การขาดเสถียรภาพของระบบบนคอมพิวเตอร์ เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้จากทฤษฎี จากผลการจำลองสถานการณ์พบว่า ระบบเกิดสภาวะการทำงานที่ขาดเสถียรภาพ เมื่อปรับแรงดันของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ซูดที่ 2 ไปที่ 50 V (125 W) และคงค่าแรงดันของวงจรบัคค์ซูดที่ 1 ไว้ที่ 80 V (320 W) ซึ่งสอดคล้องกับผลการวิเคราะห์เสถียรภาพจากทฤษฎีค่าจะจงที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.4

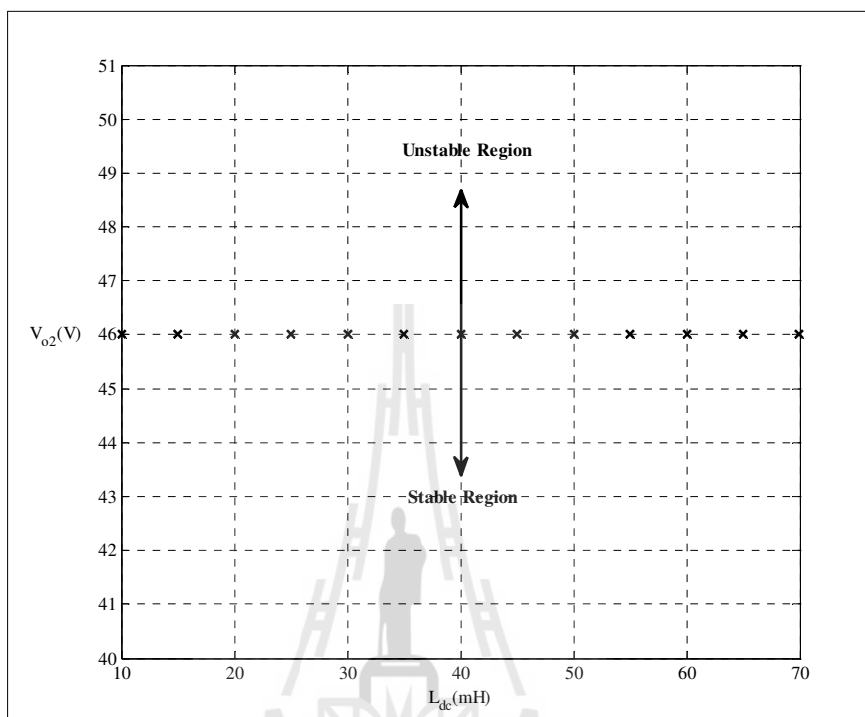


รูปที่ 5.5 ผลการจำลองสถานการณ์การขาดเสถียรภาพ

### 5.3 การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่มีผลต่อเสถียรภาพของระบบ

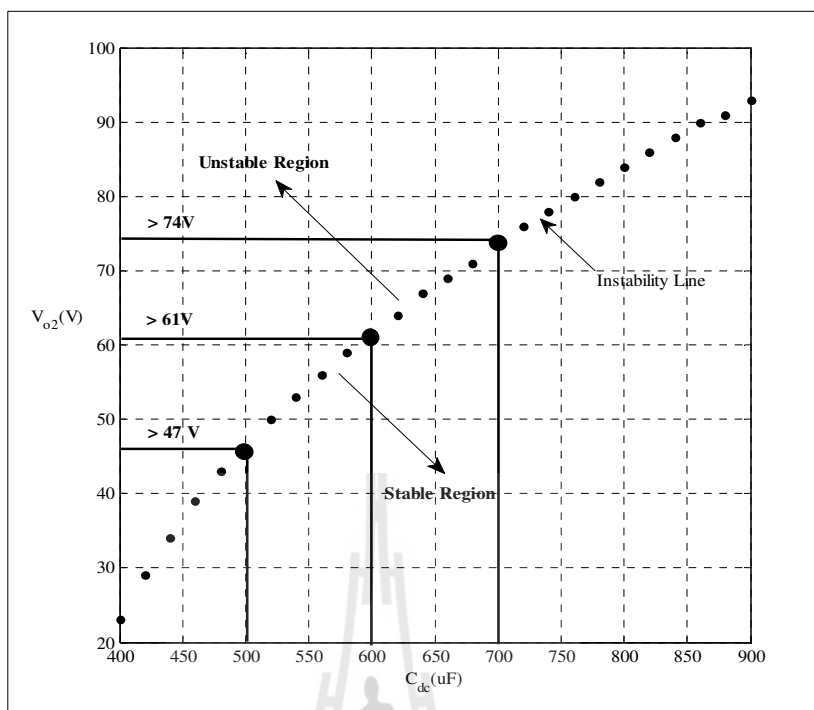
ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการประยุกต์ใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในการศึกษาผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่มีต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 5.1 ซึ่งค่าพารามิเตอร์  $L_{dc}$  และ  $C_{dc}$  ของวงจรกรอง รวมถึงแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมกระแสไฟฟ้า ( $\omega_{ni\_rectifier}$ ) และแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า ( $\omega_{nv\_rectifier}$ ) ที่สามารถกำหนดได้ด้วยการออกแบบทางวิศวกรรม ดังนั้น จึงเป็นสิ่งที่น่าสนใจสำหรับการศึกษเกี่ยวกับผลกระทบการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่มีต่อเสถียรภาพของระบบ ในส่วนแรกนี้ศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ในส่วนของวงจรกรองโดยจะทำการเปลี่ยนแปลงค่า  $L_{dc}$  จาก 10 mH ถึง 70 mH และกำหนด

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบให้คงที่แสดงได้ดังตารางที่ 5.1 ซึ่งพบว่าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า  $L_{dc}$  สังเกตได้ว่าไม่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบแสดงการเปลี่ยนแปลงได้ดังรูปที่ 5.6

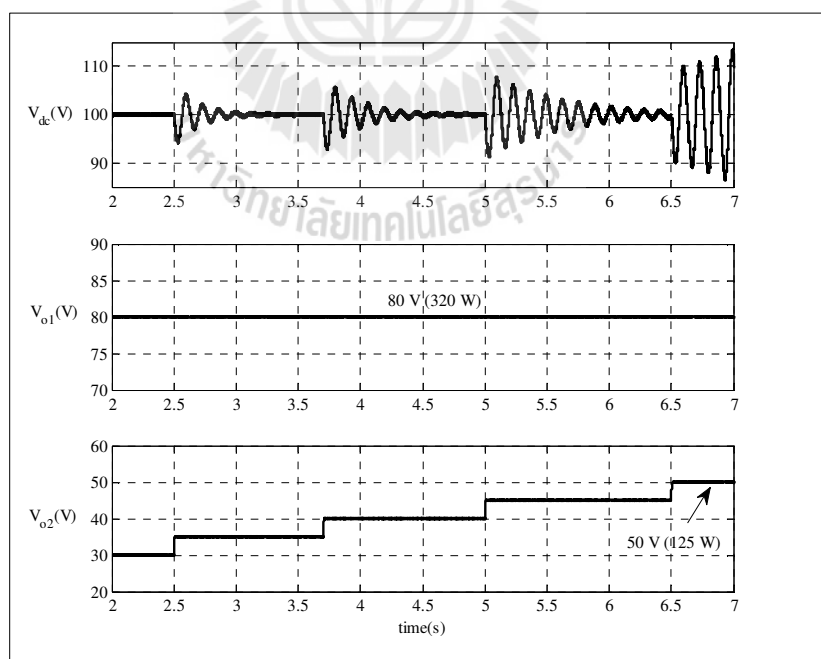


รูปที่ 5.6 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_{dc}$  ที่มีผลต่อเสถียรภาพ

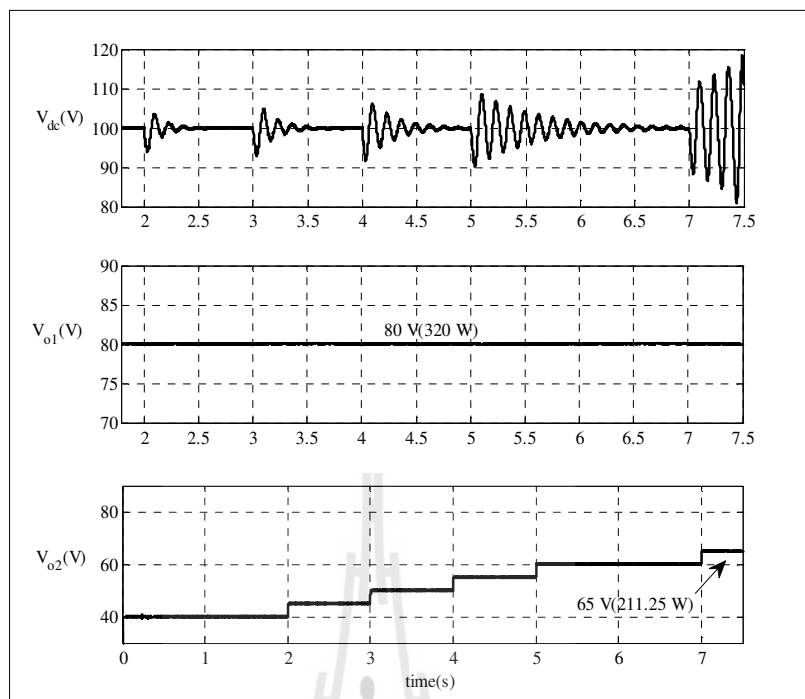
ในส่วนที่สองนี้จะเป็นการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $C_{dc}$  ว่ามีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ จะเห็นได้ว่าเสถียรภาพของระบบมีแนวโน้มที่เพิ่มขึ้นเมื่อ  $C_{dc}$  เพิ่มขึ้นจาก  $400\mu\text{F}$  ถึง  $900\mu\text{F}$  โดยทำการคงค่าพารามิเตอร์ของระบบแสดงได้ดังตารางที่ 5.1 ซึ่งการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 5.7 จึงได้ทำการพิสูจน์และยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพโดยได้ทำการพิจารณาที่ค่า  $C_{dc}$  เท่ากับ  $500\mu\text{F}$   $600\mu\text{F}$  และ  $700\mu\text{F}$  ตามลำดับและนำค่าดังกล่าวไปทำการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ แสดงผลการจำลองดังรูปที่ 5.8 ถึง 5.10 ตามลำดับการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สามารถนำมาวิเคราะห์เสถียรภาพและทำนายจุดการขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้อง นอกจากนี้ยังสามารถแสดงขอบเขตเสถียรภาพของระบบเมื่อ  $C_{dc}$  เปลี่ยนแปลงได้อีกด้วย



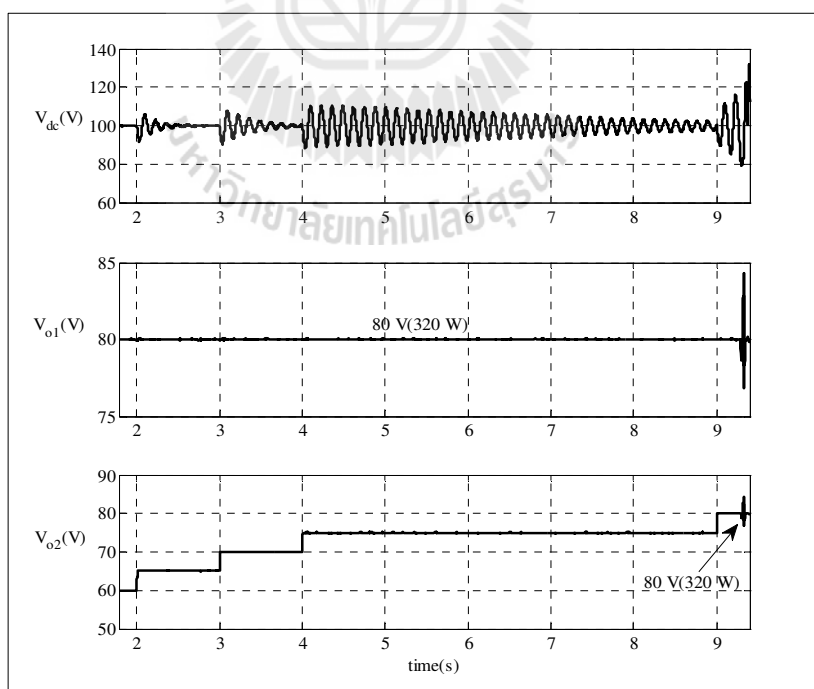
รูปที่ 5.7 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $C_{dc}$  ที่มีต่อเสถียรภาพ



รูปที่ 5.8 ผลการขาดเสถียรภาพที่ ( $P_{CPL,total} = 445\text{ W}$ ) เมื่อกำหนดให้  $C_{dc} = 500\ \mu\text{F}$



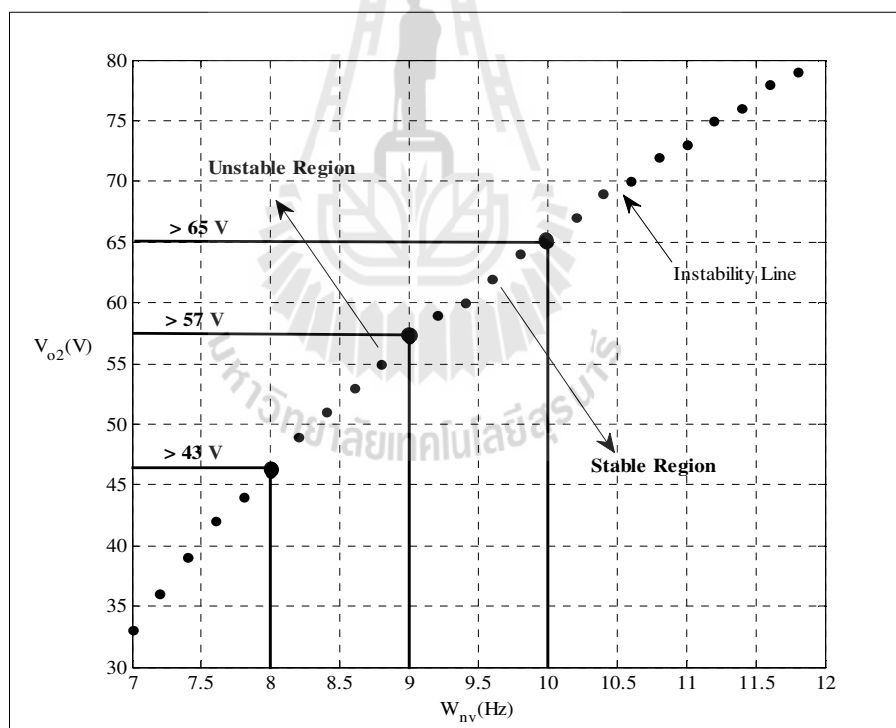
รูปที่ 5.9 ผลการขาดเสถียรภาพที่ ( $P_{CPL,total} = 531.25 W$ ) เมื่อกำหนดให้  $C_{dc} = 600 \mu F$



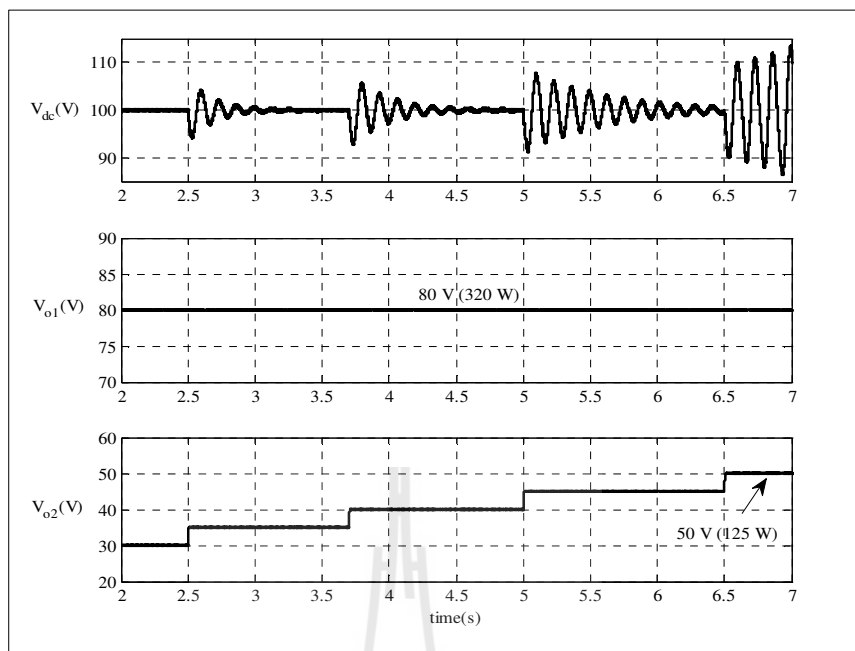
รูปที่ 5.10 ผลการขาดเสถียรภาพที่  $P_{CPL,total} = 640 W$  เมื่อกำหนดให้  $C_{dc} = 700 \mu F$



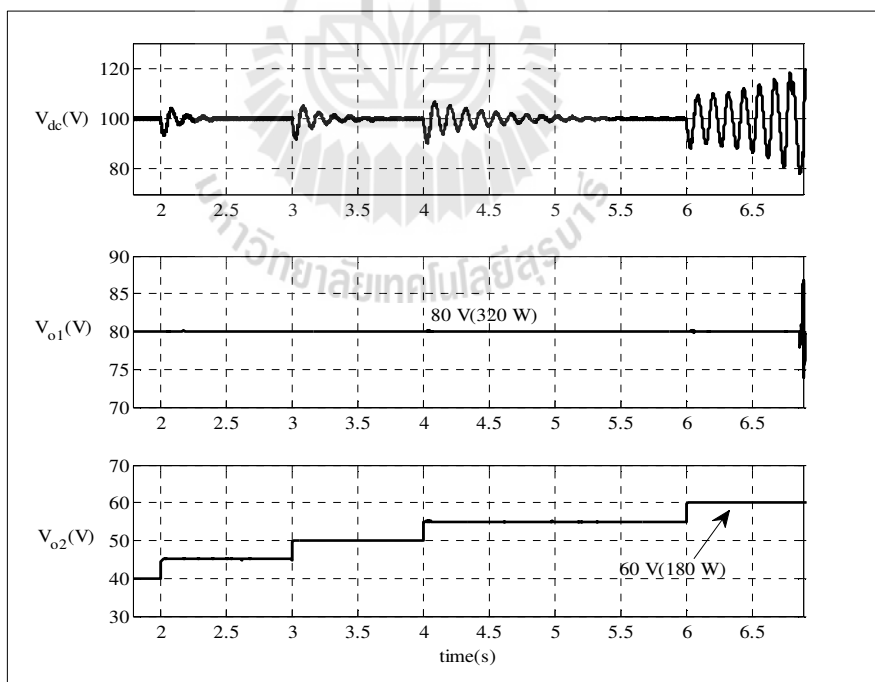
ในส่วนที่สามนี้จะเป็นการศึกษาการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์สำหรับระบบควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบพีไอ ( $\omega_{nv\_rectifier}$ ) จะทำการเปลี่ยนแปลงค่าแบนด์วิดท์จาก 7 ถึง 12 Hz โดยกำหนดให้คงค่า  $\omega_{ni\_rectifier}$  เท่ากับ  $2\pi \times 50 \text{ rad/s}$ ,  $\zeta_{i\_rectifier} = \zeta_{v\_rectifier} = 0.8$  และค่าพารามิเตอร์ของระบบแสดงได้ดังตารางที่ 5.1 พบว่าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์แรงดันไฟฟ้า ทำให้เกิดผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบซึ่งแสดงผลการเปลี่ยนแปลงได้ดังรูปที่ 5.11 และได้ยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพดังกล่าวด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์โดยจะทำการเปลี่ยนแปลงที่ค่าแบนด์วิดท์  $\omega_{nv\_rectifier}$  เท่ากับ 8 9 และ 10 Hz ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 5.12 ถึง 5.14 จากการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวพบว่า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สามารถคาดการณ์การทำงานที่ทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้อง และยังแสดงให้เห็นว่าความถี่ธรรมชาติของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่เพิ่มสูงขึ้นจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพที่สูงขึ้น ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงความถี่ธรรมชาติของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้ามีผลต่อเสถียรภาพของระบบอย่างมีนัยสำคัญ



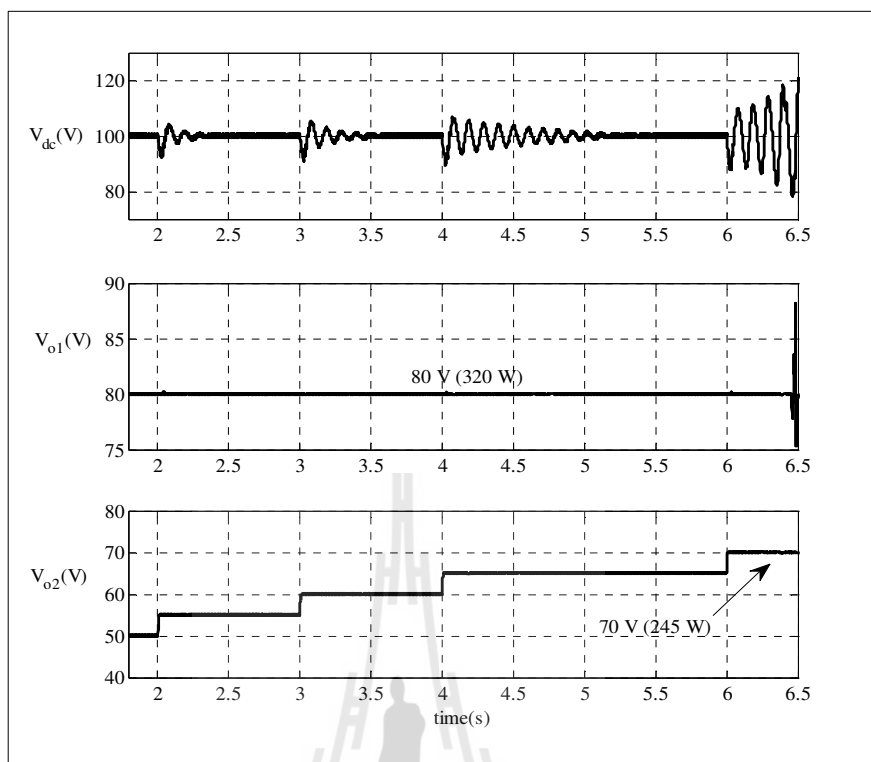
รูปที่ 5.11 ผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของตัวควบคุม  $\omega_{nv\_rectifier}$  ที่มีต่อเสถียรภาพ



รูปที่ 5.12 การจำลองสถานการณ์ตรวจสอบผลการวิเคราะห์สำหรับ  $\omega_{nv\_rectifier} = 2\pi \times 8$  rad/s

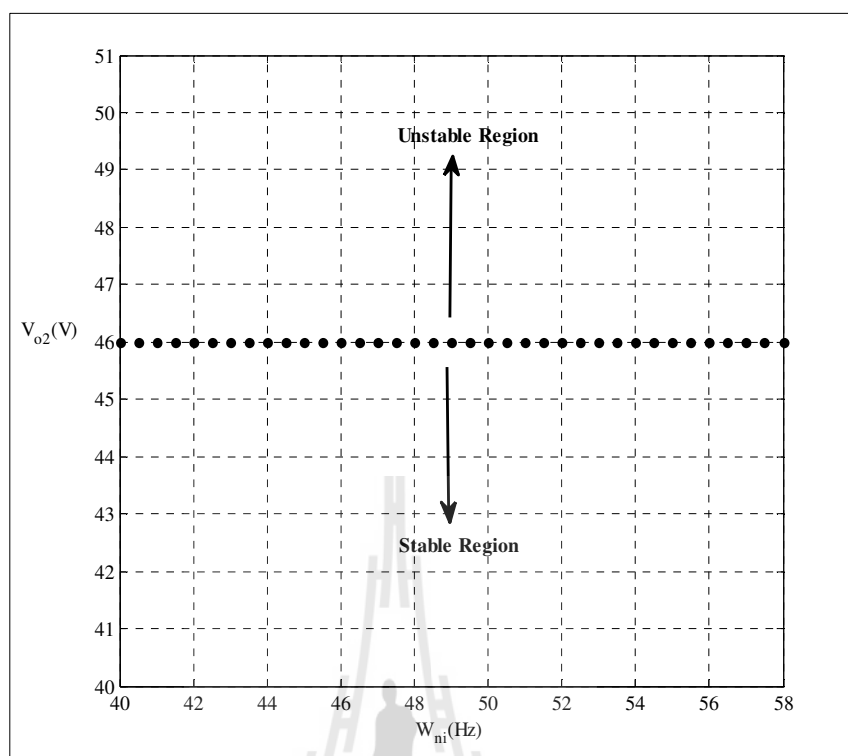


รูปที่ 5.13 การจำลองสถานการณ์ตรวจสอบผลการวิเคราะห์สำหรับ  $\omega_{nv\_rectifier} = 2\pi \times 9$  rad/s



รูปที่ 5.14 การจำลองสถานการณ์ตรวจสอบผลการวิเคราะห์สำหรับ  $\omega_{nv\_rectifier} = 2\pi \times 10 \text{ rad/s}$

ในส่วนที่สี่นี้ศึกษาการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมกระแสไฟฟ้า ( $\omega_{ni\_rectifier}$ ) โดยจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าจาก 40 Hz ถึง 58 Hz โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าคงค่าที่  $\omega_{nv\_rectifier}$  เท่ากับ  $2\pi \times 10 \text{ rad/s}$ ,  $\zeta_{i\_rectifier} = \zeta_{v\_rectifier} = 0.8$  และค่าพารามิเตอร์ของระบบแสดงดังตารางที่ 5.1 สำหรับผลการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าแสดงได้ดังรูปที่ 5.15 นี้แสดงขอบเขตเสถียรภาพของระบบเมื่อค่าแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าเปลี่ยนแปลง ซึ่งผลการวิเคราะห์เสถียรภาพ พบว่า แบนด์วิดท์ของตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าไม่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ



รูปที่ 5.15 ผลการเปลี่ยนแปลงความถี่ธรรมชาติของตัวควบคุมกระแสไฟฟ้า  $\omega_{ni\_rectifier}$

#### 5.4 สรุป

เนื้อหาในบทนี้นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีตัวควบคุมแบบพีไอและโพลเป็นวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งชานกัน โดยใช้วิธีร่วมกันระหว่างวิธีคิ่วและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป จึงได้อาศัยความรู้จากการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้รับการนำเสนอไปแล้วในบทที่ 3 และ 4 และการทำให้เป็นเชิงเส้นของเทย์เลอร์จึงทำให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น ที่พิจารณารอบจุดการทำงานสำหรับค่าในสภาวะคงตัวที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์และการวิเคราะห์เสถียรภาพ สามารถคำนวณได้จากทฤษฎีการไหลของกำลังไฟฟ้า การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองอาศัยการเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ซึ่งสังเกตได้ว่า ผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบมีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกันกับผลการจำลองบนคอมพิวเตอร์ทั้งในสภาวะชั่วครู่ และสภาวะอยู่ตัว ดังนั้นแบบจำลองของระบบถือว่าเป็นแบบจำลองที่มีความถูกต้อง และสามารถนำแบบจำลองของระบบไปคาดเดาจุดขาดเสถียรภาพของระบบได้ โดยจะอาศัยทฤษฎีค่าเจาะจงซึ่งผลการคำนวณค่าเจาะจงจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สามารถคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ นอกจากนี้ยังได้ศึกษาการ

เปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ที่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบจากผลการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้ามีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ โดยการเพิ่มความถี่ธรรมชาติของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพเพิ่มขึ้น นอกจากนี้แล้วการเพิ่มค่า  $C_{dc}$  ของวงจรกรองยังมีส่วนช่วยเพิ่มเสถียรภาพของระบบเช่นเดียวกัน โดยได้รับการยืนยันผลการศึกษาดังกล่าวด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีตัวควบคุม ที่มีโพลเป็นวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งชานกันสามารถนำไปคาดเดาจุดที่จะทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างแม่นยำ อย่างไรก็ตาม การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ อาจจะยังไม่เพียงพอต่อความน่าเชื่อถือ ดังนั้นผู้วิจัยจึงต้องสร้างชุดทดสอบสำหรับยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพให้มีความน่าเชื่อถือมากขึ้น ซึ่งการสร้างชุดทดสอบนำเสนอในบทที่ 6 ต่อไป



## บทที่ 6

### การสร้างชุดทดสอบ

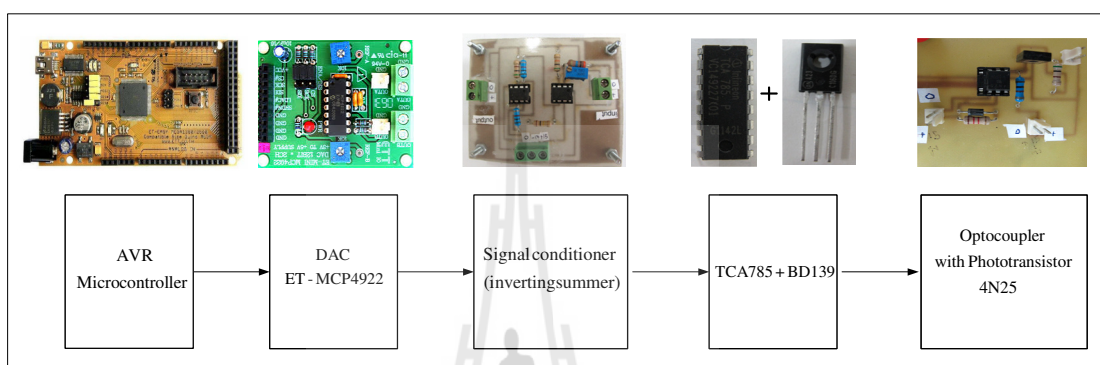
#### 6.1 บทนำ

สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพที่อาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง โดยคำนวณค่าเจาะจงจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ สามารถคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ โดยการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์อาจไม่เพียงพอต่อความน่าเชื่อถือ ดังนั้น ผู้วิจัยจำเป็นต้องทำการสร้างชุดทดสอบขึ้นมา เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพให้มีความน่าเชื่อถือยิ่งขึ้น โดยจะทำการสร้างชุดทดสอบแบ่งออกเป็น 5 ส่วน ในส่วนแรกการสร้างชุดจุดชนวนเกทสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อควบคุมมุมให้กับไทรสเตอร์ สำหรับสร้างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีควบคุมแบบวงเปิดที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน ส่วนที่สองการสร้างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีควบคุมแบบวงปิดที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณีควบคุมแบบวงเปิด และการสร้างวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณีควบคุมแบบวงปิด ส่วนที่สามจะเป็นการสร้างชุดตรวจจ่ายกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า สำหรับสร้างตัวควบคุมผู้วิจัยได้ใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR รุ่น ET-EASY MEGA 1280 เป็นตัวควบคุม โดยตัวควบคุมจะใช้ตัวควบคุมแบบพีไอเป็นตัวควบคุมสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้และในส่วนของวงจรแปลงผันแบบบัคกัด้วยเช่นกัน ส่วนที่สี่จะเป็นการสร้างวงจรจุดชนวนเกทสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคกั ส่วนสุดท้ายจะเป็นการนำวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมและโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกัขนานกัน โดยจะได้อธิบายหลักการทำงานและนำเสนอผลการทดสอบในแต่ละวงจรอย่างละเอียดต่อไป

#### 6.2 วงจรจุดชนวนเกท

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีควบคุมแบบวงเปิดผู้ทำวิจัยจะใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นตัวสวิตช์ให้กับวงจร โดยจะใช้ไทรสเตอร์ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุต ด้วยเหตุนี้การที่ควบคุมให้ไทรสเตอร์มีการทำงานที่ถูกต้องตามความต้องการ จึงมีความจำเป็นต้องอาศัยวงจรจุดชนวนเกทที่ดีในการสร้างสัญญาณให้กับไทรสเตอร์ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรจุดชนวนทั้งหมด 6 ส่วน คือการสร้าง

สัญญาณดิจิทัลจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก (DAC: Digital to Analog Converter) โดยใช้ไอซีเบอร์ ET – MCP4922 วงจรปรับแต่งสัญญาณ (Signal Conditioner) วงจรสร้างพัลส์ด้วย TCA 785 ทรานซิสเตอร์สวิตช์ และวงจรแยกโคด ในแต่ละส่วนมีลักษณะการทำงานที่สัมพันธ์กันดังแสดงในแผนภาพดังรูปที่ 6.1 ซึ่งจะได้รับ การอธิบายเพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานดังนี้



รูปที่ 6.1 ส่วนประกอบของวงจรสร้างสัญญาณจุดชนวน

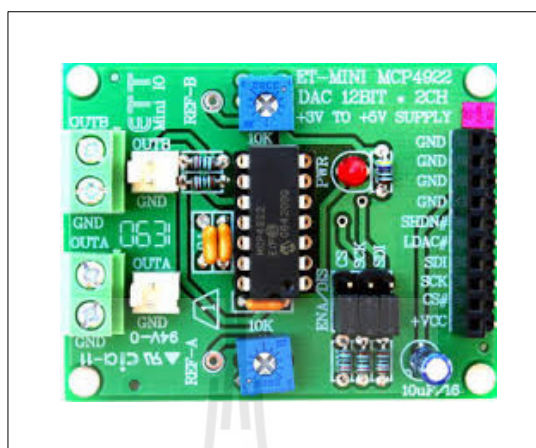
### การสร้างสัญญาณดิจิทัลจากไมโครคอนโทรลเลอร์

ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR เบอร์ Atmega1280 ส่วนรายละเอียดเกี่ยวกับไมโครคอนโทรลเลอร์จะแสดงในหัวข้อที่ 6.3.1 สำหรับการสร้างสัญญาณดิจิทัลจากไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำงานในการจัดการข้อมูลแบบบิตนั่นคือ 0 กับ 1 โดยในระบบดิจิทัล 0 คือลอจิกต่ำ (0 โวลต์) และ 1 คือ ลอจิกสูง (5 โวลต์) ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีตัวแปลงสัญญาณที่เป็นดิจิทัลให้เป็นสัญญาณแบบอนาล็อกโดยในงานวิจัยนี้จะใช้บอร์ด ET-MCP4922 ทำหน้าที่ในการแปลงสัญญาณดิจิทัลที่ได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์ให้เป็นสัญญาณแบบอนาล็อก เพื่อสามารถสร้างคันเอาต์พุตที่ระดับแรงดันได้ตั้งแต่ 0 – 5 V โวลต์โดยโปรแกรมจะแสดงไว้ในภาคผนวก ง.1

### การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก (DAC: Digital to Analog converter) โดยใช้บอร์ด ET-MCP4922

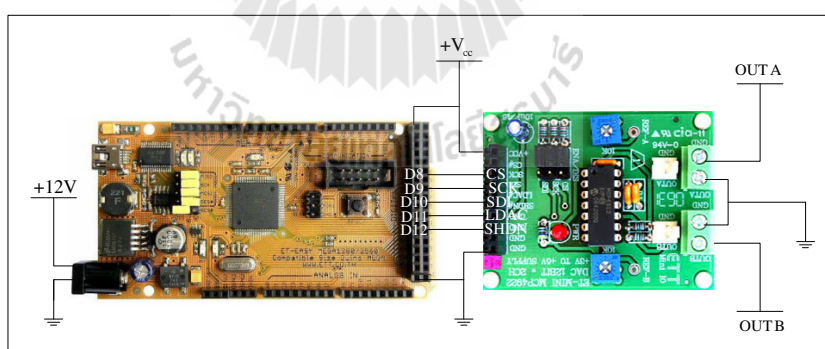
การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกในงานวิจัยนี้จะใช้บอร์ด ET-MCP4922 แสดงได้ดังรูปที่ 6.2 ซึ่งไอซีแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแรงดันแบบอนาล็อก ขนาดความละเอียด 12 บิต (0 - 4095) มีเอาต์พุต 2 ช่อง มีการส่งข้อมูล Digital input ด้วย SPI ซึ่งรองรับ Clock ได้ถึง 20

MHz โดยที่ ET-MCP4922 จะทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ตัวรับ (Slave) เพื่อรับข้อมูลจากอุปกรณ์ตัวส่ง (Master) ในที่นี้คือไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 6.2 บอร์ด MCP4922

สำหรับการเชื่อมต่อบอร์ด ET-MCP4922 กับ ไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นจะแสดงได้ในรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 การเชื่อมต่อไมโครคอนโทรลเลอร์กับบอร์ด MCP4922

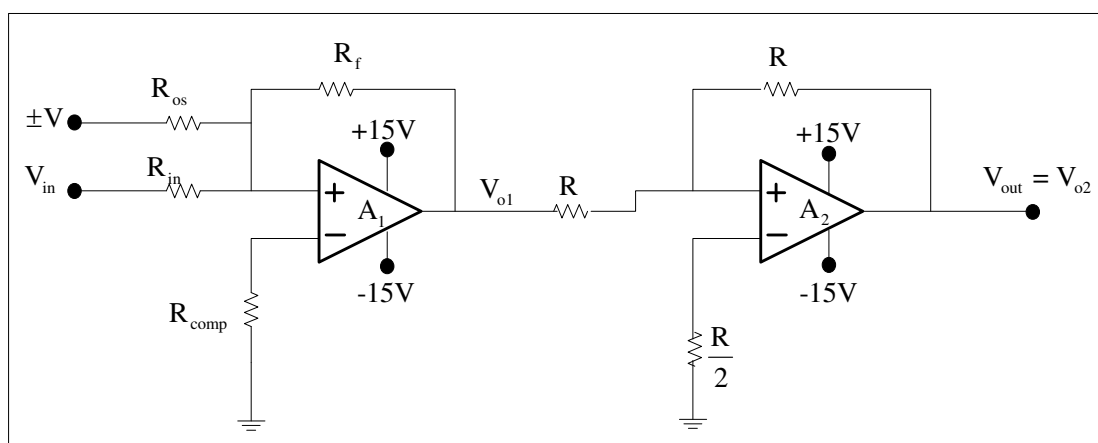
- ขา +V<sub>cc</sub> และ GND ใช้ต่อเข้ากับ V<sub>cc</sub> และ GND ของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ควบคุม ซึ่งรองรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงได้ตั้งแต่ 2.7V – 5.5V



- ขา 8 ของไมโครคอนโทรลเลอร์เชื่อมต่อกับขา CS ของบอร์ด MCP4922 ซึ่งขา CS หมายถึง ขาเลือกการทำงานหากต้องการให้ MCP4922 ทำงานตลอดเวลา ต้องกำหนดให้มี logic ต่ำตลอดเวลา
- ขา 9 ของไมโครคอนโทรลเลอร์เชื่อมต่อเข้ากับขา SCK ของบอร์ด MCP4922 ซึ่งขา SCK จะเป็นขาสำหรับรับข้อมูล Clock (SPI) จากภายนอกเข้ามา
- ขา 10 ของไมโครคอนโทรลเลอร์เชื่อมต่อเข้ากับขา SDI ของบอร์ด MCP4922 ซึ่งขา SDI หมายถึง ขา data สำหรับรับข้อมูลแบบ Serial จากภายนอกเข้ามา
- ขา 11 ของไมโครคอนโทรลเลอร์เชื่อมต่อเข้ากับขา LDAC ของบอร์ด MCP4922 ซึ่งขา LDAC จะทำงานที่ Logic low ซึ่งจะทำหน้าที่โหลดข้อมูลที่ ถูก convert แล้วส่งออกไปที่ขา Output
- ขา 12 ของไมโครคอนโทรลเลอร์เชื่อมต่อเข้ากับขา SHDN ของบอร์ด MCP4922 ซึ่งขา SHDN จะทำงานที่ Logic low ทำหน้าที่ปิดการทำงาน (Shutdown )บอร์ด MCP4922 ฉะนั้นหากจะให้ MCP4922 ทำงานต้องสั่งให้ ขา 12 มี logic high เสมอ
- ขา OUTA และ OUTB เป็นขา Output สำหรับต่อสัญญาณ Analog ที่ได้ไปใช้งาน

#### วงจรการปรับแต่งสัญญาณโดยใช้วงจรรวมปรับแต่งสัญญาณ

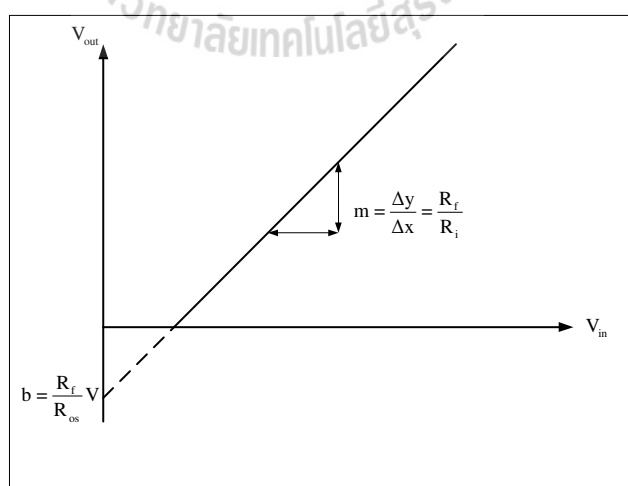
วงจรปรับแต่งสัญญาณใช้เพื่อทำการปรับปรุงสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากบอร์ด MCP4922 เพื่อให้มีขนาดที่เหมาะสมก่อนการนำไปเปรียบเทียบกับวงจรตรวจจับศูนย์ (Zero crossing) โดยจะใช้ไอซี TCA785 ในการควบคุมมุมจุดขนวนให้แก่ไทรสเตอร์ต่อไป โดยวงจรที่ใช้เป็นวงจรรวมแบบกลับขั้วสัญญาณแสดงได้ดังรูปที่ 6.4



รูปที่ 6.4 วงจรปรับแต่งสัญญาณ

- หลักการของวงจรปรับแต่งสัญญาณ

วงจรปรับแต่งสัญญาณเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการปรับความชัน (Slope) และตำแหน่งศูนย์ (Zero) โดยจะปรับแต่งสัญญาณเอาต์พุตกับอินพุตให้มีความสัมพันธ์เป็นไปตามเงื่อนไขที่ระบบต้องการ วงจรปรับค่าความชันและตำแหน่งศูนย์ประกอบไปด้วยวงจรรวมสัญญาณแบบกลับขั้ว (Inverting Summer,  $A_1$ ) และวงจรรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier,  $A_2$ ) ที่มีอัตราขยายเป็น -1 ดังนั้นอัตราขยายแรงดันมีค่าเท่ากับ  $A_1$  และกราฟคุณสมบัติระหว่างแรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  กับแรงดันอินพุต  $V_{in}$  แสดงได้ดังรูปที่ 6.5



รูปที่ 6.5 ผลของการปรับความชันและตำแหน่งศูนย์

สามารถวิเคราะห์วงจรปรับแต่งสัญญาณในรูปที่ 6.4 แสดงได้ดังสมการที่ (6.1)

$$V_{o1} = - \left[ \left( \frac{R_f}{R_i} \right) V_{in} + \left( \frac{R_f}{R_{os}} \right) V \right] \quad (6.1)$$

จากนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก  $A_1$  จะถูกป้อนให้เป็นสัญญาณอินพุตของ  $A_2$  ซึ่งเป็นวงจรที่มีอัตราขยายเท่ากับ -1 ทำให้แรงดันเอาต์พุตของ  $A_2$  แสดงได้ดังสมการที่ (6.2)

$$V_{out} = V_{o2} = (-1)V_{o1} = \left[ \left( \frac{R_f}{R_i} \right) V_{in} + \left( \frac{R_f}{R_{os}} \right) V \right] \quad (6.2)$$

จากสมการที่ (6.2) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{out}$  กับ  $V_{in}$  ของวงจรในรูปสมการเส้นตรง ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับรูปแบบทั่วไปของสมการเส้นตรงจะได้

$$y = mx + b \quad (6.3)$$

โดยที่  $m = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_f}{R_i}$  คือ ค่าความชันของกราฟหรืออัตราขยายของวงจร

$$b = \left[ \frac{R_f}{R_{os}} \right] V \quad \text{คือ จุดตัดแกน } y \text{ ของกราฟหรือตำแหน่งศูนย์}$$

การปรับค่าความชันสามารถทำได้จากการปรับ  $R_f$  หรือ  $R_i$  ของวงจร และตำแหน่งศูนย์จะทำการปรับได้จาก  $R_{os}$  หรือ  $V_{os}$

#### - การออกแบบวงจรปรับแต่งสัญญาณ

จากที่กล่าวข้างต้นในหลักการของวงจรปรับแต่งสัญญาณ การปรับแต่งสัญญาณนั้นจะต้องออกแบบที่ความชัน และจุดตัดแกน  $y$  เพื่อให้เกิดเป็นสมการเส้นตรงชุดใหม่ขึ้นมา ซึ่งจะกลายเป็นวงจรหรือสมการตามที่ต้องการได้ เมื่อนำค่าแรงดันที่สร้างจากบอร์ด MCP4922 ค่าแรงดันที่บอร์ดสร้างได้ค่าที่สูงสุดคือ 3.0 mV และค่าที่บอร์ดสร้างแรงดันได้มากที่สุดคือ 4.90 V ซึ่งยังมีขนาดไม่เพียงพอที่จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อยที่สร้างจากไอซีเบอร์ TCA785 ซึ่งค่าที่

เหมาะสมจะต้องมีค่าต่ำสุดเท่ากับ 0 V และค่าสูงที่สุดคือ 10 V โดยจะทำการหาค่าความชันได้จากสมการ (6.4) ดังนี้

$$m = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} = \frac{V_{out(max)} - V_{out(min)}}{V_{in(max)} - V_{in(min)}} = \frac{10 - 0}{4.9 - 0.003} = 2.041 \quad (6.4)$$

เมื่ออัตราส่วนของวงจรมีค่า

$$m = \frac{R_f}{R_i} = 2.041$$

เลือก  $R_f = 100\Omega$  จะสามารถหาค่า  $R_i \approx 50\Omega$

สามารถหาสมการจุดตัดแกน y ได้จากสมการที่ (6.3) หรือสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังสมการที่ (6.5)

$$V_{out} = mV_{in} + b \quad (6.5)$$

เมื่อ  $V_{in} = 0.003V, V_{out} = 0V$  แทนค่าลงสมการที่ (6.5)

$$0V = (2.041)(0.003) + b$$

$$b = -0.006123$$

สามารถหาค่า  $R_{os}$  จาก  $b = \left[ \frac{R_f}{R_{os}} \right] V$  โดยให้ค่า  $v = -15V$  เป็นแรงดันลบออฟเซตของวงจร

$$R_{os} = \frac{R_f}{b} V$$

$$= \frac{100(-15)}{-0.006123} = 245.09k\Omega$$

เลือก  $R_{os} = 200k\Omega$  และ  $R_{comp}$  หาได้จาก

$$R_{comp} = R_f \parallel R_i \parallel R_{os} \approx 100\Omega$$

จากค่าความต้านทานที่ได้คำนวณมาสามารถนำมาแทนค่าเพื่อหาค่าแรงดันเอาต์พุตจากสมการที่ (6.2) ได้ดังนี้

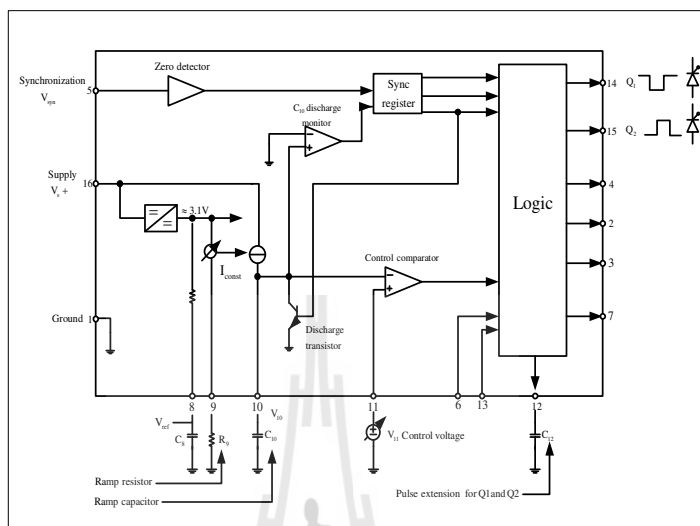
$$\begin{aligned} V_{\text{out}} = V_{02} &= (-1)V_{01} = \left[ \left( \frac{R_f}{R_i} \right) V_{\text{in}} + \left( \frac{R_f}{R_{\text{os}}} \right) V \right] \\ &= \frac{100}{50}(4.9) + \frac{100\Omega}{200k\Omega}(-15) \\ &= 10V \end{aligned}$$

จากค่าพารามิเตอร์ของวงจรปรับแต่งสัญญาณที่คำนวณได้นั้นแรงดันที่ออกมาจากวงจรปรับแต่งสัญญาณมีค่าต่ำสุด 0 V และแรงดันสูงสุดที่ได้มีค่า 10V จากแรงดันที่ได้นี้จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพื้นเลื้อยที่ได้จากวงจร TCA785 เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ไปควบคุมมุมจุดชนวนให้แก่ตัวไทรสเตอร์ต่อไป

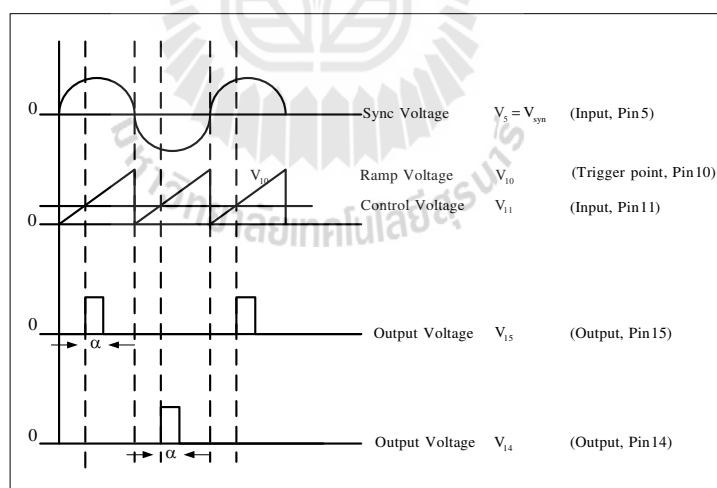
### ไอซี TCA 785

คุณสมบัติของไอซี TCA 785 ผลิตโดยบริษัท Siemens ประเทศสหพันธ์เยอรมัน ใช้งานควบคุมเฟสโดยเฉพาะ หรือใช้ได้กับระบบไฟฟ้า 1 เฟสและ 3 เฟส สามารถปรับมุมจุดชนวนเกทได้ตั้งแต่  $0^\circ$  ถึง  $180^\circ$  และสามารถสร้างสัญญาณลักษณะของพัลส์ได้หลายแบบ ตามลักษณะของโหลด เช่น Single short pulse, Continuous pulse, Long pulse เป็นต้น ใช้งานได้ดีในย่านความถี่ระหว่าง 10Hz ถึง 500Hz โดยการทำงานของวงจรรวม TCA 785 พิจารณาแผนภาพกรอบแสดงโครงสร้างภายใน TCA 785 ซึ่งเป็นวงจรรวมแบบ LSI 16 ขา บรรจุตัวถังพลาสติกคังรูปที่ 6.6 จะเห็นว่าขา 16 คือ  $+V_s$  รับแรงดันไบแอสในย่าน  $+8V_{\text{dc}}$  ถึง  $+18V_{\text{dc}}$  โดยขา 1 เป็นจุดกราวด์แรงดันควบคุมภายในเป็นแรงดันอ้างอิง คือ  $V_{\text{ref}} \approx 3.1V$  วัดได้ที่ขา 8 โดยตัว  $C_8$  ทำหน้าที่ป้องกันสัญญาณรบกวน ขา 5 คือสัญญาณรับแรงดันซิงโครไนซ์ ( $V_{\text{syn}}$ ) ซึ่งเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่ต่อกับวงจรกำลัง โดยต่อนิวตรอนเข้าที่ขา 1,  $R_9$  คือตัวต้านทานสร้างสัญญาณลาดเอียงและ  $C_{10}$  คือตัวเก็บประจุสัญญาณลาดเอียงต่อเข้าที่ขา 9 และขา 10 ตามลำดับ ค่าของ  $C_{10}$  มีค่าในย่าน 500nF ถึง  $1\mu F$  และ  $R_9$  มีค่าที่เหมาะสมในช่วง  $3k\Omega$  ถึง  $300k\Omega$  ค่า  $R_9$  และ  $C_{10}$  จะเป็นตัวกำหนดขนาดของสัญญาณลาดเอียง ( $V_{10}$ ) ถ้า  $R_9$  และ  $C_{10}$  มีค่ามาก ความลาดเอียงของ  $V_{10}$  มีค่ามากตามไปด้วย ขา 11 ของ TCA 785 คือขาที่ต่อแรงดันควบคุมเป็นแรงดันไฟตรงปรับค่าได้ แรงดันควบคุม ( $V_{11}$ ) นี้จะป้อนเข้าที่ขาบวก (+) ของออปแอมป์เปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 6.6 โดยเทียบแรงดัน  $V_{10}$  เพื่อกำหนดขนาดของมุม

จุดขนวน แสดงได้ดังรูปที่ 6.7 จะเห็นว่าสัญญาณพัลส์ของวงจรมอเตอร์อยู่ที่ขา 14 และ 15 โดยพัลส์ที่ขา 15 จะทำงานในช่วง  $\omega t = 0^\circ - 180^\circ$  และพัลส์ที่ขา 14 จะทำงานที่  $\omega t = 180^\circ - 360^\circ$



รูปที่ 6.6 โครงสร้างภายในของวงจรมอเตอร์ TCA785

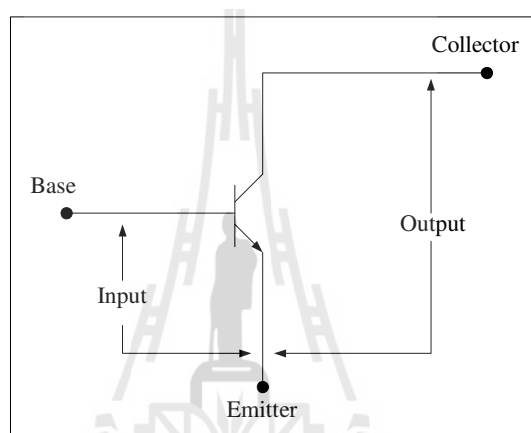


รูปที่ 6.7 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอินพุต และสัญญาณเอาต์พุตที่สำคัญของวงจรมอเตอร์ TCA785

### ทรานซิสเตอร์สวิตช์

ทรานซิสเตอร์ปรากฏในวงจรต่างๆอยู่มากมาย วงจรเหล่านั้นยังสามารถที่จะจำแนกออกเป็นกลุ่มได้ 3 แบบ คือ วงจรอิมิตเตอร์ร่วม C-E (common - emitter) วงจรเบสร่วม C-B (common - base) และวงจรคอลเลคเตอร์ร่วม C-C (common - collector) แต่สำหรับการทดลองในงานวิจัยนี้จะใช้เฉพาะวงจรอิมิตเตอร์ร่วม C-E (common - emitter) เท่านั้น

- วงจรอิมิตเตอร์ร่วม C-E (common - emitter)

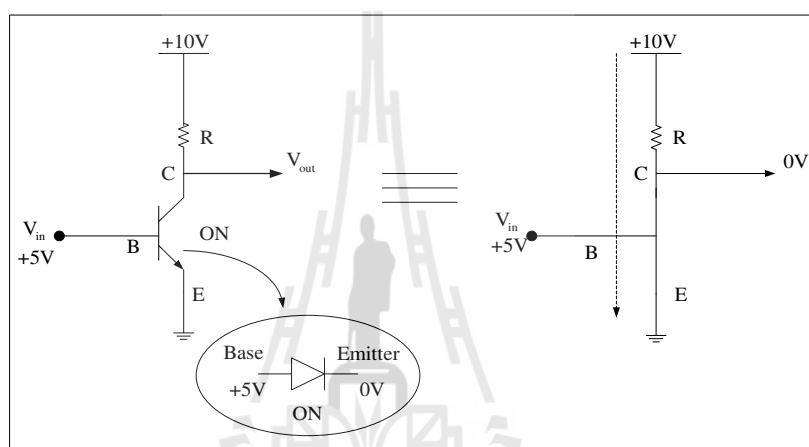


รูปที่ 6.8 วงจรอิมิตเตอร์ร่วม C-E (common-emitter)

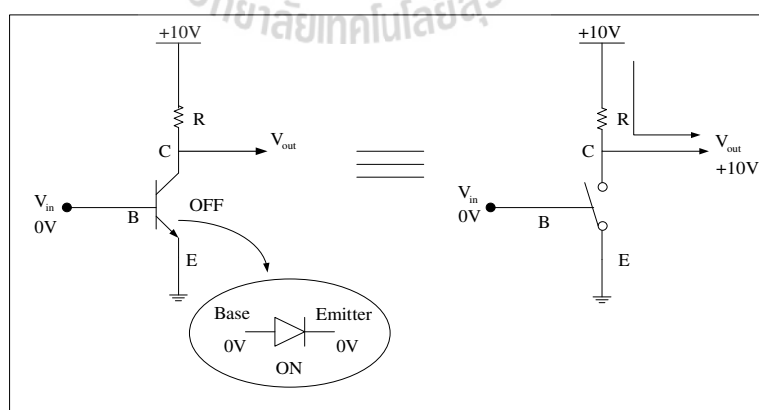
สำหรับวงจรตามรูปที่ 6.8 สัญญาณอินพุตจะป้อนเข้ามาระหว่างขาเบสและขาอิมิตเตอร์ ในขณะที่สัญญาณเอาต์พุตจะปรากฏระหว่างขาคอลเลคเตอร์ จากการจัดรูปแบบของวงจรในลักษณะนี้ จะเห็นว่าสัญญาณอินพุตจะเป็นตัวควบคุมกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ อีกนัยหนึ่งก็คือ เป็นการควบคุมกระแสคอลเลคเตอร์ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรด้วย ส่วนขาอิมิตเตอร์จะเป็นขาร่วม สำหรับงานวิจัยนี้ นอกจากจะสนใจการทำงานของทรานซิสเตอร์แบบวงจรอิมิตเตอร์ร่วมแล้ว ยังต้องสนใจการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่มีย่านการทำงานที่ตรงกับความต้องการของวงจรจุดชนวนเกทอีกด้วย เพราะเนื่องจากทรานซิสเตอร์นั้นมีย่านการทำงานอยู่ด้วยกัน 2 ย่าน คือ ย่านที่ทรานซิสเตอร์ทำงานเป็นสวิตช์ กับย่านที่ทรานซิสเตอร์ทำงานเป็นวงจรขยาย วงจรจุดชนวนเกทสำหรับงานวิจัยนี้จะใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีการทำงานเป็นแบบสวิตช์

- ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานเป็นสวิตช์

การนำทรานซิสเตอร์ไปใช้งานเป็นสวิตช์ในการเปิดปิดวงจรของทรานซิสเตอร์นั้น จะสามารถควบคุมได้โดยเบส – อิมิตเตอร์ไดโอด (B-E) ดังรูปที่ 6.9 เมื่อเบส – อิมิตเตอร์ไดโอดได้รับการจ่ายกระแสเบสให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสจนอยู่ในสภาวะอิ่มตัวแล้ว จะเกิดกระแสไหลผ่านรอยต่อคอลเลกเตอร์กับอิมิตเตอร์ เปรียบได้ว่ามีสวิตช์ระหว่างจุด C และ E อยู่ในสภาวะ ON ทำให้ทรานซิสเตอร์เกิดการทํางาน แรงดันที่เอาต์พุต ณ จุด C มีค่าเท่ากับ 0 V แต่ถ้เบส – อิมิตเตอร์ไดโอดได้รับไบแอสกลับทางทรานซิสเตอร์ก็จะอยู่ในสภาวะ OFF ทันทึ



รูปที่ 6.9 การทํางานของทรานซิสเตอร์แบบสวิตช์ที่อยู่สภาวะ ON



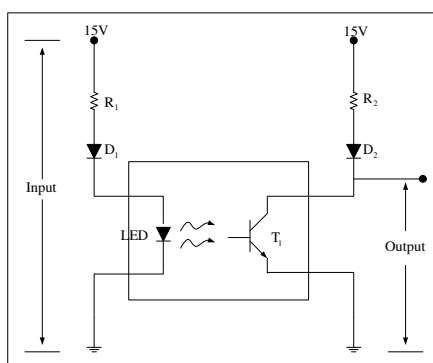
รูปที่ 6.10 การทํางานของทรานซิสเตอร์แบบสวิตช์ที่อยู่สภาวะ OFF



จากรูปที่ 6.5 เมื่อทำการหยุดจ่ายให้กระแสเบสแก่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์จะไม่สามารถทำงานเป็นสวิตช์ได้ กระแสคอลเลกเตอร์จะไม่ไหลผ่านรอยต่อไปสู่อิมิตเตอร์ ( $I_c = 0$ ) ขณะนี้ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะคัตออฟ เปรียบได้ว่าสวิตช์ระหว่างจุด C และ E เปิดสวิตช์ระหว่างจุด C และ E อยู่ ดังนั้นเมื่อมีการเปิดสวิตช์จึงส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ไม่สามารถนำกระแสไฟฟ้าได้ ทำให้แรงดันเอาต์พุตที่จุด C มีค่าเท่ากับ  $V_{cc}$  ในที่นี้คือ 10 V ซึ่งการทำงานทั้งสองโหมดของทรานซิสเตอร์นี้จะได้นำไปใช้ในการกลับเฟสของสัญญาณพัลส์เพื่อนำไปควบคุมไทรสเตอร์ต่อไป

### ออปโตคัปเปิลอร์ (4N25)

ออปโตคัปเปิลอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ประกอบไปด้วย LED ซึ่งปกติเป็นชนิดอินฟราเรด และโฟโตทรานซิสเตอร์ หรือโฟโตไดโอด ที่ผลิตมาเป็นคู่กันรวมอยู่ในตัวถังเดียวกัน จากรูปที่ 6.11 เป็นวงจรใช้งานพื้นฐานของออปโตคัปเปิลอร์ โดยด้าน LED จะเป็นอินพุตของวงจร และด้านโฟโตทรานซิสเตอร์เป็นเอาต์พุตของวงจร จากรูปเมื่อมีแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไหลผ่าน  $R_1$  และ  $D_1$  มายัง LED อยู่ในสภาวะ ON เกิดการเปล่งแสงขึ้นที่ตัว LED แสงนั้นจะไปกระตุ้นที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ ทำให้ได้แรงดันที่เอาต์พุตตามแผนภาพวงจรดังแสดงไว้ในรูปที่ 6.6 นอกจากนี้ เอาต์พุตของวงจรถูกควบคุมได้โดยส่วนอินพุตของวงจร แต่ทั้งสองส่วนแยกออกจากกันทางไฟฟ้าอย่างสิ้นเชิง (เป็นหลักการสำคัญของออปโตคัปเปิลอร์ในการแยกโคดสำหรับวงจร) สำหรับงานวิจัยนี้ออปโตคัปเปิลอร์ถือเป็นตัวที่มีความสำคัญในการส่งสัญญาณเชื่อมต่อระหว่างวงจรด้านแรงต่ำ (สัญญาณที่จุดชนวนเกท) กับวงจรด้านแรงสูง (ไทรสเตอร์ที่ปรากฏในส่วนของวงจรกำลัง)

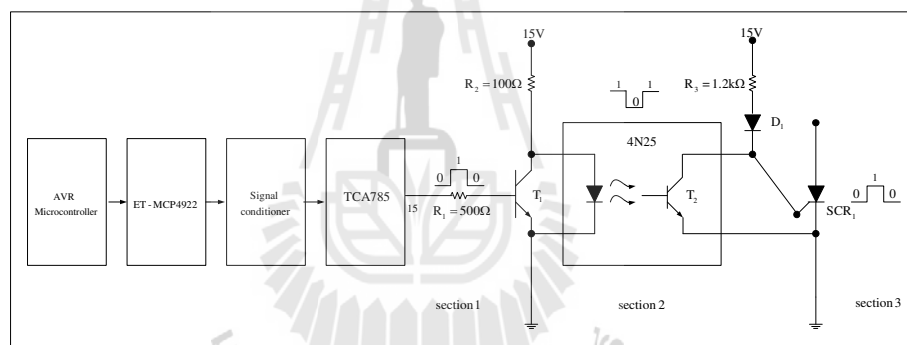


รูปที่ 6.11 วงจรออปโตคัปเปิลอร์พื้นฐาน

- หลักการทำงานของวงจรจุดชนวนเกท

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อข้างต้นเป็นการอธิบายหลักการทำงานของอุปกรณ์ต่างๆที่ปรากฏในส่วนของวงจรจุดชนวน ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงหลักการทำงานของวงจรจุดชนวนเกทซึ่งจะอธิบายในส่วนของวงจรสร้างพัลส์ให้แก่ตัวไทรสเตอร์เป็นส่วนสำคัญโดยจะพิจารณาจากวงจร TCA785 ถึงวงจรออปโตคัปเปลอร์ (4N25) มีหลักการทำงานดังนี้

เมื่อไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันเท่ากับ 15V ต่อเข้ากับขา 16 เทียบกับกราวด์และไฟฟ้ากระแสสลับที่มีแรงดัน 220V ต่อเข้ากับขั้วของหม้อแปลงแล้วให้สัญญาณ  $V_{syn}$  เข้าที่ขา 5 ของวงจรเทียบกราวด์ จะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตออกมาทางขา 14 และ 15 ของไอซี TCA785 ดังที่ได้กล่าวไว้แล้ว ในที่นี้จะอธิบายวงจรเป็นตัวอย่างเฉพาะขา 15 สัญญาณขา 15 จะไหลเข้าสู่ทรานซิสเตอร์  $T_1$  ออปโตคัปเปลอร์ 4N25 และไทรสเตอร์ SCR1 ตามลำดับ เมื่อพิจารณาตามรูปที่ 6.12 สามารถอธิบายหลักการทำงานได้ดังนี้



รูปที่ 6.12 หลักการทำงานของวงจรจุดชนวนเกท

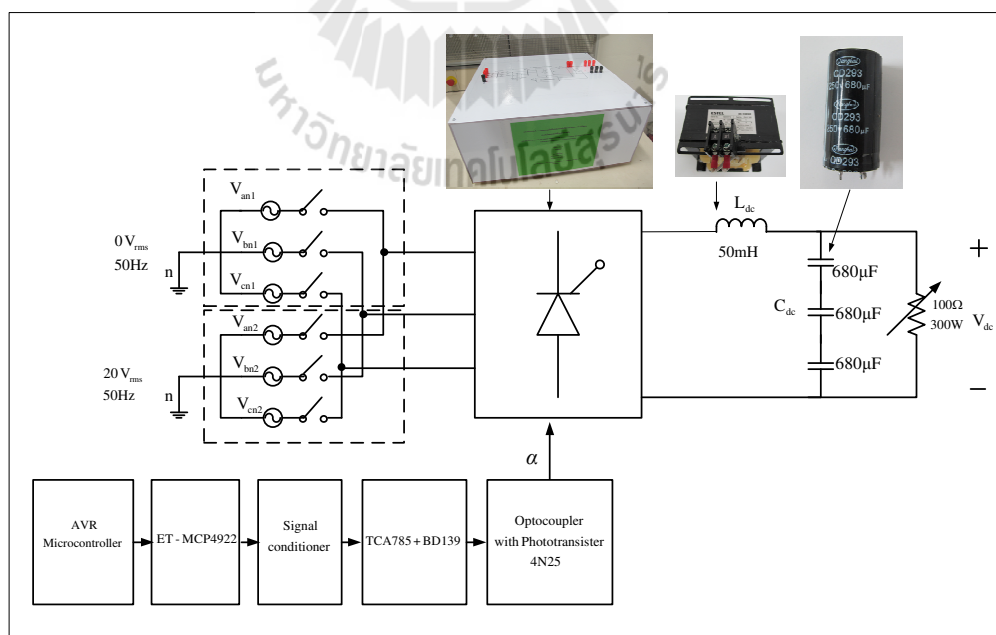
จากรูปที่ 6.12 จะเห็นว่าบริเวณส่วนที่ 1 เมื่อสัญญาณพัลส์มี logic = 0 ทรานซิสเตอร์ที่มีย่านการทำงานแบบสวิตช์จะไม่ทำงาน (สวิตช์ปิด) ดังนั้นไฟฟ้ากระแสตรง 15V ก็ จะไหลผ่าน  $R_2$  ไปที่ LED ของออปโตคัปเปลอร์ บริเวณส่วนที่ 2 เปรียบเสมือนมีสัญญาณ logic = 1 ส่งผลให้ LED เกิดการเปล่งแสงแล้วไปกระตุ้นการทำงานให้ทรานซิสเตอร์  $T_2$  ทำให้ ทรานซิสเตอร์มีการทำงานแบบสวิตช์ปิด เมื่อทรานซิสเตอร์เป็นแบบสวิตช์ปิดไฟฟ้ากระแสตรง 15V บริเวณส่วนที่ 2 ด้านเอาต์พุตของออปโตคัปเปลอร์ จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์และลงสู่กราวด์ทันทีไม่ไหลเข้าสู่ขาเกตของเอสซีอาร์บริเวณส่วนที่ 3 ดังนั้นจะทำให้สัญญาณที่ปรากฏอยู่ที่ขาเกตของเอสซีอาร์ขณะนั้นมีสัญญาณ logic = 0 คือไม่มีการทำงานเกิดขึ้นดังรูปที่ 6.12 ในทำนองเดียวกัน เมื่อพิจารณาสัญญาณพัลส์ logic = 1 ทรานซิสเตอร์  $T_1$  จะมีการทำงานเป็นสวิตช์แบบปิด

ดังนั้นไฟฟ้ากระแสตรง 15V จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $T_1$  แล้วลงสู่กราวด์ทันที ทำให้สัญญาณ logic ที่ออปโตคัปเปลอร์มีค่าเท่ากับ 0 ส่งผลให้ LED ภายในออปโตคัปเปลอร์ไม่เกิดการเปล่งแสง จึงทำให้ทรานซิสเตอร์  $T_2$  มีการทำงานเป็นสวิตช์แบบเปิด ส่งผลให้ไฟฟ้ากระแสตรง 15V ไหลเข้าสู่ขาเกทของทรานซิสเตอร์ ทำให้มีสัญญาณ logic = 1 ทรานซิสเตอร์จึงมีการทำงานเกิดขึ้น

สำหรับการสร้างวงจรจุดชนวนที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 6.2 จะได้สัญญาณพัลส์ไปควบคุมมุม ให้แก่ตัวทรานซิสเตอร์ที่นี้จะใช้เป็นวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมได้แบบบริดจ์ ซึ่งจะแสดงได้ให้เห็นในหัวข้อที่ 6.3 ต่อไป

### 6.3 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีควบคุมแบบวงเปิดที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน

การสร้างชุดทดสอบของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานแสดงดังรูปที่ 6.13 อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้จะใช้เป็นทรานซิสเตอร์เพื่อควบคุมควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรจากรูปที่ 6.13 ประกอบไปด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับค่าได้จำนวน 2 ชุด โดยมีตัวรีเลย์ (relay) ทำหน้าที่ปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีอุปกรณ์สวิตช์เป็นทรานซิสเตอร์ ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ และ โหลดตัวต้านทาน



รูปที่ 6.13 แผนภาพสำหรับการทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้

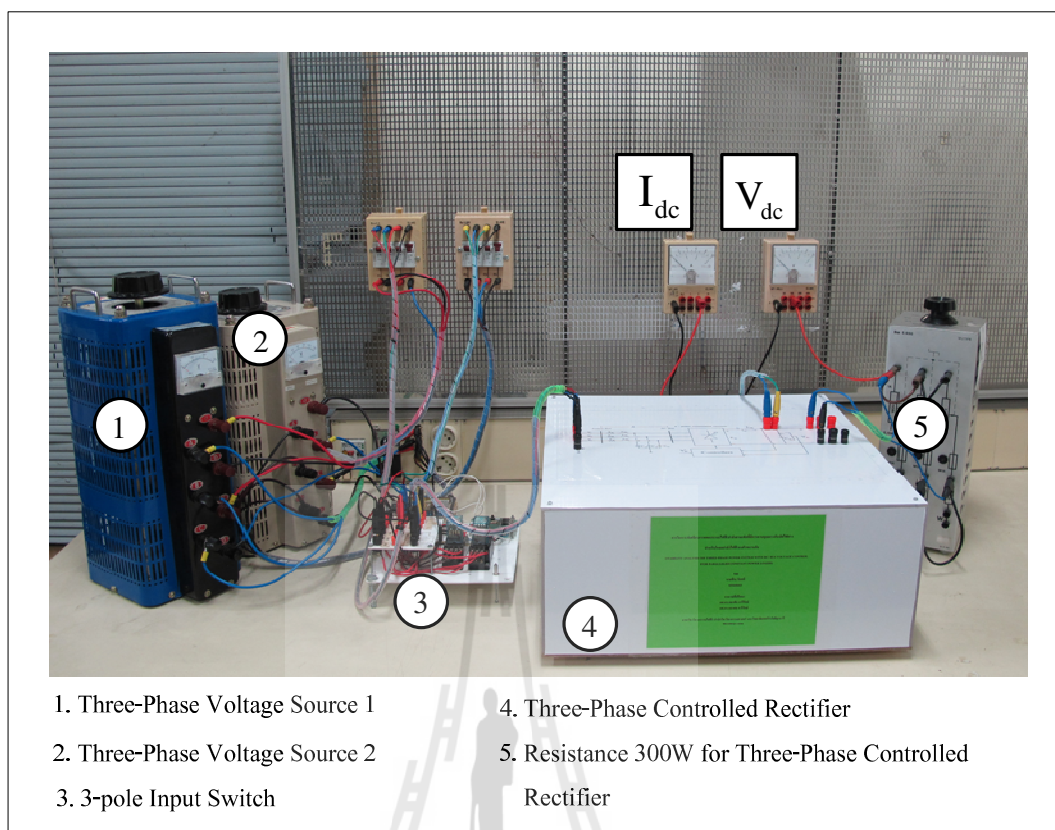
จากรูปที่ 6.13 ของการต่อวงจร จะสังเกตได้ว่ามีอินพุตที่จ่ายให้กับวงจรเรียงกระแสสามเฟส 2 ค่า เพื่อต้องการคุณลักษณะของระบบแรงดันไฟฟ้าดีซี ( $V_{dc}$ ) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตอย่างทันทีทันใดและผู้วิจัยยังได้นำผลที่ได้จากการทดสอบสำหรับรูปที่ 6.13 นี้ นำไปประยุกต์สำหรับการระบุเอกลักษณ์ของระบบได้อีกด้วย ซึ่งจะได้นำเสนอในบทที่ 7 ต่อไปสำหรับการคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ (Muhammad H. Rashid) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6.6) ดังนี้

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}V_m \cos\alpha}{\pi} \quad (6.6)$$

โดยที่  $V_m$  คือค่ายอดของแรงดันอินพุตต่อเฟสที่จ่ายให้กับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้

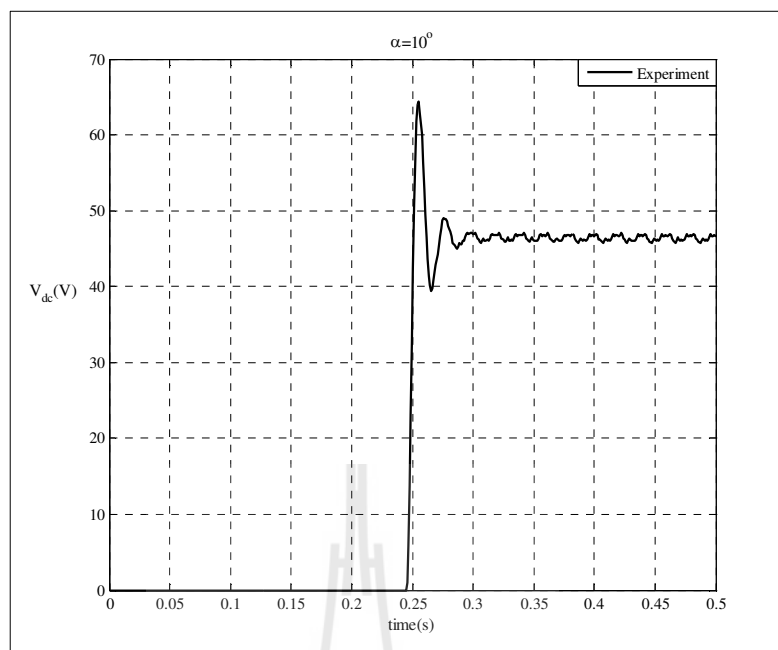
จากสมการที่ (6.6) สังเกตได้ว่าสามารถปรับเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงได้ด้วยการปรับมุมจุดชนวน  $\alpha$  ที่ได้จากชุดจุดชนวนที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 6.2

สำหรับการทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ ได้ทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตทันทีทันใดจาก  $0V_{rms}$  ไป  $20V_{rms}$  โดยโหลดของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้จะเป็นโหลดความต้านทาน  $100\Omega$  พิกัดกำลังสูงสุด  $300W$  และทำการปรับมุมจุดชนวนของไทรสเตอร์จาก  $\alpha$  เท่ากับ  $10^\circ$  ถึง  $30^\circ$  ซึ่งการทดสอบดังกล่าวจะต่อวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 6.14

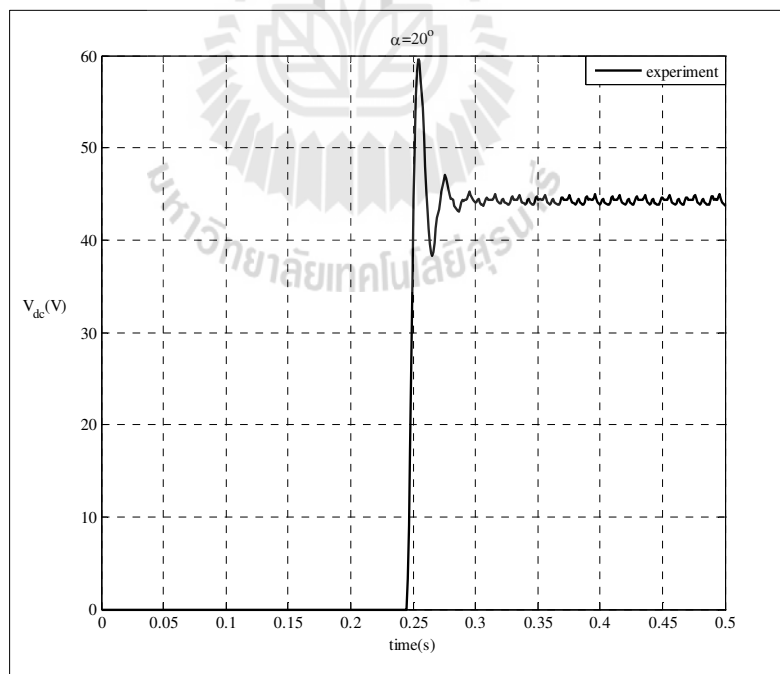


รูปที่ 6.14 ชุดทดสอบจริงสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้

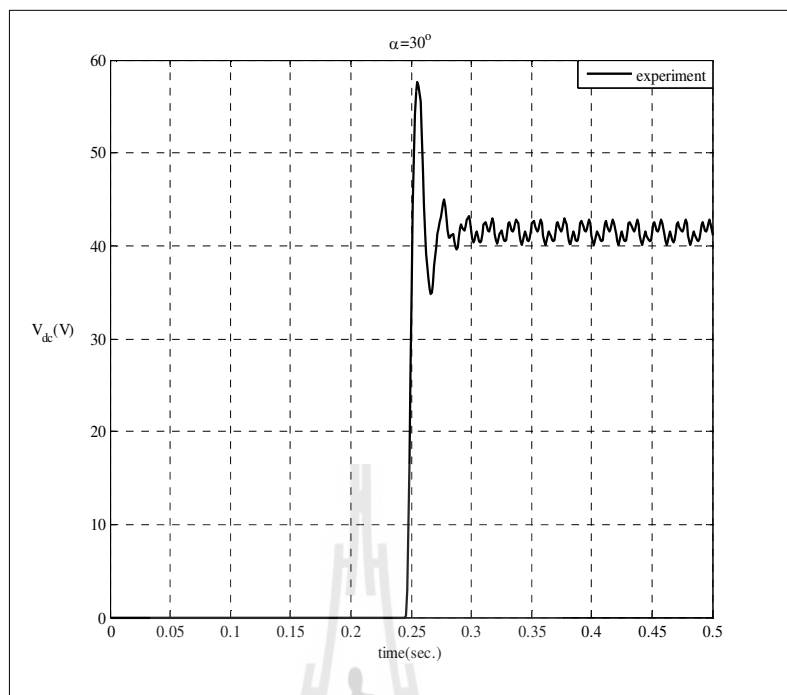
สำหรับรูปที่ 6.15 ถึงรูปที่ 6.17 แสดงผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตทันทีทันใดจาก  $0V_{rms}$  ถึง  $20V_{rms}$  ที่เวลา 0.25 วินาทีและปรับมุมจุดชนวน  $\alpha$  เท่ากับ  $10^\circ$  ถึง  $30^\circ$  ตามลำดับ



รูปที่ 6.15 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีเมื่อปรับมุมจุดชนวน  $\alpha$  เท่ากับ  $10^\circ$



รูปที่ 6.16 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีเมื่อปรับมุมจุดชนวน  $\alpha$  เท่ากับ  $20^\circ$



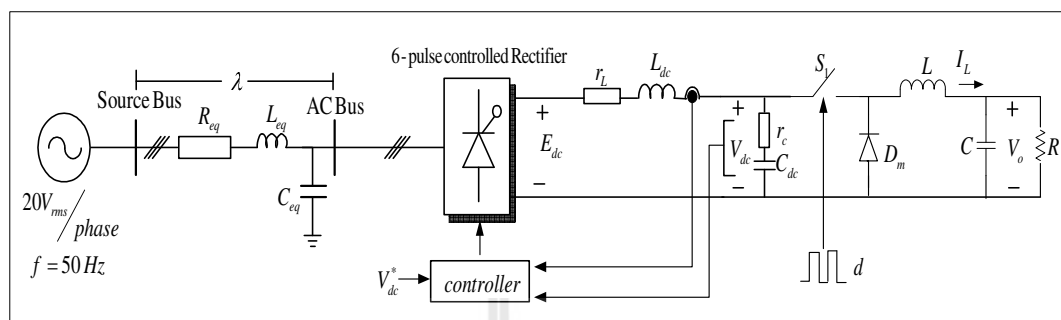
รูปที่ 6.17 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีเมื่อปรับมุมจุดชนวน  $\alpha$  เท่ากับ  $30^\circ$

จากรูปที่ 6.15 ถึง 6.17 แสดงผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีที่ได้ทำการทดสอบด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าสามเฟสจาก  $0V_{rms}$  ไป  $20V_{rms}$  ที่เวลา 0.25 วินาทีและทำการปรับมุมจุดชนวนจากมุม  $10^\circ$   $20^\circ$  และ  $30^\circ$  แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตดีซีที่ได้ค่าเท่ากับ 46.071 V 43.96 V และ 40.51 V ตามลำดับ ซึ่งแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตดีซีที่ได้สอดคล้องกับค่าที่คำนวณได้ดังสมการที่ (6.5) นอกจากผลการทดสอบดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าวงจรจุดชนวนเกทที่สร้างขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของไทรสเตอร์ได้

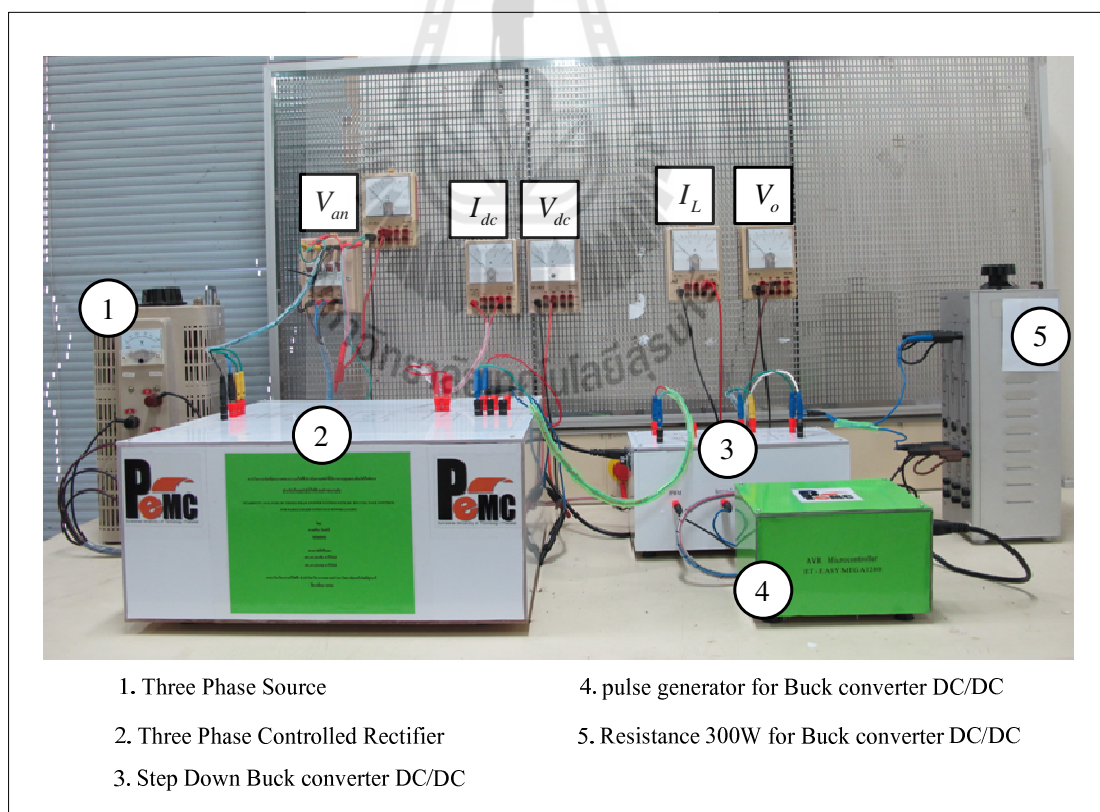
#### 6.4 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมพีไอและโหลดเป็น วงจรแปลงผันแบบบัคกักรณีไม่มีตัวควบคุม

สำหรับการต่อวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมและโหลดเป็น วงจรแปลงผันแบบบัคกักรณีไม่มีตัวควบคุมแสดงดังรูปที่ 6.18 ส่วนรูปการสร้างชุดทดสอบแสดง ได้ดังรูปที่ 6.19 ซึ่งมีส่วนประกอบของวงจรประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ ชุดตัว ควบคุมจะใช้บอร์ด AVR microcontroller ชุดวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณี และโหลดตัวต้านทานชุด ตรวจสอบกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ผู้วิจัยจะเลือกใช้สวิดซ์

สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้เป็นไทรสเตอร์เบอร์ T106D ส่วนสวิทช์สำหรับ  
วงจรแปลงผันแบบบัคก็จะใช้มอสเฟตเบอร์ IRF460



รูปที่ 6.18 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผัน  
แบบบัคก็กรณีไม่มีตัวควบคุม

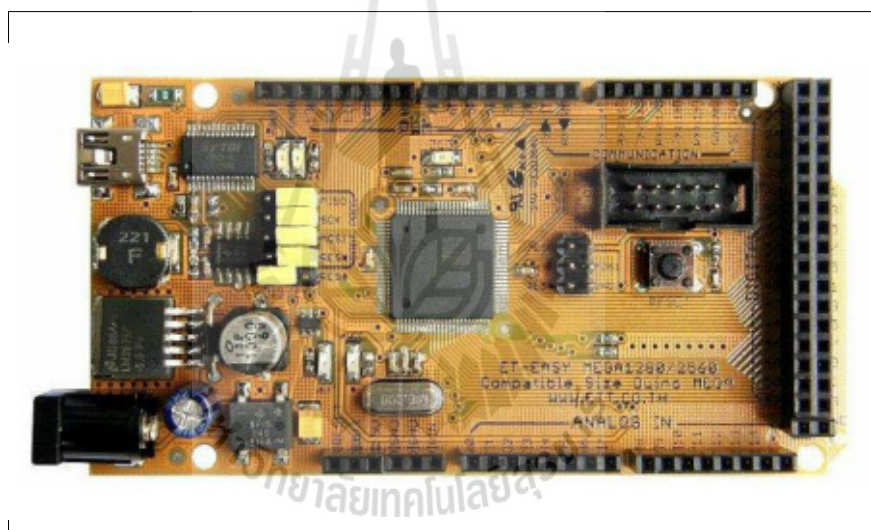


รูปที่ 6.19 ภาพชุดทดสอบสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมและ  
โหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคก็กรณีไม่มีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน



#### 6.4.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไมโครคอนโทรลเลอร์

บอร์ดรุ่น ET- EASY MEGA1280 (DUINO MEGA) ของบริษัทอีทีที ใช้ชิพไมโครคอนโทรลเลอร์ ATmega1280 ที่เป็นชิพตระกูล AVR ของบริษัท Atmel รองรับการเขียนโปรแกรมภาษาซีของ Arduino ที่เป็นหน่วยประมวลผลหลัก ซึ่งง่ายต่อการเขียนโปรแกรมสำหรับใช้งาน และสามารถรองรับการใช้งานได้หลากหลาย ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาให้ Arduino สามารถรองรับการใช้งานขนาดใหญ่ขึ้นโดยปรับปรุงโปรแกรมให้ใช้ชิพ AVR รุ่นใหญ่ขึ้น เพื่อให้จำนวนพอร์ตอินพุต, พอร์ตเอาต์พุต, พอร์ตดิจิตอล, พอร์ตอนาล็อก, พอร์ตสร้างสัญญาณ PWM และพอร์ตสื่อสารอนุกรม และขนาดความจำที่เพิ่มมากกว่าเดิม ทางอีทีทีจึงได้นำ ATmega1280 มาพัฒนาเป็นบอร์ดโดยใช้ชื่อว่า ET-EASY MEGA1280 ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 6.20 จำนวนพอร์ตต่าง ๆ จะแสดงได้ในภาคผนวก ค.1



รูปที่ 6.20 ชุดบอร์ด ET-EASY1280

คุณสมบัติที่สำคัญสำหรับบอร์ด ET-EASY MEGA1280

- เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิต ประสิทธิภาพสูงแต่ใช้พลังงานต่ำในตระกูล AVR
- สถาปัตยกรรมแบบ RISC
  - มีชุดคำสั่ง 135 คำสั่ง และส่วนใหญ่คำสั่งเหล่านี้จะใช้เพียง 1 สัญญาณนาฬิกาในการประมวลผลคำสั่ง

- มีรีจิสเตอร์สำหรับใช้งานทั่วไปขนาด 8 บิต จำนวน 32 ตัว
- ทำงานสูงสุดที่ 16 ล้านคำสั่งต่อวินาที (MIPS) เมื่อใช้สัญญาณนาฬิกา 16 เมกะเฮิรตซ์ (MHz)
- หน่วยความจำ
  - หน่วยความจำแฟลชสำหรับโหลดโปรแกรมขนาด 128 กิโลไบต์เขียน/ลบได้ 10,000 ครั้ง
  - หน่วยความจำแบบ EEPROM ขนาด 4 กิโลไบต์ เขียนลบได้ 100,000 ครั้ง
  - หน่วยความจำแรมชนิดแอสแรม (SRAM) ขนาด 8 กิโลไบต์
  - เก็บข้อมูลได้กว่า 20 ปีที่อุณหภูมิ 85°C และกว่า 100 ปีที่อุณหภูมิ 25°C
- มีระบบโปรแกรมตัวเองอยู่ในตัวชิพ
- สามารถทำการอ่านขณะเขียนได้จริง สามารถล๊อคการทำงานได้เพื่อความปลอดภัยของซอฟต์แวร์
- มีการเชื่อมประสานกับ JTAG (IEEE std.1149.1 compliant)
- คุณสมบัติเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอก
  - มีตัวตั้งเวลาและตัวนับขนาด 8 บิต จำนวน 2 ตัว ที่สามารถแยกโหมดการทำงานจากกันได้ 2 โหมด คือ Prescaler และ Capture
  - มีตัวตั้งเวลาและตัวนับขนาด 16 บิต จำนวน 4 ตัว ที่แยกโหมดการทำงานได้ 3 โหมด คือ Prescaler, Compare และ Capture
  - มีตัวนับเวลาจริง (Real Time Counter) ที่แยกวงจรกำหนดความถี่ได้
  - มี PWM จำนวน 12 ช่องสัญญาณ ที่สามารถกำหนดความละเอียดได้ 16 บิต
  - มีตัวปรับผลการเปรียบเทียบของเอาต์พุต
  - มีตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นดิจิตอลขนาด 10 บิต จำนวน 16 ช่องสัญญาณ
  - มีพอร์ตสื่อสารอนุกรมที่สามารถกำหนดอัตราการรับ/ส่งได้ 4 พอร์ต
  - เชื่อมประสานอนุกรมแบบ SPI ได้ทั้งการเป็นมาสเตอร์และสเลฟ (Master/Slave)

- มีการเชื่อมต่อประสานแบบอนุกรมด้วยสายสัญญาณ 2 เส้นแบบส่งข้อมูลแบบเรียงไบนารี (Byte Oriented)
  - มีตัวตั้งเวลาแบบวอตช์ดอกที่สามารถกำหนดการทำงานได้โดยสามารถแยกสัญญาณนาฬิกาได้จากตัวชิพ
  - มีตัวเปรียบเทียบสัญญาณอนาล็อกอยู่ในตัว
  - มีการรองรับการขัดจังหวะและการเวก-อัพ (Wake - up) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นกับขาชิพ
- คุณสมบัติพิเศษ
    - มีระบบเริ่มเมื่อมีการรีเซ็ตและมีระบบตรวจจับการเกิด บราวน์เอาต์ (Brown - out) ที่สามารถกำหนดการทำงานได้
    - มีตัวตรวจหาความเที่ยงตรงของออสซิลเลเตอร์อยู่ในตัว (Internal Calibrated Oscillator)
    - มีแหล่งการขัดจังหวะทั้งภายนอกและภายใน (External and Internal Interrupt Source)
    - มีโหมดการทำงานสลับ 6 แบบ คือ : Idle, ADC Noise Reduction, Power - save, Power - down, Standby, และ Extended Standby
  - อินพุต/เอาต์พุต และตัวถัง
    - มีขาของอินพุต/เอาต์พุตที่สามารถกำหนดการทำงานได้ 86 ขา
    - ตัวถังแบบ TQFP ชนิด 100 ขา
  - ช่วงอุณหภูมิที่ชิพทำงานได้  $-40^{\circ}\text{C}$  ถึง  $85^{\circ}\text{C}$
  - การใช้พลังงาน
    - โหมดการทำงาน : ที่ 1 MHz ต้องการแรงดัน 1.8V กระแส 500  $\mu\text{A}$
    - โหมดเพาเวอร์ดาวน์ (Power - down) ต้องการกระแสเพียง 0.1  $\mu\text{A}$  ที่แรงดัน 1.8V

การใช้งานพอร์ตสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล

ไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR พอร์ตแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลหรือ ADC (Analog to digital converter) ความละเอียดขนาด 10 บิต (10-bit resolution) ที่แรงดัน +5V ซึ่งหมายถึงเมื่อแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอลและจะได้ค่าตัวเลขอยู่ระหว่าง 0 – 1024 โดยมีพอร์ต ADC จำนวน 16 ช่องอินพุตสัญญาณ คือ ADC0-ADC15 สำหรับการใช้งานในงานวิจัยนี้ผู้วิจัยจะใช้เพียง

2 ช่องสัญญาณคือ ADC0 และ ADC1 โดยผลการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลคำนวณได้จากสมการที่ (6.7)

$$ADC = \frac{V_{sensor} 1024}{V_{ref}} \quad (6.7)$$

โดยที่  $V_{sensor}$  คือแรงดันจากเซนเซอร์

$V_{ref}$  คือแรงดันอ้างอิงจะถูกกำหนดไว้ที่ 5V

การสร้างสัญญาณ PWM กับ ไทเมอร์/เคาเตอร์ 1

การสร้างสัญญาณ PWM ด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ จะแบ่งออกเป็น 3 โหมดการทำงานได้แก่

- Fast PWM mode การทำงานในโหมดนี้เป็นการสร้างสัญญาณ PWM ความถี่สูง ซึ่งแตกต่างจากการสร้างสัญญาณ PWM แบบอื่น ด้วยวิธีการแบบสโลปเดียว (Single-Slope) เหมาะสำหรับนำไปใช้งานทางด้าน Power Regulation และงานทางด้านแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก(DAC) ข้อเสียคือ ไม่สามารถปรับความถี่ได้ตามต้องการ
- Phase Correct PWM Mode การทำงานในโหมดนี้เป็นการสร้างสัญญาณ Phase Correct PWM ความละเอียดสูง ด้วยวิธีการแบบสโลปคู่ (Dual-Slope) เหมาะสำหรับนำไปใช้งานด้านควบคุมมอเตอร์ ข้อเสียคือไม่สามารถปรับความถี่ได้ตามต้องการ
- Phase and Frequency Correct PWM การสร้างสัญญาณ Phase and Frequency Correct Pulse Width Modulation เป็นการสร้างเฟสและความถี่ของสัญญาณ PWM ความละเอียดสูง ซึ่งเป็นโหมดที่ใช้ในงานวิจัย วิทยานิพนธ์ โดยความถี่สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6.8)

$$f_{PWM} = \frac{f_{clk}}{2 \cdot N \cdot TOP} \quad (6.8)$$

โดยที่  $N$  คือค่าปริสเกลเลอร์ซึ่งมีค่า 1, 8, 64, 256, 1024 โดยในที่นี้จะใช้  $N=1$

$TOP$  คือค่าที่กำหนดให้รีจิสเตอร์ IRC1 ซึ่งมีขนาด 16 บิต

$f_{clk}$  คือความถี่สัญญาณนาฬิกาที่ต้องใช้ในที่นี้ใช้ 16 MHz

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ความถี่ของสวิตซ์เท่ากับ 10 KHz โดยจะสามารถคำนวณค่า  $TOP$  หรือค่า IRC1 ได้จากสมการที่ (6.9)

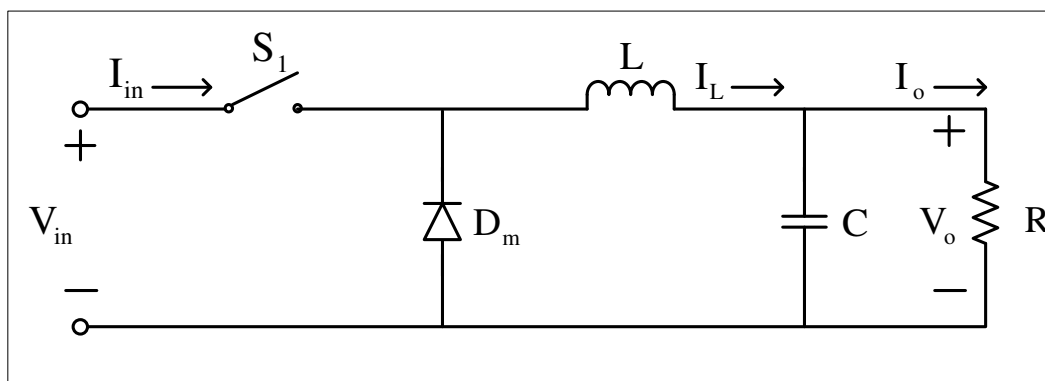
$$TOP = \frac{16 \times 10^6}{2 \times 1 \times 10 \times 10^3} = 800 \quad (6.9)$$

การติดต่อสัญญาณระหว่าง AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์กับบอร์ด ET-MCP4922

การแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาลอกสำหรับงานวิจัยนี้จะเลือกใช้บอร์ด ET-MCP4922 ซึ่งเป็นชิพแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นแรงดันสัญญาณอนาลอก ขนาดความละเอียด 12 บิต สามารถปรับปริสเกลเลอร์จาก 0 ถึง 4095 มีเอาต์พุตสองช่อง เป็นการเชื่อมต่อแบบอนุกรม (SPI) ที่ความเร็วสูงสุด 20 MHz ET-MCP4922 ทำหน้าที่เป็นตัวลูก (Slave) เพื่อรองรับข้อมูลจากอุปกรณ์ตัวหลัก (Master) ในที่นี้คือ ไมโครคอนโทรลเลอร์

#### 6.4.2 การออกแบบวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน

วงจรแปลงผันแบบบัคค์หรือวงจรลดระดับแรงดัน เป็นวงจรที่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตมีค่าต่ำกว่าแรงดันอินพุต และเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่มีความเป็นกระแสดตรง มากๆ จะนิยมใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ซึ่งอัตราขยายแรงดันของวงจรแปลงผันแบบบัคค์จะมีค่าไม่เกิน 100% วงจรแปลงผันแบบบัคค์เป็นวงจรที่ทำให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุตซึ่งจะแสดงรูปวงจรแปลงผันแบบบัคค์ดังรูปที่ 6.21



รูปที่ 6.21 วงจรสมมูลของวงจรแปลงผันแบบบัคค์

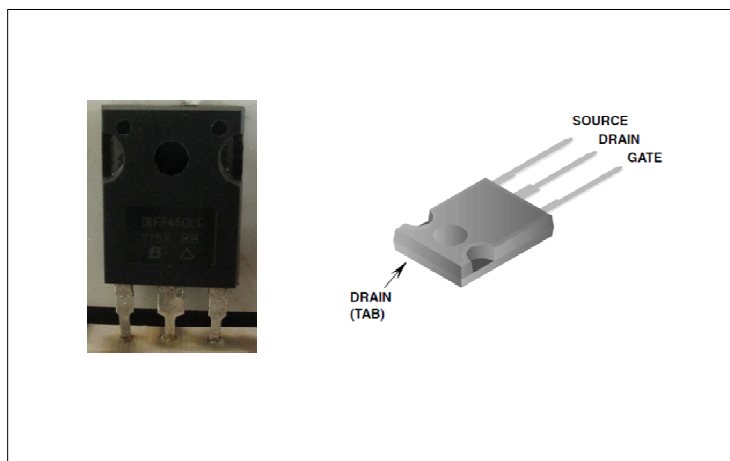
จากรูปที่ 6.21 การคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากวงจรแปลงผันแบบบัคค์ ( $V_o$ ) (Muhammad H. Rashid) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6.10)

$$V_o = kV_{in} \quad (6.10)$$

โดยที่  $V_{in}$  คือ แรงดันอินพุตที่จ่ายให้กับวงจรแปลงผันแบบบัคค์

$k$  คือ วัฏจักรหน้าที่การทำงาน of วงจรแปลงผันแบบบัคค์

จาวงจรในรูปที่ 6.20 การออกแบบอุปกรณ์สำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์โดยในส่วนแรกจะทำการออกแบบสวิตช์ ( $S_1$ ) สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้สวิตช์เป็นมอสเฟตเบอร์ IRF460 มีพิคคของการทนกระแสไฟฟ้าอยู่ที่ 20A และทนแรงดันไฟฟ้าอยู่ที่ 500V ซึ่งในงานวิจัยนี้จะใช้แรงดันไฟฟ้าไม่เกิน 40V กระแสไฟฟ้าไม่เกิน 2 A จึงเลือกใช้สวิตช์เบอร์ IRF460 เป็นสวิตช์ให้กับวงจรแปลงผันแบบบัคค์แสดงรูปสวิตช์ได้ดังรูปที่ 6.22



รูปที่ 6.22 สวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์

ในส่วนของคุณค่าความเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ จะต้องทำการออกแบบให้มีค่าที่เหมาะสมการออกแบบความเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุ ต้องคำนึงถึงแรงดันพลิว ( $\Delta V_c$  : ripple Voltage) ของแรงดันที่ตกคร่อมโหลด และค่ากระแสพลิว ( $\Delta I_L$  : ripple Current) ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลด โดยสมการที่ใช้ออกแบบค่าความเหนี่ยวนำและค่าของตัวเก็บประจุ (MUHAMMAD H. RASHID) แสดงได้ดังสมการที่ (6.11) และ (6.12) ดังนี้

$$\Delta I_L = \frac{V_o(V_{in} - V_o)}{fLV_{in}} \quad (6.11)$$

$$\Delta V_c = \frac{\Delta I_L}{8fC} \quad (6.12)$$

โดยที่  $V_{in}$  คือ แรงดันอินพุต,  $V_o$  คือแรงดันเอาต์พุต,  $f$  คือความถี่ของสวิตช์

$L$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำ,  $\Delta I_L$  คือ ค่ากระแสพลิว,  $\Delta V_c$  คือ ค่าแรงดันพลิว

$C$  คือ ค่าตัวเก็บประจุ

สำหรับค่าแรงดันอินพุตในการออกแบบสำหรับวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งจะให้มีความเท่ากับ 40V และแรงดันเอาต์พุตมีค่าต้องไม่เกิน 40V ผู้วิจัยจึงได้ออกแบบให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่ามากที่สุดคือ 35V เพื่อง่ายต่อการคำนวณ โดยมีเงื่อนไขสำหรับการออกแบบดังนี้

$$V_{in} = 40V, \Delta V_c \leq 10mV$$

$$V_o = 35V, \Delta I_L \leq 0.1A$$

$$f = 10kHz$$

สำหรับการออกแบบนี้จะพิจารณาที่แรงดันเอาต์พุตพิกัดที่ได้กำหนดไว้เพื่อที่จะได้คำนวณค่าความเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุที่สามารถรองรับค่าพิกัดได้การออกแบบแสดงได้ดังนี้

$$L = \frac{40(40 - 35)}{10 \times 10^3 \times 40} = 15mH$$

$$C = \frac{0.05}{8 \times 10 \times 10^3 \times 0.01} = 125\mu F$$

จากการออกแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ค่าความเหนี่ยวนำคือ 15mH และค่าตัวเก็บประจุคือ 125 $\mu$ F นอกจากนี้ยังต้องพิจารณาค่ากระแสพิกัดของโหลดตัวต้านทาน R ของวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งสามารถทนกระแสพิกัดได้สูงสุดคือ 3 A ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำต้องไม่เกิน 3 A ส่วนแรงดันพิกัดสำหรับค่าตัวเก็บประจุต้องไม่เกิดแรงดันเอาต์พุตที่ออกมาคือ 35 V สำหรับค่าตัวเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะแสดงรายละเอียดดังนี้



- $L = 15\text{mH}$  พิกัดกระแส 5 A แรงดันไฟฟ้า 220 V แสดงได้ดังรูปที่ 6.23



รูปที่ 6.23 ตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัคค์

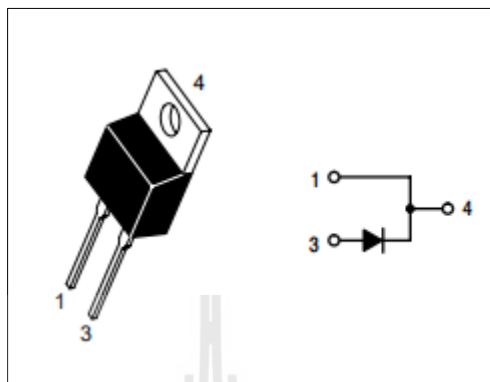
- $C = 125\mu\text{F}$  พิกัดแรงดัน 400 V แสดงได้ดังรูปที่ 6.24



รูปที่ 6.24 ตัวเก็บประจุของวงจรแปลงผันแบบบัคค์

ในส่วนต่อไปจะพิจารณาไดโอด ( $D_m$ ) ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์แสดงในรูปที่ 6.21 ค่าพิกัดแรงดันเอาต์พุตต้องไม่เกินกว่าแรงดันอินพุตคือ 40 V เพราะฉะนั้นจึงเลือกใช้ไดโอด

เบอร์ MUR8100E สามารถทนกระแสไฟฟ้าได้ 8 A และทนแรงดันไฟฟ้าได้ 1000V ซึ่งเพียงพอสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัก์ในงานวิจัยนี้แสดงรูปของไดโอดได้ในรูปที่ 6.25



รูปที่ 6.25 ไดโอดของวงจรแปลงผันแบบบัก์

### 6.4.3 การสร้างชุดตรวจจับกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า

สำหรับในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จำเป็นที่จะต้องใช้ชุดตรวจจับกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าเนื่องจากในงานวิจัยวิทยานิพนธ์มีการควบคุมเป็นระบบอัตโนมัติทั้งวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมได้โดยควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่บัสไฟตรงส่วนของวงจรแปลงผันแบบบัก์จะควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรโดยตัวควบคุมจะใช้ตัวควบคุมแบบพีไอวิธีการสร้างตัวควบคุมแบบพีไอจะได้อธิบายในหัวข้อที่ 6.4.4 ต่อไป ซึ่งจะควบคุมทั้งกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้างั้นจึงจำเป็นต้องสร้างชุดตรวจจับสัญญาณทั้งสองแบบโดยในส่วนแรกจะทำการสร้างชุดตรวจจับแรงดันไฟฟ้าในส่วนที่สองจะสร้างชุดตรวจจับกระแสไฟฟ้า

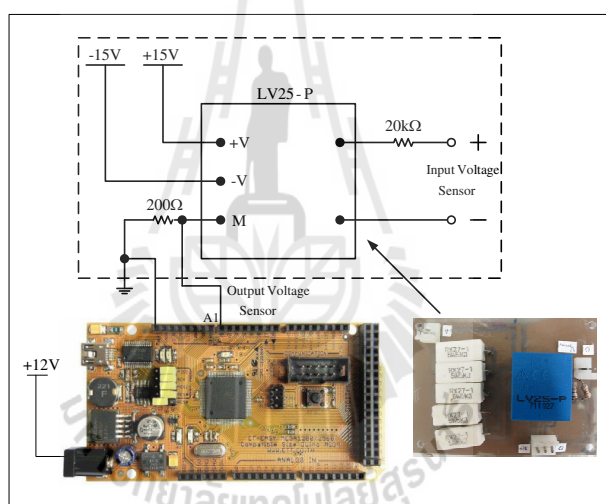
#### - ชุดตรวจจับแรงดันไฟฟ้า

ชุดตรวจจับแรงดันไฟฟ้าผู้วิจัยได้เลือกใช้วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้าเบอร์ LV 25-P ซึ่งทนแรงดันไฟฟ้าพิกัดที่ 500 V และกระแสพิกัดที่ 10 mA ทำหน้าที่วัดแรงดันที่โหลดของวงจรสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้จะวัดในส่วนของแรงดันไฟฟ้าที่บัสไฟตรงและในส่วนของวงจรแปลงผันแบบบัก์นั้นจะวัดที่โหลดตัวต้านของวงจร วงจรตรวจจับต้องการไฟเลี้ยง +15V, 0V และ -15V จะสังเกตเห็นว่ามีความต้านทานด้านแรงสูงและด้านแรงต่ำ เนื่องจากพิกัดของวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ามีพิกัด 500V และพิกัดกระแสไฟฟ้า 10mA ซึ่งจำเป็นต้องออกแบบค่าความต้านทานด้านแรงสูงเพื่อไม่ให้กระแสเกินพิกัดที่กำหนด โดยสามารถคำนวณค่าความต้านทาน

ได้จากสมการที่ (6.13) โดยจะกำหนดให้แรงดันฝั่งด้านแรงสูงเพียง 200V เพื่อลดความเสียหายต่อวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้า

$$R_{HV} = \frac{V_{HV}}{I_{HV}} = \frac{200}{10 \times 10^{-3}} = 20k\Omega \quad (6.13)$$

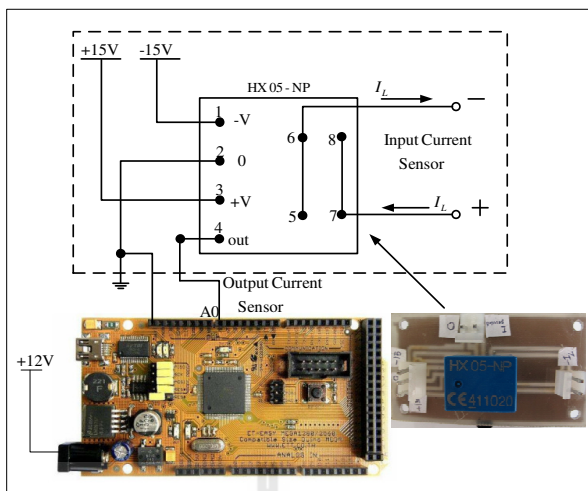
ในส่วนความต้านทานด้านแรงต่ำจะใช้ค่าความต้านทานปรับค่าได้เพื่อปรับแรงดันไฟฟ้าไม่ให้เกิน 5V ซึ่งเป็นแรงดันที่บอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์อ่านค่าได้ ซึ่งค่าความต้านทานที่ใช้คือ 200Ω แสดงวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 6.26 ในส่วนวิธีการทดสอบจะแสดงไว้ในภาคผนวก จ.1



รูปที่ 6.26 ชุดตรวจจับแรงดันไฟฟ้า

#### - ชุดตรวจจับกระแสไฟฟ้า

สำหรับในส่วนของวงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้าจะใช้เบอร์ 05-NP พิกัดกระแส 5A ทำหน้าที่วัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำและวงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้าต้องการแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง +15V, 0V และ -15V ตามลำดับ สำหรับวงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้านี้จะสังเกตได้ว่า มีการต่อได้สองแบบคือต่อแบบอนุกรม และต่อแบบขนาน ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ผู้วิจัยได้ทำการต่อแบบขนานเพื่อเพิ่มพิกัดของกระแสไฟฟ้าเป็น 2 เท่า จากทนได้ 5 แอมแปร์ จะสามารถทนได้ถึง 10 แอมแปร์แสดงการต่อวงจรได้ดังรูปที่ 6.27



รูปที่ 6.27 ชุดตรวจจับกระแสไฟฟ้า

สำหรับรายละเอียดวิธีการทดสอบชุดตรวจจับกระแสไฟฟ้าจะได้แสดงวิธีการทดสอบไว้ในภาคผนวก จ.2

#### 6.4.4 การสร้างตัวควบคุมแบบพีไอด้วยบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์

สำหรับการสร้างตัวควบคุมแบบพีไอด้วยชุดบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะอาศัยพื้นฐานการนำตัวควบคุมทั้ง 2 แบบมารวมกันคือ ตัวควบคุมแบบสัดส่วนและตัวควบคุมแบบอินทิกรัล มารวมกันซึ่งจะมีข้อดีคือสามารถปรับปรุงค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวลดน้อยลงจนหมดไป โดยจะต้องไม่ทำให้เสถียรภาพด้อยลงหรือขาดความมั่นคงสามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังสมการที่ (6.14)

$$V_{out} = K_p V_{error} + K_i \int V_{error} dt \tag{6.14}$$

โดยที่  $V_{out}$  คือ สัญญาณเอาต์พุตพีไอ

$K_p$  คือ อัตราขยายของตัวควบคุมสัดส่วน

$K_i$  คือ อัตราขยายของตัวควบคุมแบบอินทิกรัล

$V_{error}$  คือ สัญญาณอินพุตของตัวควบคุมพีไอ

จากสมการที่ (6.14) เป็นสมการที่ต่อเนื่องทางเวลาซึ่งไม่สามารถเขียนในบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ ดังนั้นจำเป็นต้องสร้างสมการใหม่ให้อยู่ในรูปแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (discrete time) เพื่อที่จะสามารถนำไปเขียนโปรแกรมในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์โดยจะแสดงขั้นตอนการหาสมการเวลาไม่ต่อเนื่องได้ดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1 พิจารณาสมการตัวควบคุมแบบพีไอในช่วงเวลาที่ต่อเนื่อง (continuous time) แสดงดังสมการที่ (6.15)

$$V_{out} = K_p \cdot V_{error} + K_i \int V_{error} dt \quad (6.15)$$

ขั้นตอนที่ 2 แก่หาอนุพันธ์ทั้งสองข้างของสมการที่ (6.15) แสดงได้ดังสมการที่ (6.16)

$$\frac{dV_{out}}{dt} = K_p \cdot \frac{dV_{error}}{dt} + K_i \cdot V_{error} \quad (6.16)$$

ขั้นตอนที่ 3 กำหนดให้  $dt = T_i$  เมื่อ  $T_i$  คือค่าสุ่มตัวอย่างเวลา (sampling time) และอนุพันธ์ของแรงดันความคลาดเคลื่อนประมาณค่าอยู่ในรูปผลต่าง แสดงได้ดังสมการที่ (6.17)

$$\frac{\Delta V_{out}}{T_i} = K_p \cdot \frac{\Delta V_{error}}{T_i} + K_i \cdot V_{error} \quad (6.17)$$

ขั้นตอนที่ 4 กำหนดให้ ผลต่างของแรงดันเอาต์พุต ( $\Delta V_{out}$ ) มีค่าเท่ากับ  $V_{out(i)} - V_{out(i-1)}$  และผลต่างของแรงดันคลาดเคลื่อน ( $\Delta V_{error}$ ) มีค่าเท่ากับ  $V_{error(i)} - V_{error(i-1)}$  สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (6.18)

$$\frac{V_{out(i)} - V_{out(i-1)}}{T_i} = K_p \cdot \frac{V_{error(i)} - V_{error(i-1)}}{T_i} + K_i \cdot V_{error} \quad (6.18)$$

โดยที่  $V_{out(i)}$  คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตปัจจุบัน

$V_{out(i-1)}$  คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตอดีต

$V_{error(i)}$  คือ ค่าแรงดันคลาดเคลื่อนปัจจุบัน

$V_{error(i-1)}$  คือ ค่าแรงดันคลาดเคลื่อนอดีต

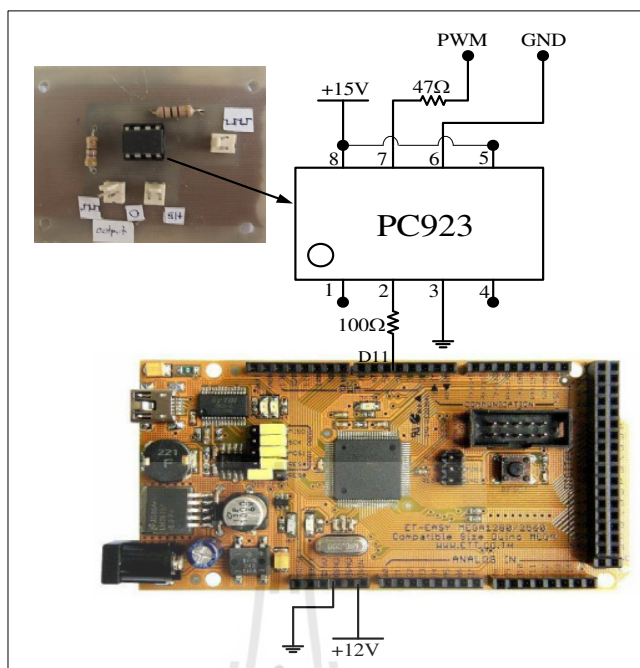
ขั้นตอนที่ 5 จากสมการที่ (6.18) สามารถนำ  $T_i$  คูณทั้งสองข้างของสมการ ดังนั้นจะสามารถหาสมการตัวควบคุมพีไอที่เวลาไม่ต่อเนื่องได้ดังสมการที่ (6.19) ดังนี้

$$V_{out(i)} = V_{out(i-1)} + K_p \cdot V_{error(i)} - V_{error(i-1)} + K_i \cdot V_{error} T_i \quad (6.19)$$

จากสมการที่ (6.19) สามารถนำไปเขียนโปรแกรมในบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งในการเขียนโปรแกรมระบบควบคุมแบบวงปิดนี้จะสามารถนำไปใช้ได้ทั้งการควบคุมแรงดันที่ซับซ้อนสำหรับวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมได้และสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคก็ได้อีกด้วย ซึ่งรายละเอียดการเขียนโปรแกรมจะแสดงได้ในภาคผนวก ง.2 และ ง.3

#### 6.4.5 วงจรจุดชนวนเกทสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัค

การสร้างวงจรจุดชนวนเกทเพื่อทำการควบคุมสวิตช์มอสเฟสของวงจรแปลงผันแบบบัค และทำการแยกกราวด์ในส่วนของวงจรไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ในที่นี้คือบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ กับส่วนของวงจรไฟฟ้ากำลังในที่นี้คือวงจรแปลงผันแบบบัค เพื่อที่จะไม่ให้เกิดกราวด์ไฟแรงต่ำและกราวด์ไฟแรงสูงเชื่อมกันถ้าเกิดการใช้กราวด์ร่วมกันจะทำให้เกิดอันตรายต่อวงจรไฟฟ้าในส่วนของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้ สำหรับวงจรจุดชนวนที่ใช้จะใช้ไอซีเบอร์ PC923 ของบริษัท SHARP ซึ่งจะแสดงการต่อวงจรร่วมกันระหว่างบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์กับวงจรจุดชนวนแสดงได้ดังรูปที่ 6.28 ดังนี้



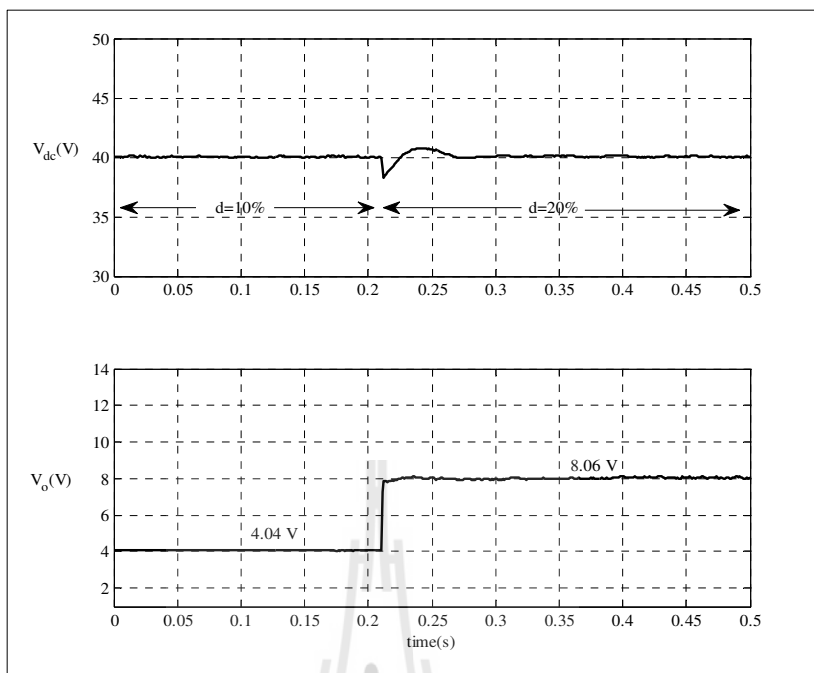
รูปที่ 6.28 ภาพการต่อวงจรร่วมระหว่างวงจรจุดชุนวนเกทกับบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์

#### 6.4.6 ผลการทดสอบสำหรับชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักค์

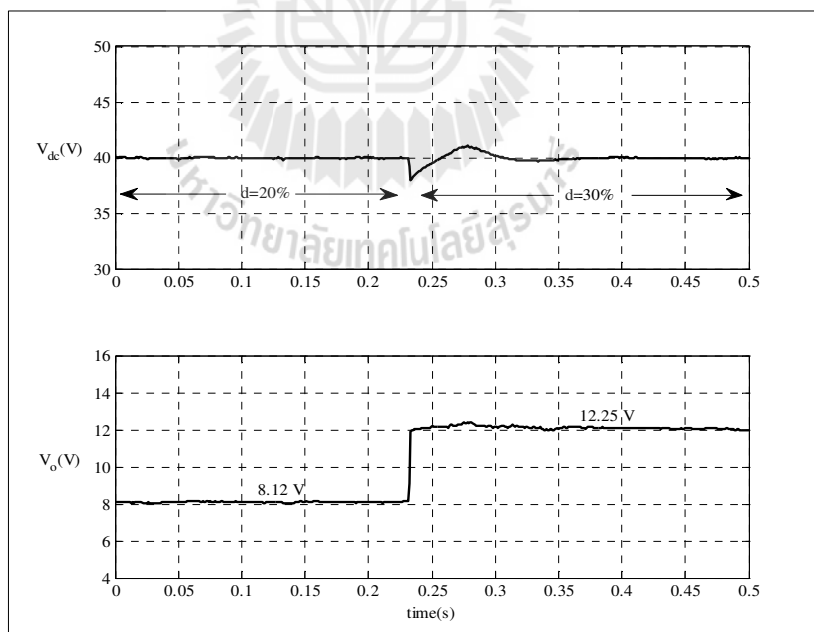
สำหรับการทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมโดยทำการควบคุมแรงดันที่ดีซีบัส ซึ่งเปรียบเสมือนว่ามีแหล่งจ่ายดีซีคงที่จ่ายให้กับวงจรแปลงผันแบบบักค์ โดยจะแบ่งวงจรแปลงผันแบบบักค์ออกเป็นสองส่วนคือกรณีที่วงจรแปลงผันแบบบักค์ไม่มีตัวควบคุมและกรณีที่วงจรแปลงผันแบบบักค์มีตัวควบคุม

- วงจรแปลงผันแบบบักค์กรณีไม่มีตัวควบคุม

การทดสอบสำหรับวงจรแปลงผันแบบบักค์ที่ไม่มีตัวควบคุมซึ่งจะแสดงรูปวงจรไว้ดังรูปที่ 6.18 โดยจะทำการสร้างสัญญาณ PWM จากบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์สำหรับการเขียนโปรแกรมจะแสดงได้ในภาคผนวก ง.4 เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรหรือควบคุมค่าวัฏจักรหน้าที่โดยจะทำการเปลี่ยนค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 10% เป็น 20% ที่เวลา 0.21 วินาที แสดงได้ดังรูปที่ 6.29 และเปลี่ยนค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 20% เป็น 30% ที่เวลา 0.24 วินาทีแสดงได้ดังรูปที่ 6.30



รูปที่ 6.29 ผลการทดสอบเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 10% เป็น 20%



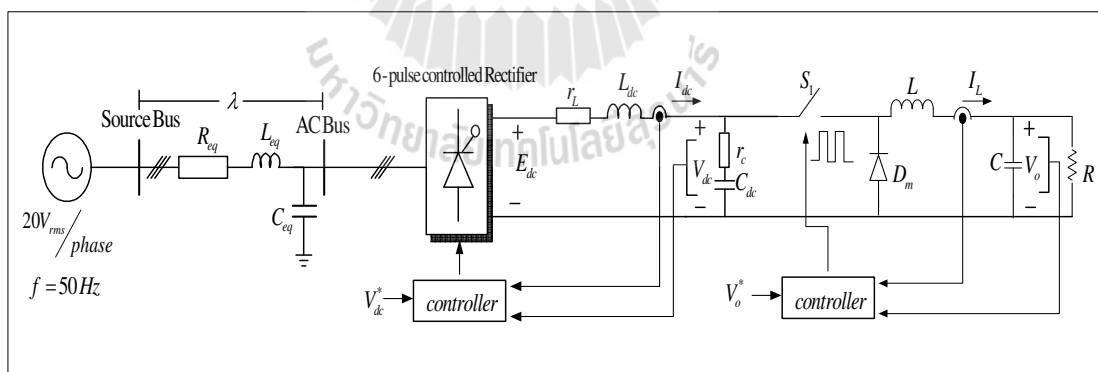
รูปที่ 6.30 ผลการทดสอบเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 20% เป็น 30%



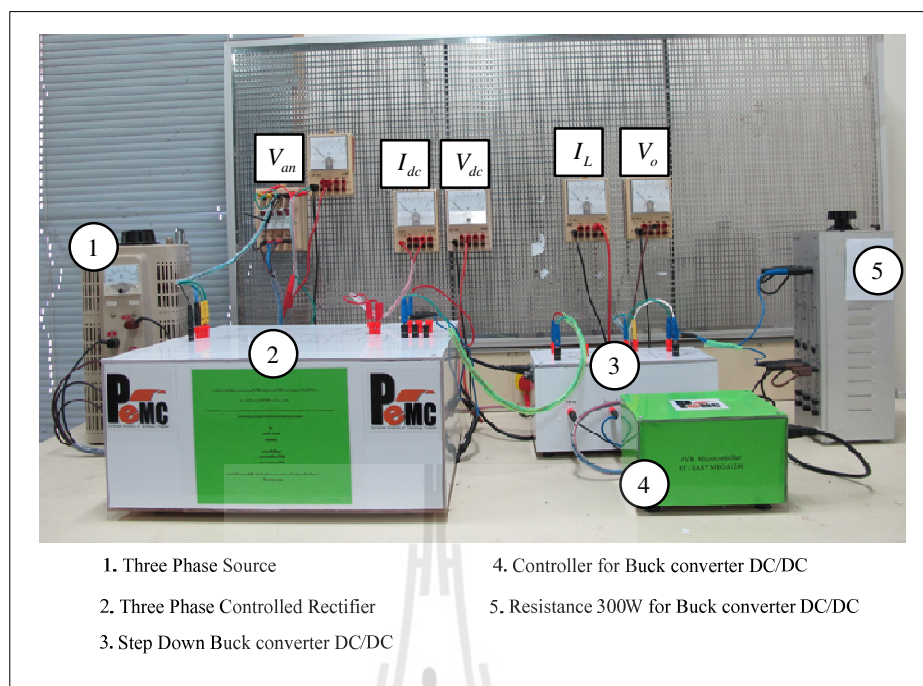
สำหรับรูปที่ 6.29 และ 6.30 สังเกตได้ว่า การทดสอบการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ สามารถปรับแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ได้ ด้วยการปรับค่าวัฏจักรหน้าที่สำหรับรูปที่ 6.29 ทำการปรับค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 10% เป็น 20% จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์นั้นเพิ่มขึ้นจาก 4.04V เป็น 8.06V โดยค่าอินพุตนี้จะยังคงที่ที่ 40V ซึ่งเป็นแรงดันที่มีการควบคุมด้วยวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมส่วนในรูปที่ 6.30 ทำการปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ไปที่ 20% เป็น 30% จะสังเกตได้ว่าค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์เปลี่ยนจาก 8.12V เป็น 12.25V จากการปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ในบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ นั้นค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์มีความใกล้เคียงและสอดคล้องกับสมการที่ (6.10)

## 6.5 วงจรแปลงผันแบบบัคค์กรณีมีตัวควบคุม

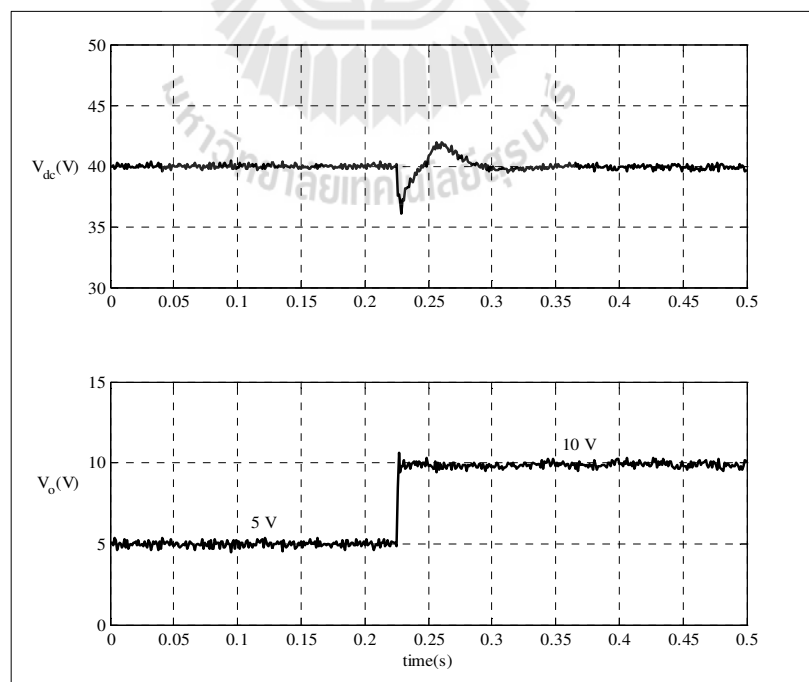
สำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีตัวควบคุมจะใช้ตัวควบคุมแบบพีไอด้วยชุดบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งสามารถแสดงแผนภาพวงจรได้ดังรูปที่ 6.31 ส่วนวงจรชุดทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 6.32 โดยรูปที่ 6.33 แสดงผลตอบผลการทดสอบการสนองของแรงดันดีซีบัส ( $V_{dc}$ ) ที่มีการควบคุมแรงดันที่ 40V และแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ ( $V_o$ ) โดยเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตจาก 5V เป็น 10V ที่เวลา 0.23 วินาที



รูปที่ 6.31 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์กรณีมีตัวควบคุม

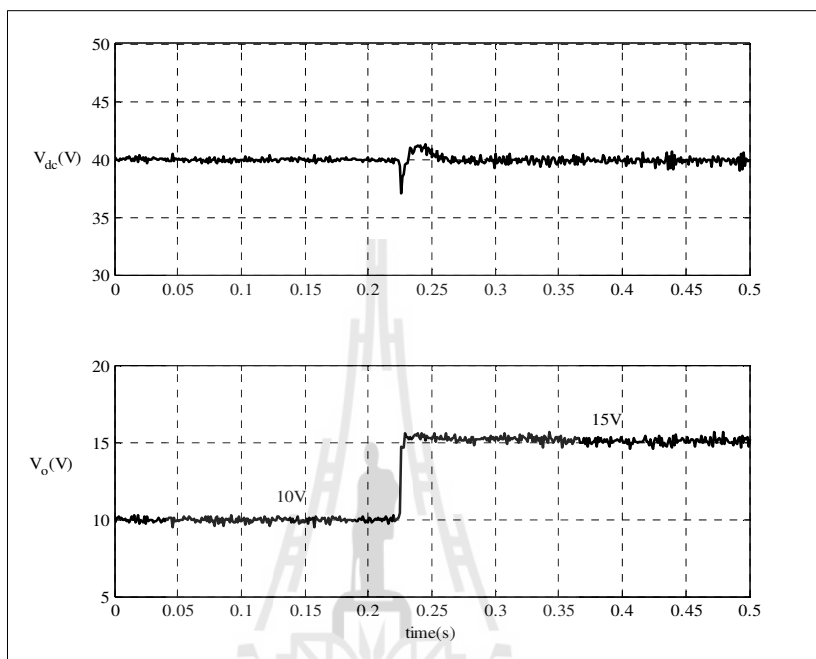


รูปที่ 6.32 ชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักกักรณีมีตัวควบคุม



รูปที่ 6.33 ผลการทดสอบเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตจาก 5V ไป 10V

ส่วนรูปที่ 6.34 แสดงผลการทดสอบของการตอบสนองแรงดันดีซีและแรงดันเอาต์พุตของ วงจรแปลงผันแบบบักก์โดยมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเอาต์พุตจาก 10V เป็น 15V ที่เวลา 0.23 วินาที



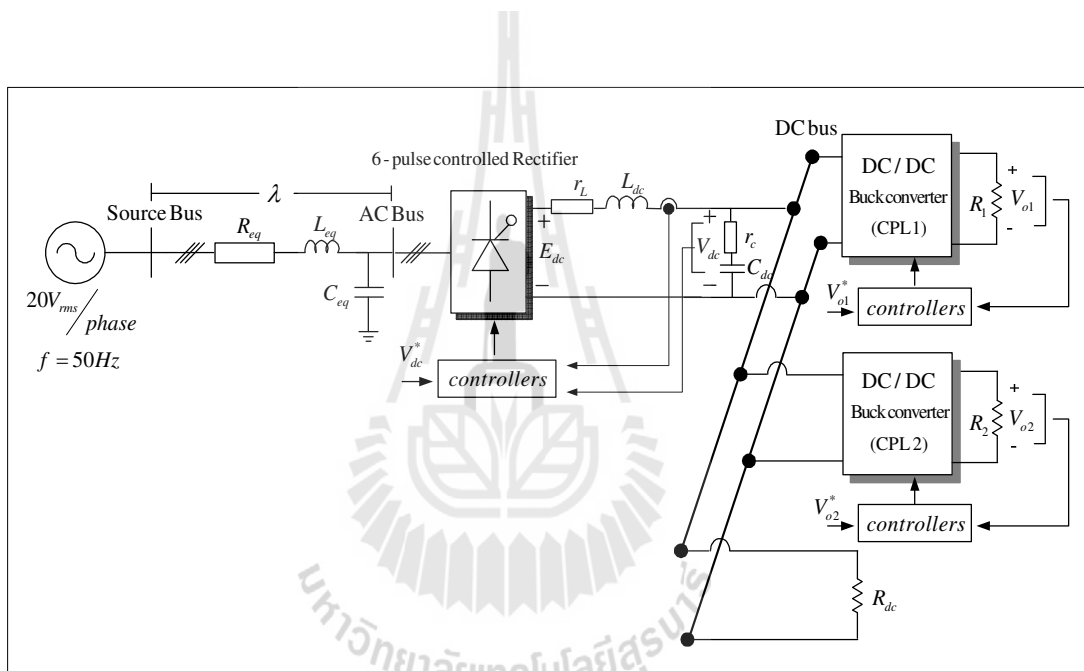
รูปที่ 6.34 ผลการทดสอบเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตจาก 10V ไป 15V

จากรูปที่ 6.33 และ 6.34 สังเกตได้ว่าผลการควบคุมทั้งแรงดันดีซีของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้และแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบักก์ที่ควบคุมด้วยชุดบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์มีความถูกต้องและแม่นยำและเป็นสิ่งที่สำคัญในหัวข้อต่อไปที่จะนำ วงจรแปลงผันแบบบักก์ขนานกันมาทำการต่อเข้ากับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีการควบคุมที่ดีซีบัส ( $V_{dc,bus}$ ) ซึ่งจะแสดงในหัวข้อที่ 6.6

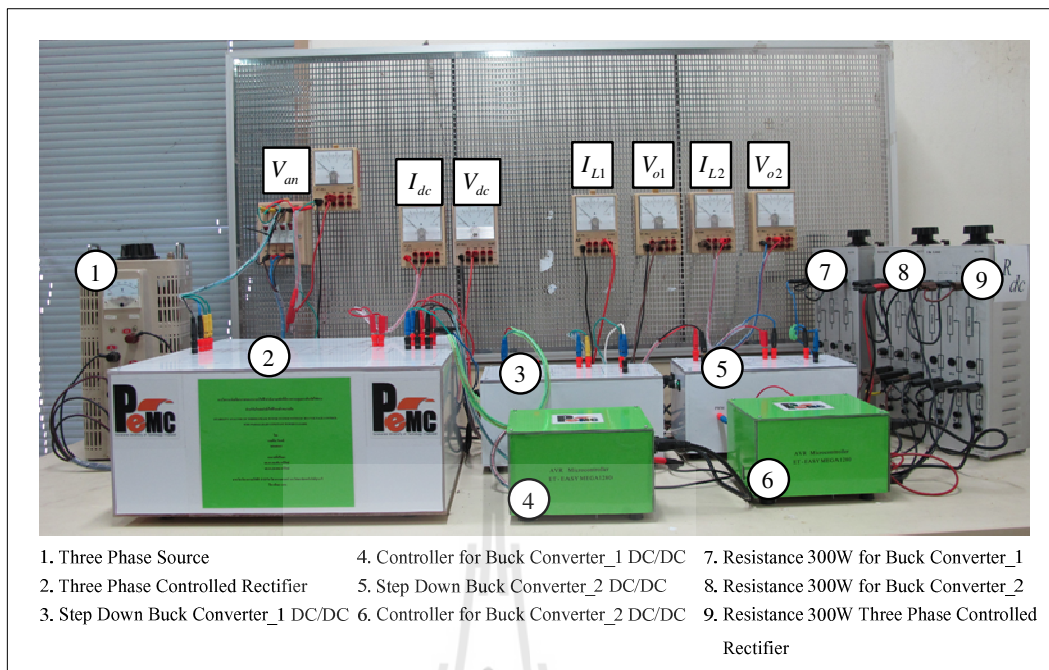
## 6.6 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคซ์ขนานกัน

### 6.6.1 ภาพรวมวงจรทั้งระบบ

แผนภาพรวมทั้งระบบสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ แสดงได้ในรูปที่ 6.35 และภาพการต่อร่วมของชุดทดสอบ แสดงได้ดังรูปที่ 6.36 ประกอบไปด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับค่าได้ ชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคซ์ ชุดควบคุมวงจรแปลงผันแบบบัคซ์ด้วยบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ และโหลดตัวต้านทาน



รูปที่ 6.35 แผนภาพวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคซ์ขนานกัน



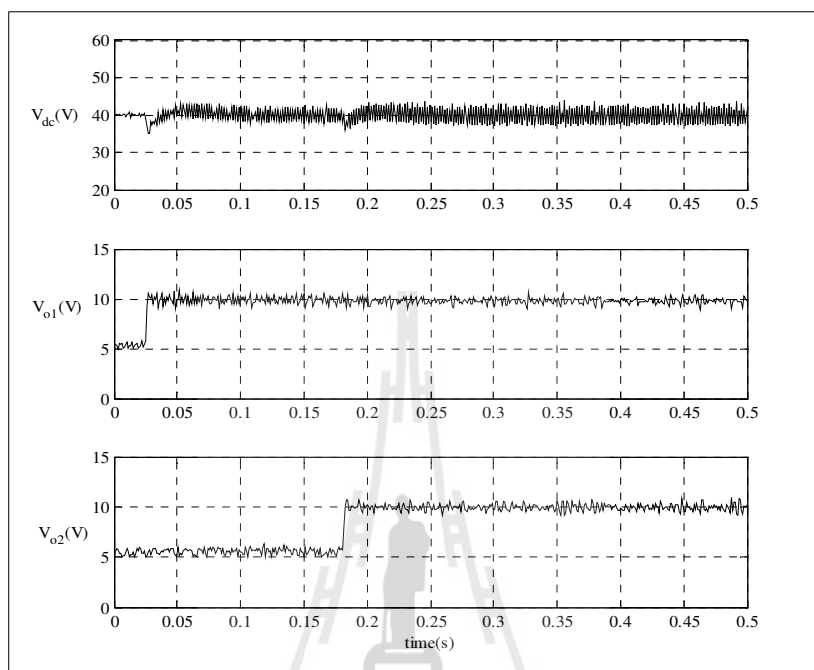
รูปที่ 6.36 ภาพการต่อชุดทดสอบสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก์ขนานกัน

จากรูปที่ 6.36 จะเห็นได้ว่าเป็นการนำเอาวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ 2 ชุด มาต่อกรณีกควบคุมแบบวงปิดและโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก์กรณีกควบคุมแบบวงปิด 2 ชุด มาต่อร่วมกัน เพื่อให้สอดคล้องกับระบบที่ได้นำเสนอในบทที่ 5 ดังนั้นจากการสร้างชุดทดสอบจริงจะได้เห็นพฤติกรรมผลการตอบสนองว่ามีความถูกต้องเช่นเดียวกับการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ที่ได้แสดงในบทที่ 5 ซึ่งจะแสดงผลการตอบสนองของชุดทดสอบได้ในหัวข้อที่ 6.6.2 ต่อไป

#### 6.6.2 ผลการทดสอบสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก์ขนานกันและอภิปรายผล

จากรูปที่ 6.36 แสดงการต่อวงจรรวมทั้งหมุดสำหรับวิทยานิพนธ์นี้ โดยรูปที่ 6.37 แสดงผลการตอบสนองแรงดันที่ดิสซิปัส ( $V_{dc, bus}$ ) สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมได้กรณีกควบคุมแบบวงปิดโดยควบคุมแรงดันที่ 40 V และแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัก์ชุดที่ 1 ( $V_{o1}$ ) โดยมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตจาก 5V เป็น 10V ที่เวลา 0.025 วินาที และแรงดัน

เอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ชดที่ 2 ( $V_{o2}$ ) โดยมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตจาก 5V เป็น 10V ที่เวลา 0.18 วินาที



รูปที่ 6.37 ผลการตอบสนองของ  $V_{dc}$ ,  $V_{o1}$  และ  $V_{o2}$  จากชุดทดสอบ

จากรูปที่ 6.37 จะสังเกตได้ว่าผลการตอบสนองแรงดันดีซีบัคค์ชดของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้และผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ชดทั้ง 2 ชุดที่มีการควบคุมด้วยตัวควบคุมพีไอ ซึ่งมีผลการตอบสนองที่สอดคล้องกับผลการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ที่ได้นำเสนอในบทที่ 5 แสดงให้เห็นว่าพฤติกรรมของชุดทดสอบและการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์มีความใกล้เคียงกันและมีความถูกต้องแม่นยำอีกด้วย ซึ่งสามารถนำชุดทดสอบนี้ไปทำการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพในบทที่ 8 ต่อไป

## 6.7 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 6 นี้เป็นการนำเสนอการสร้างชุดทดสอบของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีการควบคุมแบบวงปิดด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ และโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ชดควบคุมแบบวงปิดด้วยตัวควบคุมแบบพีไอต่อขนานกัน 2 ชุด ซึ่งผู้วิจัยจะได้แบ่งการสร้างวงจรดังกล่าวออกเป็น 5 ส่วน คือ ในส่วนแรกจะเป็นการสร้างชุดจุกชนวนกึ่งตัวนำสัญญาณพัลส์

เพื่อควบคุมมุมให้แก่ตัวไทรสเตอร์ สำหรับสร้างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีควบคุมแบบวงเปิดที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน ในส่วนที่สองจะเป็นการสร้างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีควบคุมแบบวงปิด ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณีควบคุมแบบวงเปิด และการสร้างวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณีควบคุมแบบวงปิด ในส่วนของวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณีผู้วิจัยได้ทำการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ให้มีค่าเหมาะสมและเลือกอุปกรณ์ที่เพียงพอต่อความปลอดภัยเพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายต่อวงจรที่ได้ออกแบบไว้ ในส่วนที่สามจะเป็นการสร้างชุดตรวจจ่ายกระแสไฟฟ้า และแรงดันไฟฟ้าโดยผู้วิจัยได้ออกแบบให้วงจรตรวจจ่ายทำงานได้ถูกต้องและใกล้เคียงกับค่าจริงมากที่สุด เพื่อลดความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นและได้สร้างชุดควบคุมวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณีด้วยชุดบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ รุ่น ET-EASY MEGA 1280 ซึ่งได้อธิบายความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไมโครคอนโทรลเลอร์ไว้พอสังเขป ส่วนที่สี่จะเป็นการสร้างวงจรจุดชนวนเกทสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณี และในส่วนสุดท้ายนี้จะเป็นการสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกักรณีขนานกัน ซึ่งผลการตอบสนองของวงจรที่ได้ทำการสร้างนั้น มีพฤติกรรมใกล้เคียงกับผลการตอบสนองจากการจำลองบนคอมพิวเตอร์ที่ได้นำเสนอในบทที่ 5 แสดงให้เห็นว่าชุดทดสอบที่ได้ทำการสร้างมีความถูกต้องแม่นยำและน่าเชื่อถือ ดังนั้นจะได้นำชุดทดสอบที่ได้นี้ไปทำการวิเคราะห์เสถียรภาพต่อไป อย่างไรก็ตามจากบทที่ 5 ที่ได้นำเสนอไปค่าพารามิเตอร์มีส่วนสำคัญที่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ ดังนั้นผู้วิจัยจึงจำเป็นต้องทำการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ที่แท้จริงของวงจรเรียงสามเฟสแบบควบคุมได้ซึ่งเป็นเนื้อหาในบทที่ 7 โดยรายละเอียดจะได้นำเสนอต่อไป

## บทที่ 7

### การระบุเอกลักษณ์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ด้วยวิธีการ ค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

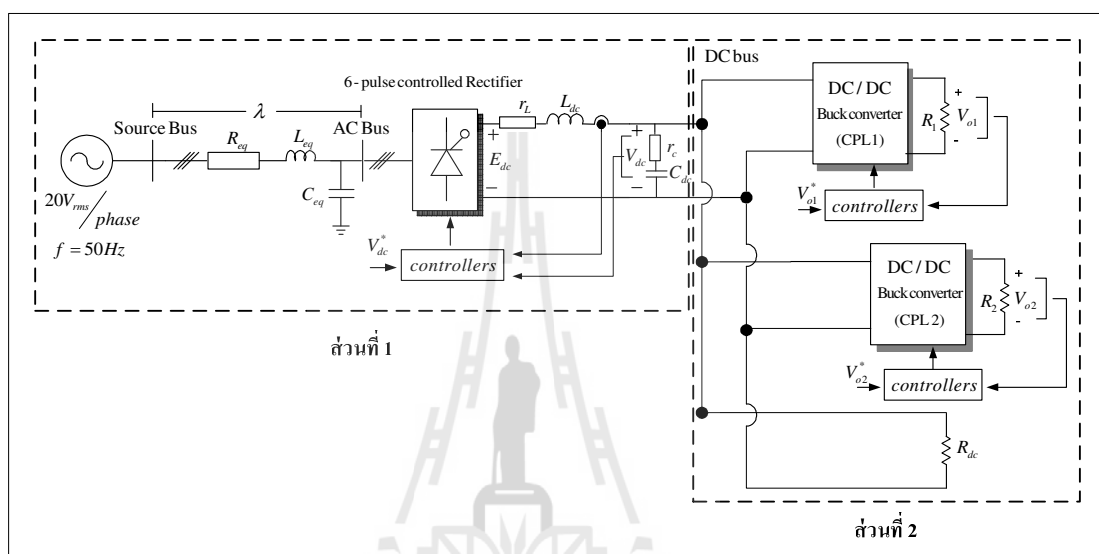
#### 7.1 บทนำ

สำหรับเนื้อหาในบทที่ 7 จะเป็นการนำเสนอการค้นหาค่าพารามิเตอร์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัสก์ขนานกัน เพราะฉะนั้นค่าพารามิเตอร์ที่ได้นำเสนอในบทที่ 5 จึงเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ยังไม่ใช่พารามิเตอร์ที่แท้จริงของระบบ เมื่อนำมาวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยชุดทดสอบจริง ก็จะทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนต่อการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริงได้ ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่มีอิทธิพลต่อเสถียรภาพของระบบได้แก่ ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง ค่าความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง ดังนั้นเนื้อหาบทนี้จึงจำเป็นอย่างยิ่ง ที่จะต้องทำการค้นหาค่าพารามิเตอร์จากชุดทดสอบจริง โดยจะทำการค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยกัน 2 ส่วน คือ ส่วนการค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยเครื่องมือวัด (T.Sopapirm, K-N Areerak, K-L Areerak, 2011) ซึ่งจะพิจารณาการหาค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง และค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ เนื่องจากเป็นส่วนที่ง่ายต่อการทดสอบและได้ผลถูกต้องแม่นยำ ในส่วนที่สองจะเป็นการค้นหาด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์โดยผู้วิจัยได้เลือกใช้วิธีที่เรียกว่า การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search) (K-N Areerak, S. Sujijorn, 2002) โดยจะพิจารณาในส่วนของค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง ค่าความต้านทานภายในตัวเก็บประจุ และค่าความเหนี่ยวนำของสายส่งและค่าความต้านทานภายในสายส่ง เนื่องจากเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ไม่สามารถวัดได้ง่าย ดังนั้นในเนื้อหาบทนี้จะพิจารณาการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวมาประยุกต์ใช้กับการหาค่าพารามิเตอร์จากชุดทดสอบ โดยจะพิจารณาเพียงวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ที่มีผลเสถียรภาพของระบบส่วนสำคัญอยู่ในส่วนของวงจรกรอง วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้



## 7.2 ระบบที่พิจารณา

ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์แสดงได้ดังรูปที่ 7.1 ประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสมดุล สายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ เชื่อมต่อกับวงจรแปลงผันแบบบักก์สองชุดขนานกันและความต้านทานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้



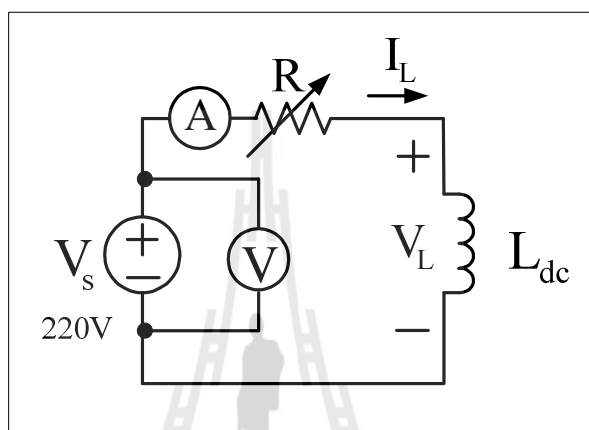
รูปที่ 7.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์ขนานกัน

จากรูปที่ 7.1 เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์ขนานกัน สำหรับระบบที่พิจารณาดังกล่าวค่าพารามิเตอร์มีอิทธิพลต่อเสถียรภาพอย่างมาก ดังนั้นผู้วิจัยจึงต้องทำการระบุเอกลักษณ์ค่าพารามิเตอร์ของระบบซึ่งจะได้ทำการแบ่งวงจรที่พิจารณาออกเป็น 2 ส่วนในส่วนของ 1 เป็นส่วนที่ค่าพารามิเตอร์มีผลกระทบต่อเสถียรภาพเป็นอย่างมากเนื่องจากผลของค่าความเหนี่ยวนำของวงจรรองและค่าความจุไฟฟ้าของวงจรรองเมื่อนำมาต่อเข้ากับดีซีบัสแล้วระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพซึ่งรายละเอียดอธิบายไว้แล้วในบทที่ 5 ดังนั้นผู้วิจัยจึงเลือกใช้ส่วนที่ 1 มาทำการระบุเอกลักษณ์ของพารามิเตอร์ซึ่งโหลดของระบบในส่วนที่ 1 นี้จะใช้เป็นโหลดของความต้านทาน ( $R$ ) เพียงเท่านั้นและสามารถทราบขนาดของค่าความต้านทานได้อีกด้วยโดยค่าความต้านทานแสดงได้ดังตารางที่ 7.3 และสามารถแสดงรูปวงจรวงจรของส่วนที่ 1 ได้ดังรูปที่ 7.2 สำหรับในส่วนที่ 2 เป็นส่วนของวงจรแปลงผันแบบบักก์จากการวิเคราะห์ในบทที่ 5 ค่าพารามิเตอร์ในส่วนของวงจรแปลงผันแบบบักก์ไม่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ ดังนั้นผู้วิจัยจึงไม่นำค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันแบบบักก์มาทำการพิจารณาในการระบุเอกลักษณ์



### 7.3 การหาค่าพารามิเตอร์ด้วยเครื่องมือวัด

การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำด้วยเครื่องมือวัด เป็นวิธีที่ง่ายต่อการทดสอบและให้ผลที่ถูกต้องแม่นยำ ลักษณะการต่อวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 7.3 ซึ่งประกอบไปด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 220V ตัวต้านทานปรับค่าได้ ค่าความเหนี่ยวนำ เครื่องมือวัดกระแส และเครื่องมือวัดแรงดันเป็นต้น



รูปที่ 7.3 วงจรทดสอบหาค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ

โดยจะทำการทดสอบสำหรับการหาค่าตัวต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำจะอาศัยกฎของโอห์ม โดยการทดสอบจะเริ่มจากการปรับ  $V_s$  ไปที่ 220V จากนั้นปรับค่าความต้านทานเพื่อให้ได้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นทีละ 0.5A โดยเริ่มจาก 0.5 ถึง 3A พร้อมทั้งวัดค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ เพื่อสามารถนำไปคำนวณค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำซึ่งผลการคำนวณแสดงได้ดังตารางที่ 7.1 ดังนี้

ตารางที่ 7.1 ผลการทดสอบหาค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ

$I_L$ (A)	$V_L$ (V)	$r_L$ ( $\Omega$ )
0.5	0.29	0.58
1.0	0.55	0.55
1.5	0.85	0.57
2.0	1.18	0.59
2.5	1.40	0.56
3.0	1.65	0.58
เฉลี่ย		0.57

การหาค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง  $L_{dc}$  จะอาศัยเครื่องมือวัด LCR METER รุ่น 814 แสดงได้ดังรูปที่ 7.4 โดยจะทำการวัดด้วยกัน 3 ครั้ง และนำมาเฉลี่ย ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรองที่ได้จากการวัด แสดงได้ดังตารางที่ 7.2 ดังนี้



รูปที่ 7.4 เครื่องมือวัดค่าความเหนี่ยวนำ

ตารางที่ 7.2 ผลการวัดค่าความเหนี่ยวนำ

ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย
37.7 mH	37.7 mH	37.71 mH	37.7 mH

จากการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำและค่าความเหนี่ยวนำด้วยเครื่องมือวัด แสดงให้เห็นว่าค่าที่ได้จากการวัดไม่ตรงกับค่าพารามิเตอร์ที่ได้ทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของแบบจำลองที่ได้นำเสนอในบทที่ 5 ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ที่ได้ทำการทดสอบจึงเป็นค่าที่มีความถูกต้องที่สุดที่จะนำไปทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริงในส่วนถัดไปจะเป็นการหาค่าพารามิเตอร์ในส่วนของค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าของวงจรกรอง และความต้านทานในตัวเก็บประจุ ค่าความต้านทานภายในสายส่ง และค่าความเหนี่ยวนำภายในสายส่ง ซึ่งค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวไม่สามารถใช้เครื่องมือวัดระบุค่าได้ถูกต้องแม่นยำ เนื่องจากทำการวัดค่าดังกล่าวมีความยุ่งยากและซับซ้อน ดังนั้นผู้วิจัยจึงเลือกใช้การระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งจะใช้วิธีค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว เพื่อค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมซึ่งจะได้แสดงรายละเอียดในหัวข้อที่ 7.4 ต่อไป

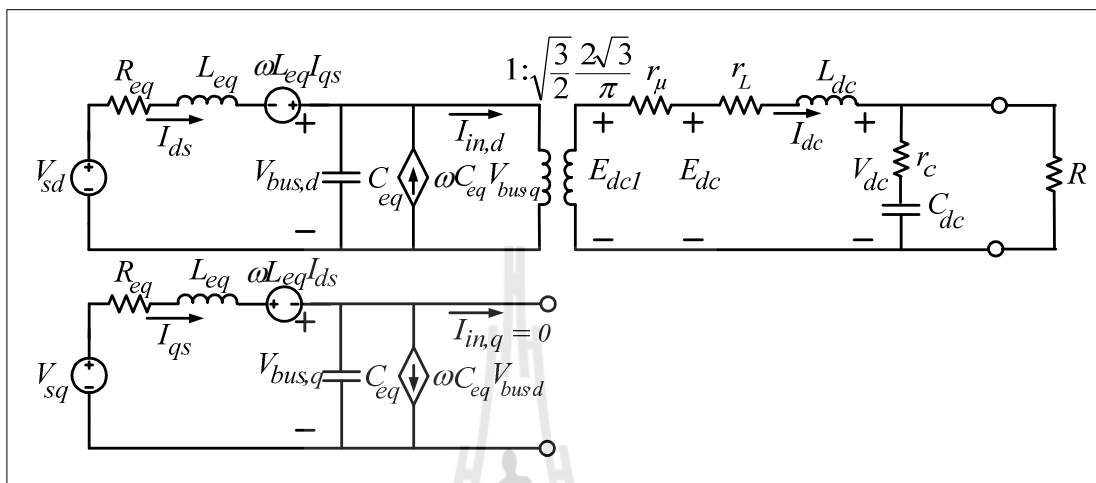
#### 7.4 การค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

สำหรับในหัวข้อนี้จะเป็นการนำเสนอการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน เพื่อใช้ค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่ไม่สามารถวัดด้วยเครื่องมือวัดได้และส่งอิทธิพลต่อเสถียรภาพของระบบรวม โดยเนื้อหาที่สำคัญจะประกอบไปด้วย การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีดีคิวสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน การทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้จากชุดทดสอบจริง และการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

##### 7.4.1 การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีดีคิวสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน

สำหรับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่แสดงในรูปที่ 7.1 จะพิจารณาเงื่อนไขการพิสูจน์เช่นเดียวกับเงื่อนไขที่อธิบายไว้แล้วในบทที่ 3 ซึ่งประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแบบสมมูล  $R_{eq}$   $L_{eq}$  และ  $C_{eq}$  แทนพารามิเตอร์ของสายส่งกำลังไฟฟ้า ส่วนพารามิเตอร์วงจรกรองสัญญาณทางต้านไฟฟ้ากระแสตรงแทนด้วย  $r_L$   $L_{dc}$   $r_c$  และ  $C_{dc}$  ในขณะที่  $E_{dc}$  และ  $V_{dc}$  เป็นแรงดันเอาต์พุตดีซีและโหลดความ

ต้านทาน  $R$  สำหรับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีดีคิว ซึ่งสามารถทำให้เป็นวงจรสมมูลอย่างง่ายได้โดยกำหนดมุมหมุนของฟังก์ชันของการสวิตช์ ( $\phi = \phi - \alpha$ ) ทำให้ได้วงจรสมมูลอย่างง่ายดังรูปที่ 7.5



รูปที่ 7.5 วงจรสมมูลบนแกนดีคิว เมื่อกำหนด ( $\phi = \phi - \alpha$ )

จากวงจรสมมูลอย่างง่ายในรูปที่ 7.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ สามารถนำมาวิเคราะห์ด้วยกฎแรงดันไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) โดยกำหนดตัวแปรสถานะอินพุตและเอาต์พุตดังสมการที่ (7.1)

$$\text{ตัวแปรสถานะ : } \mathbf{x} = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad V_{bus,d} \quad V_{bus,q} \quad I_{dc} \quad V_{dc}]^T$$

$$\text{อินพุต : } \mathbf{u} = [V_m]$$

$$\text{เอาต์พุต : } \mathbf{y} = [V_{dc}] \quad (7.1)$$

สมการอนุพันธ์ แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \bullet \\
 I_{ds} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sd} \\
 \bullet \\
 I_{qs} = -\omega I_{ds} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sq} \\
 \bullet \\
 V_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{ds} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\
 \bullet \\
 V_{bus,q} = -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}} I_{qs} \\
 \bullet \\
 I_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}} V_{bus,d} - \left( \frac{r_L}{L_{dc}} + \frac{r_\mu}{L_{dc}} + \frac{r_c}{L_{dc}} \right) I_{dc} - \left( \frac{R - r_c}{RL_{dc}} \right) V_{dc} \\
 \bullet \\
 V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} - \frac{1}{RC_{dc}} V_{dc}
 \end{array} \right. \quad (7.2)$$

จากสมการเชิงอนุพันธ์ในสมการที่ (7.2) สามารถเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์  
 ในรูปแบบสมการปริภูมิสถานะ ได้ดังนี้

$$\begin{array}{l}
 \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{u} \\
 \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{u}
 \end{array} \quad (7.3)$$

โดยรายละเอียดเมตริกซ์ A B C และ D แสดงได้ดังสมการที่ (7.4)

$$A(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \omega & -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{eq}} & 0 & -\frac{(r_{\mu} + r_L + r_c)}{L_{dc}} & -\frac{(R - r_c)}{RL_{dc}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{dc}} & -\frac{1}{RC_{dc}} \end{bmatrix}_{6 \times 6}$$

$$B(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\cos(\lambda + \alpha)}{L_{eq}} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\sin(\lambda + \alpha)}{L_{eq}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}_{6 \times 1}$$

$$C(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]_{1 \times 6}$$

$$D(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = [0]_{1 \times 1} \quad (7.4)$$



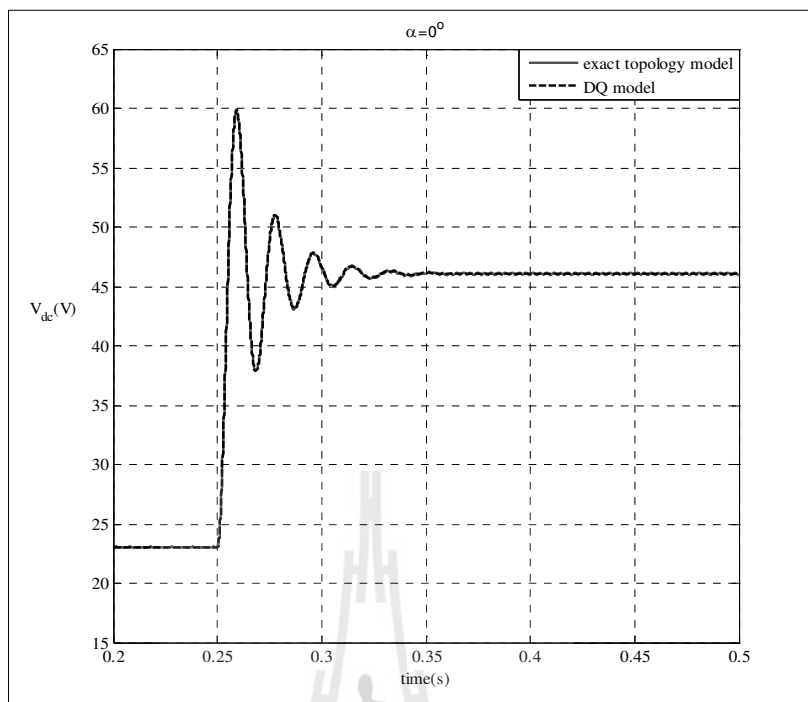
### การตรวจสอบความถูกต้องและการจำลองสถานการณ์

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (7.3) เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 7.3 โดยการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองจะอาศัยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB คู่มือได้จากภาคผนวก ข.5 ซึ่งพารามิเตอร์ของการจำลองสถานการณ์ของระบบแสดงได้ดังตารางที่ 7.3

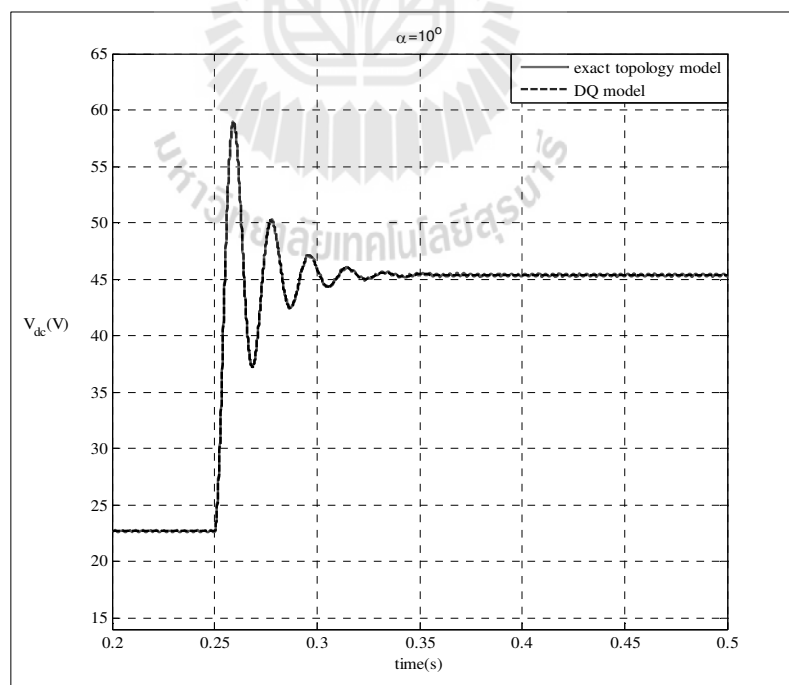
ตารางที่ 7.3 พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 7.3

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$V_s$	0-20 V <sub>rms/phase</sub>	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
$\omega$	$2\pi \times 50$ rad / s	ความถี่ของระบบ
$R_{eq}$	0.1 $\Omega$	ความต้านทานของสายส่ง
$L_{eq}$	24 $\mu$ H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
$C_{eq}$	2 nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
$r_L$	0.57 $\Omega$	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
$L_{dc} (\Delta I_{dc} \leq 1.5A)$	37.7 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
$C_{dc} (\Delta V_{dc} \leq 30V)$	226 $\mu$ F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
$r_c$	0.1 $\Omega$	ความต้านทานภายในของวงจรกรอง
$R$	100 $\Omega$	โหลดความต้านทานของวงจรกรอง

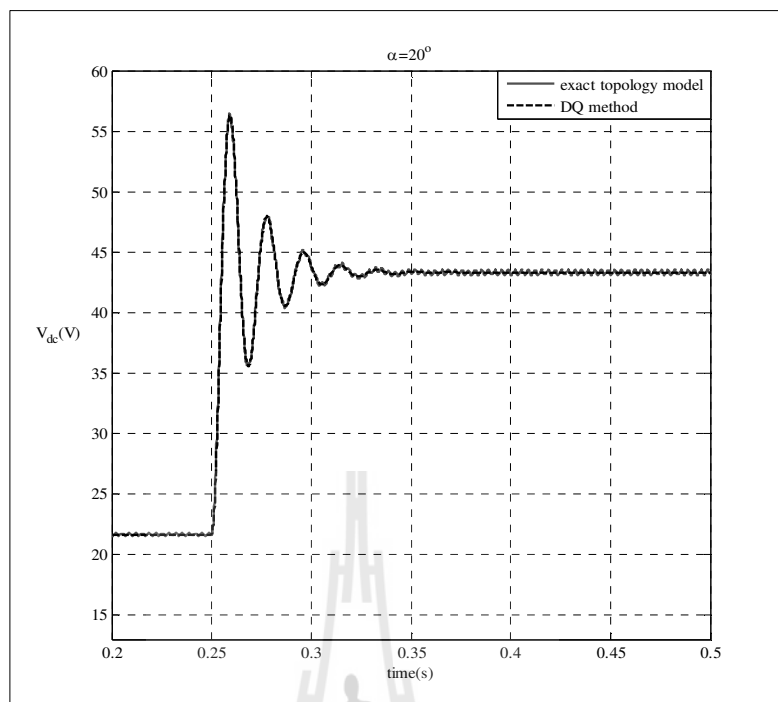
เนื่องจากวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้สามารถปรับค่ามุม  $\alpha$  ซึ่งการปรับมุม  $\alpha$  เพิ่มขึ้นจะส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้มีค่าลดลง ทำให้วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ง่ายต่อการทำงานในโหมดไม่ต่อเนื่อง ซึ่งอยู่นอกเหนือสมมติฐานของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ซึ่งได้อธิบายรายละเอียดไว้ในเนื้อหาของบทที่ 3 และ 4 โดยผลการเปรียบเทียบระหว่างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจาก 10V<sub>rms</sub> เป็น 20V<sub>rms</sub> และปรับค่ามุม  $\alpha$  ไปที่ค่าต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 7.6 ถึง 7.9



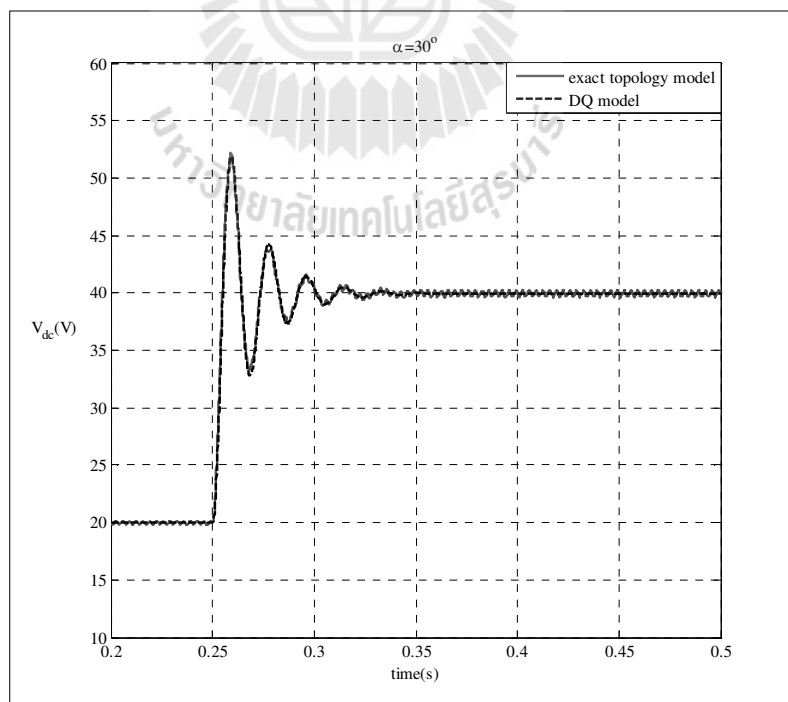
รูปที่ 7.6 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตดีซีที่มุม  $\alpha$  เท่ากับ 0 องศา



รูปที่ 7.7 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตดีซีที่มุม  $\alpha$  เท่ากับ 10 องศา



รูปที่ 7.8 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตดีซีที่มุม  $\alpha$  เท่ากับ 20 องศา

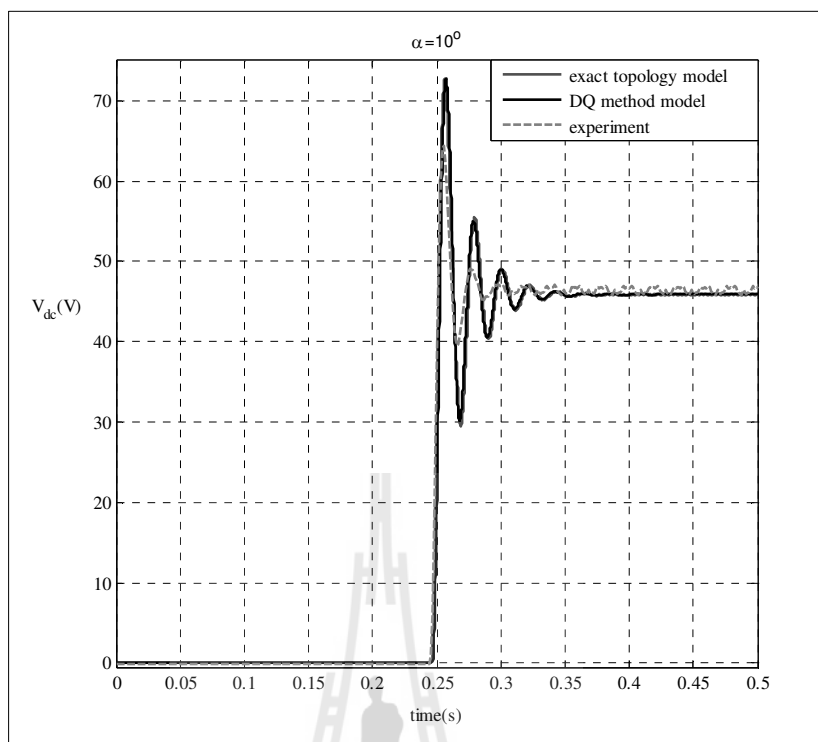


รูปที่ 7.9 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตดีซีที่มุม  $\alpha$  เท่ากับ 30 องศา

จากรูปที่ 7.6 ถึง 7.9 แสดงรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตดีซีของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 7.1 ซึ่งจำลองสถานการณ์ด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (7.3) เปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ เมื่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดจาก  $10V_{rms}$  เป็น  $20V_{rms}$  ที่เวลา 0.25 วินาที สำหรับมุม  $\alpha$  เท่ากับ 0 10 20 และ 30 องศา ตามลำดับการเปลี่ยนแปลงค่าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าในช่วงเวลาดังกล่าวเป็นการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้พิสูจน์ด้วยวิธีการแปลงดีคีมมีความถูกต้องทั้งในสภาวะชั่วครู่และสภาวะอยู่ตัว ดังนั้นจึงสามารถนำแบบจำลองดังกล่าวนำไปประยุกต์ใช้กับวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อระบุเอกลักษณ์ของชุดทดสอบจริงซึ่งจะแสดงรายละเอียดได้ในหัวข้อที่ 7.4.3 ต่อไป

#### 7.4.2 การทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้จากชุดทดสอบจริง

สำหรับการต่อวงจรและวิธีการทดสอบของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตดีซีมีลักษณะที่สอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ซึ่งได้ทำการต่อวงจรจากชุดทดสอบจริงให้ตรงกับวงจรในรูปที่ 7.2 โดยการต่อวงจรจากชุดทดสอบจริงได้แสดงไว้ในบทที่ 6 ในรูปที่ 6.14 อย่างละเอียดซึ่งผลการตอบสนองจะแสดงรวมทั้งการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และผลจากชุดทดสอบจริง โดยทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทันทีทันใดจาก  $0V_{rms}$  เป็น  $20V_{rms}$  และทำการปรับมุมชุดชนวนไปที่ 10 องศา แสดงได้ดังรูปที่ 7.10



รูปที่ 7.10 การเปรียบเทียบของผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตดีซี

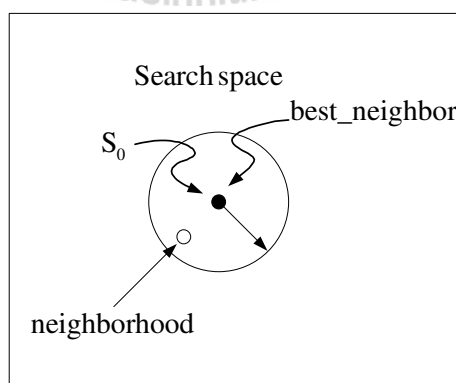
จากรูปที่ 7.10 แสดงให้เห็นผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของการจำลองสถานการณ์ด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังมีลักษณะรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ไม่สอดคล้องกันกับผลการตอบสนองจากชุดทดสอบจริงทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ในแบบจำลองและการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์มีค่าแตกต่างกันกับค่าพารามิเตอร์จากชุดทดสอบจริง ซึ่งปัญหาดังกล่าวจะทำให้ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพมีความผิดพลาดได้ ถึงแม้ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จะมีความถูกต้องสูงก็ตาม ดังนั้นผู้วิจัยจึงนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบดังกล่าว นำมาประยุกต์ใช้สำหรับการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องที่สุด ซึ่งรายละเอียดจะแสดงได้ในหัวข้อที่ 7.4.3 ต่อไป

### 7.4.3 การระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (Adaptive tabu search: ATS) เป็นวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์วิธีหนึ่งที่มีประสิทธิภาพสูง ซึ่งอัลกอริทึมนี้ถูกพัฒนาขึ้นมาจากอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามู (tabu search: TS) โดยอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูได้นำมาประยุกต์ใช้ในการแก้ปัญหาการหาค่าเหมาะสมที่สุดเชิงผสมผสาน (combination optimization) ซึ่งอัลกอริทึมดังกล่าวได้ถูกค้นพบโดย (Glover, 1989) และต่อมาได้ถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวางจนถึงปัจจุบัน เนื่องจากเป็นอัลกอริทึมที่มีความสามารถในการหลีกเลี่ยงคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local solution) และยังสามารถทำการค้นหาคำตอบจนกระทั่งได้คำตอบที่ใกล้เคียงกับคำตอบที่เหมาะสมที่สุดแบบวงกว้าง (near global solution) ต่อมาในปี พ.ศ. 2545 กองพัน อารีรักษ์ และ สรวุฒิ สุจิตจร ได้พัฒนาและปรับปรุงอัลกอริทึมดังกล่าวให้มีประสิทธิภาพการค้นหาที่ดียิ่งขึ้น โดยการเพิ่ม 2 กลไกเข้าไปในอัลกอริทึม สำหรับกลไกแรก คือ การเดินย้อนรอย (black - tracking) เป็นกลไกที่อนุญาตให้ระบบการค้นหาสามารถย้อนกลับไปค้นหาคำตอบบริเวณพื้นที่เดิมที่เคยถูกค้นหามาก่อน ซึ่งทำให้ระบบการค้นหามีโอกาสที่จะค้นหาคำตอบในบริเวณพื้นที่ใหม่ และหลุดออกจากคำตอบที่เป็นวงแคบเฉพาะถิ่นได้ กลไกที่สอง คือ การปรับลดรัศมีในการค้นหา (adaptive radius) ซึ่งจะทำการปรับลดรัศมีในระหว่างการค้นหาจนกระทั่งการค้นหาเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุดแบบวงกว้าง โดยอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวพิจารณาได้ตามขั้นตอนดังนี้

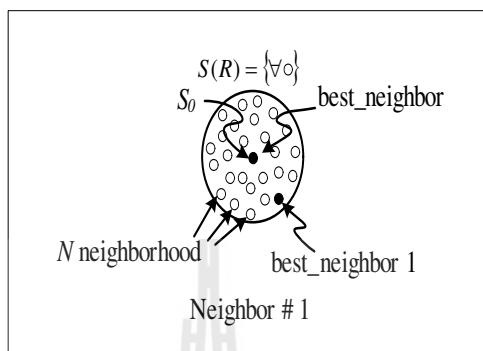
ขั้นตอนที่ 1 กำหนดพื้นที่การค้นหา รัศมีการค้นหา และจำนวนรอบสูงสุดของการค้นหา

ขั้นตอนที่ 2 ทำการสุ่มคำตอบเริ่มต้น  $S_0$  ภายในพื้นที่การค้นหา และให้  $S_0$  เป็นคำตอบที่ดีที่สุดแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local solution) แสดงได้ดังรูปที่ 7.11



รูปที่ 7.11 สุ่มค่า  $S_0$  ในพื้นที่การค้นหา

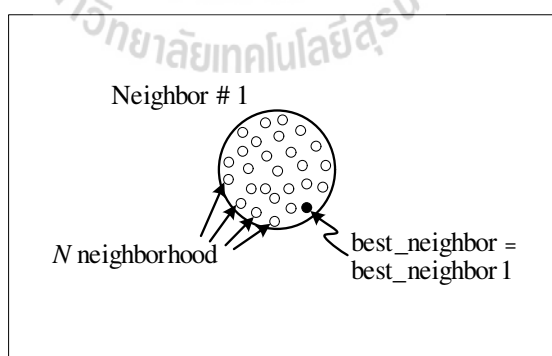
ขั้นตอนที่ 3 ทำการสุ่มเลือกคำตอบจำนวน  $N$  คำตอบ รอบๆ  $S_0$  ภายในพื้นที่รัศมีการค้นหา  $R$  และกำหนดให้เซต  $S(R)$  เป็นเซตของคำตอบ  $N$  คำตอบ ซึ่งเรียกว่า คำตอบรอบข้าง แสดงได้ดังรูปที่ 7.12



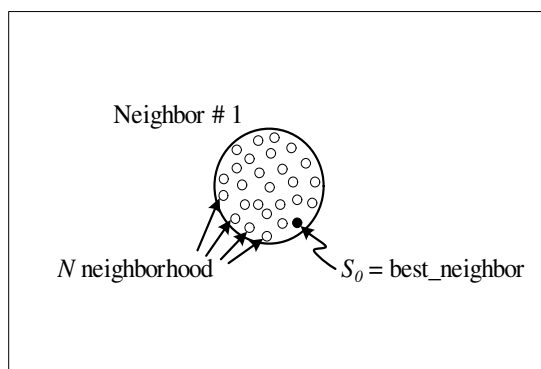
รูปที่ 7.12 ค่าใกล้เคียงรอบ ๆ  $S_0$

ขั้นตอนที่ 4 ทำการประเมินคำตอบรอบข้างด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของแต่ละสมาชิกใน  $S(R)$  โดยกำหนดให้  $S_1$  เป็นคำตอบที่ดีที่สุดที่สุดใน  $S(R)$

ขั้นตอนที่ 5 ถ้า  $S_1 < S_0$  ดังนั้นกำหนดให้  $S_0 = S_1$  และเก็บค่า  $S_0$  ในรายการตาม แสดงได้รูปที่ 7.13 และรูปที่ 7.14

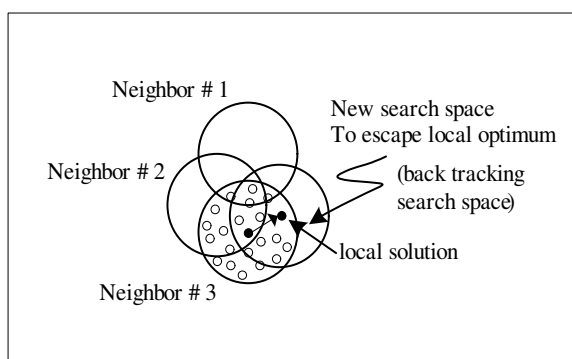


รูปที่ 7.13 กำหนดค่าใกล้เคียงใหม่

รูปที่ 7.14 กำหนดค่า  $S_0$  ใหม่

ขั้นตอนที่ 6 ถ้า  $count \geq count_{max}$  จะหยุดกระบวนการค้นหาโดยที่ค่า  $S_0$  คือคำตอบที่ดีที่สุดไม่เช่นนั้นจะกลับไปสู่ขั้นตอนที่ 3 และเริ่มกระบวนการใหม่อีกครั้งจนกระทั่งได้คำตอบที่พอใจ

ขั้นตอนที่ 7 จะเข้าสู่กลไกการเดินย้อนรอย เมื่อจำนวนคำตอบในแต่ละรอบไม่หลุดออกจากคำตอบที่เป็นวงแคบเฉพาะถิ่นเป็นจำนวนคำตอบเท่ากับจำนวนคำตอบสูงสุดที่ได้จากการตั้งค่าไว้ กลไกนี้จะเลือกคำตอบที่ดีที่สุดได้จากการค้นหาในพื้นที่การค้นหาเดิมในรายการตามูเพื่อนำมากำหนดเป็นคำตอบเริ่มต้นสำหรับการค้นหาในรอบถัดไป ทั้งนี้เพื่อให้หลุดออกจากคำตอบที่เป็นวงแคบเฉพาะถิ่น แสดงได้ดังรูปที่ 7.15 ซึ่งค่า local solution ในรายการตามูเป็นค่าเริ่มต้นการค้นหา



รูปที่ 7.15 กลไกการเดินย้อนรอย

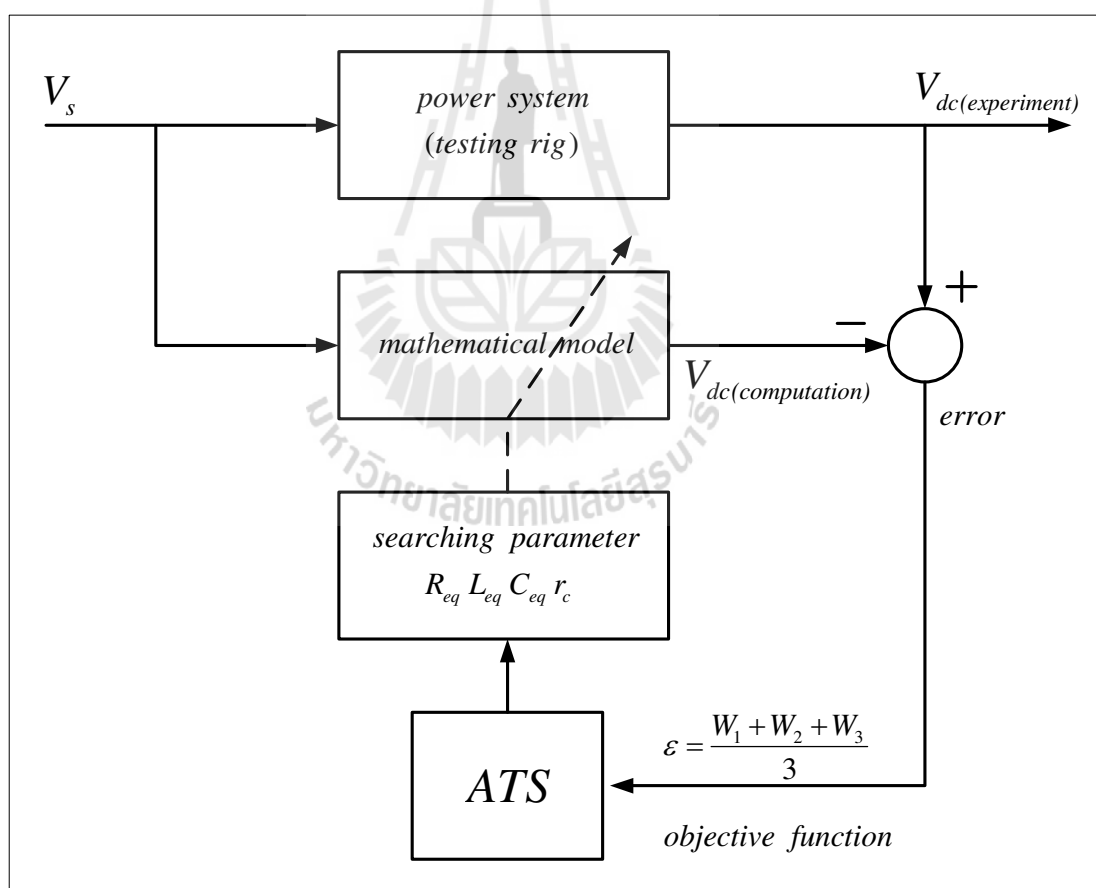


ขั้นตอนที่ 8 จะเข้าสู่กลไกการปรับค่าสัมประสิทธิ์การค้นหา โดยจะปรับลดสัมประสิทธิ์ลงเรื่อยๆตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ (7.5)

$$radius_{new} = \frac{radius_{old}}{DF} \quad (7.5)$$

โดยที่  $DF > 1$  คือ ตัวประกอบปรับลดสัมประสิทธิ์ (Decreasing Factor)

สำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว จะได้แสดงโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมการค้นหาแสดงได้ดังรูปที่ 7.16



รูปที่ 7.16 บล็อกไดอะแกรมการค้นหาพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

สำหรับบล็อกไดอะแกรมที่แสดงในรูปที่ 7.16 แสดงวิธีการค้นหาค่าพารามิเตอร์ ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวซึ่งจะได้ทำการค้นหาพารามิเตอร์ทั้งหมด 4 ตัวได้แก่  $R_{eq}$   $L_{eq}$   $r_c$  และ  $C_{dc}$  ผ่านทางแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีดีคิวิสำหรับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าวจะพิจารณาระบบในรูปที่ 7.2 ซึ่งสมการของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จะแสดงได้ดังสมการที่ (7.3) สำหรับการค้นหาพารามิเตอร์ดังกล่าวจะทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต ( $V_s$ ) ทีนทีทีนไคจาก  $0V_{rms}$  เป็น  $20V_{rms}$  และนำผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ( $V_{dc(computation)}$ ) และผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีของชุดทดสอบจริง ( $V_{dc(experiment)}$ ) มาทำการเปรียบเทียบซึ่งจะได้ค่าความคลาดเคลื่อน (*error*) ออกมา ดังนั้นในการค้นหาพารามิเตอร์ด้วยวิธี ATS ให้มีประสิทธิภาพจะใช้ค่า  $W$  ในการลดค่าความผิดพลาดลงไปเรื่อย ๆ ซึ่งจะสามารถแสดงสมการการหาค่าความผิดพลาดได้ดังสมการที่ (7.6)

$$W_x = \sqrt{\frac{\sum error^2}{n}} \quad (7.6)$$

โดยที่ *error* คำนวณได้จาก  $|V_{dc(experiment)} - V_{dc(computation)}|$  และ  $n$  คือจำนวนชุดข้อมูลทั้งหมด

จากสมการที่ (7.6) จะกำหนดค่า  $x$  เท่ากับ 1 2 และ 3 จากบล็อกไดอะแกรมของระบบค่า  $W_1$   $W_2$  และ  $W_3$  คือค่าความคลาดเคลื่อนที่ได้จากการปรับมุมจุดชนวนที่มุม 0 10 และ 20 องศาตามลำดับ สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ค่าวัตถุประสงค์ (*Objective function*) ในการค้นหาพารามิเตอร์ซึ่งค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์จะนำค่า  $W_1$   $W_2$  และ  $W_3$  มาหาค่าเฉลี่ยแสดงได้ดังสมการที่ (7.7)

$$\varepsilon = \sum_{x=1}^{\beta} \frac{W_x}{\beta} \quad (7.7)$$

$\beta$  คือจำนวนข้อมูลที่ใช้ในการค้นหาทั้งหมด 3 ค่า

จากสมการที่ (7.7) จะได้ค่า  $\varepsilon$  เฉลี่ยออกมาจากนั้นจะนำค่า  $\varepsilon$  ที่ได้ไปทำการปรับจูนด้วยอัลกอริทึม ATS และให้อัลกอริทึม ATS ทำการค้นหาค่าพารามิเตอร์ต่อไปเรื่อย ๆ จนได้ค่า  $\varepsilon$  ที่น้อยที่สุด ซึ่งแสดงให้เห็นว่าผลของการค้นหาค่าพารามิเตอร์จะเข้าใกล้ค่าที่แท้จริงมากที่สุด แต่อย่างไรก็ตามสิ่งที่สำคัญสำหรับการค้นหาด้วยวิธีค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวคือการกำหนดเขตค่าพารามิเตอร์ที่จะใช้ในการค้นหา เพื่อให้การค้นหามีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นซึ่งแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

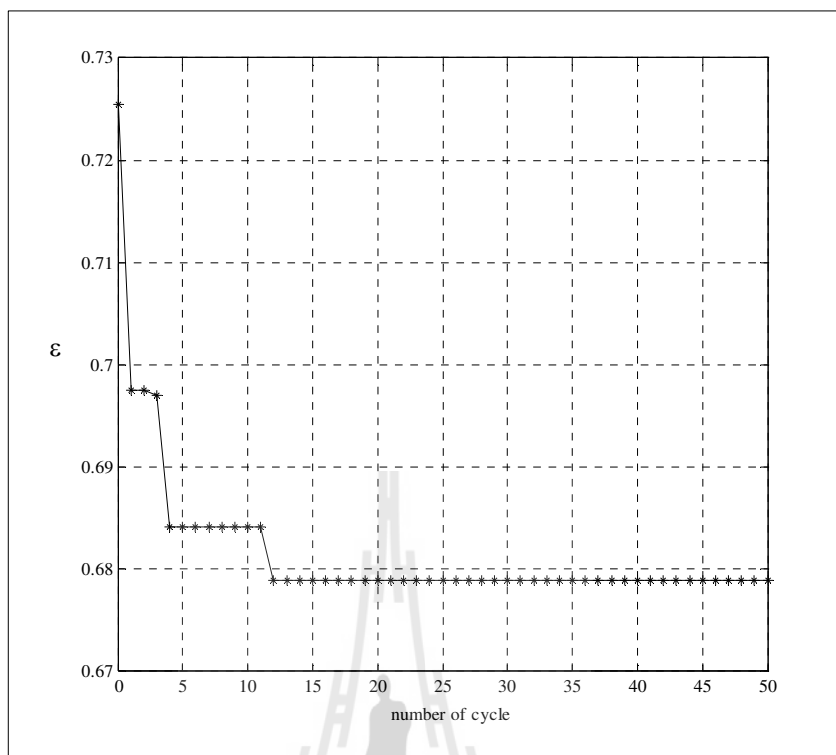
#### ขอบเขตการค้นหา

การกำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์นั้น จะอาศัยการอ้างอิงค่าพารามิเตอร์ที่แสดงในตารางที่ 7.3 เมื่อคำตอบที่ทำการค้นหาค่าพารามิเตอร์มีค่าเท่ากับของเขตล่างหรือขอบเขตบน จะทำการขยายขอบเขตเพิ่มขึ้นอีก ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ผู้วิจัยจะได้กำหนดขอบเขตการค้นหาพารามิเตอร์แสดงดังตารางที่ 7.4

ตารางที่ 7.4 ขอบเขตค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด

พารามิเตอร์ของระบบ	ขอบล่าง	ขอบบน
$R_{eq}$	0.01 $\Omega$	0.1 $\Omega$
$L_{eq}$	0.1 mH	1 mH
$C_{dc}$	160 $\mu$ F	240 $\mu$ F
$r_c$	0.01 $\Omega$	4 $\Omega$

สำหรับอัลกอริทึมของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวมีพารามิเตอร์ที่สำคัญอยู่หลายตัวที่ต้องคำนึงถึง เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพการค้นหาที่ดีและรวดเร็ว จะได้กำหนดค่าต่างๆดังนี้ กำหนดค่าคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 30 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 30 คำตอบ คำรัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 4 ค่าปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.4 จากนั้นได้นำค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้กำหนดนำไปทดสอบเพื่อค้นหาค่าพารามิเตอร์ของระบบจำนวน 50 รอบ ซึ่งจะแสดงการลู่เข้าของ  $\varepsilon$  แสดงได้ดังรูปที่ 7.17



รูปที่ 7.17 ผลของค่าความผิดพลาดที่น้อยที่สุด

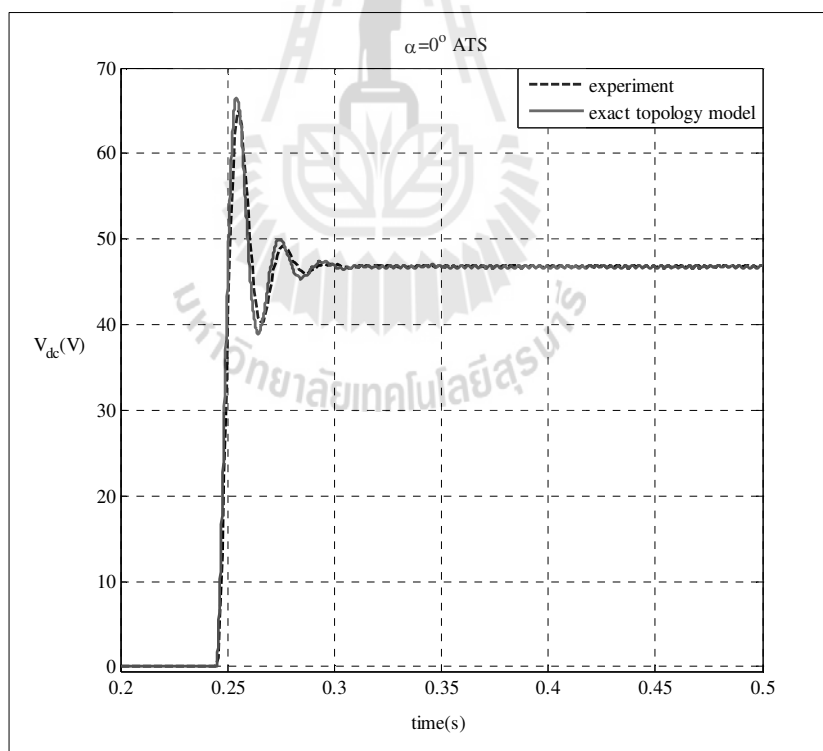
จากรูปที่ 7.17 แสดงค่าความผิดพลาดที่น้อยลงไปเรื่อย ๆ ซึ่งหมายถึงการลู่เข้าหาคำตอบของค่าพารามิเตอร์ที่ได้ทำการค้นหาด้วยวิธีการระบุเอกลักษณ์ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวจะแสดงได้ดังตารางที่ 7.5 ค่าพารามิเตอร์ที่ได้นี้ถือได้ว่าเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ใกล้เคียงกับพารามิเตอร์ของชุดทดสอบจริงมากที่สุด ดังนั้นผู้วิจัยจะได้นำค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวไปทำการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของค่าพารามิเตอร์ที่ทำการค้นหาด้วยวิธีการระบุเอกลักษณ์แสดงได้ดังนี้

ตารางที่ 7.5 ผลการค้นหาพารามิเตอร์ของระบบ

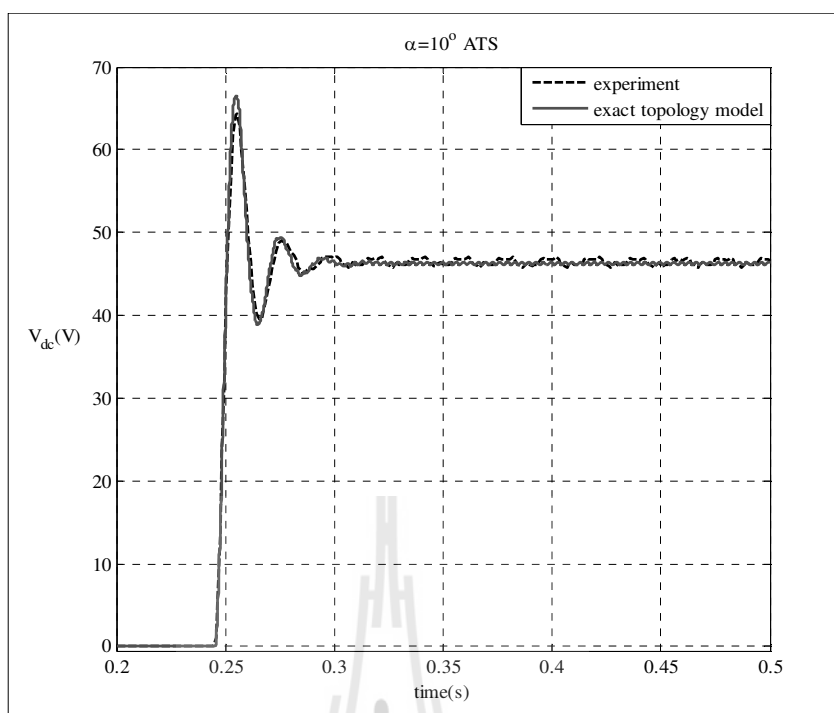
มุมจุดชนวน	$R_{eq} (\Omega)$	$L_{eq} (mH)$	$C_{dc} (\mu F)$	$r_c (\Omega)$	$\epsilon$
$\alpha = 0^\circ$	0.0874	0.12752	234.20	2.992	0.6789
$\alpha = 10^\circ$	0.0874	0.12752	234.20	2.992	
$\alpha = 20^\circ$	0.0874	0.12752	234.20	2.992	

การจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของคำตอบจากการระบุเอกลักษณ์

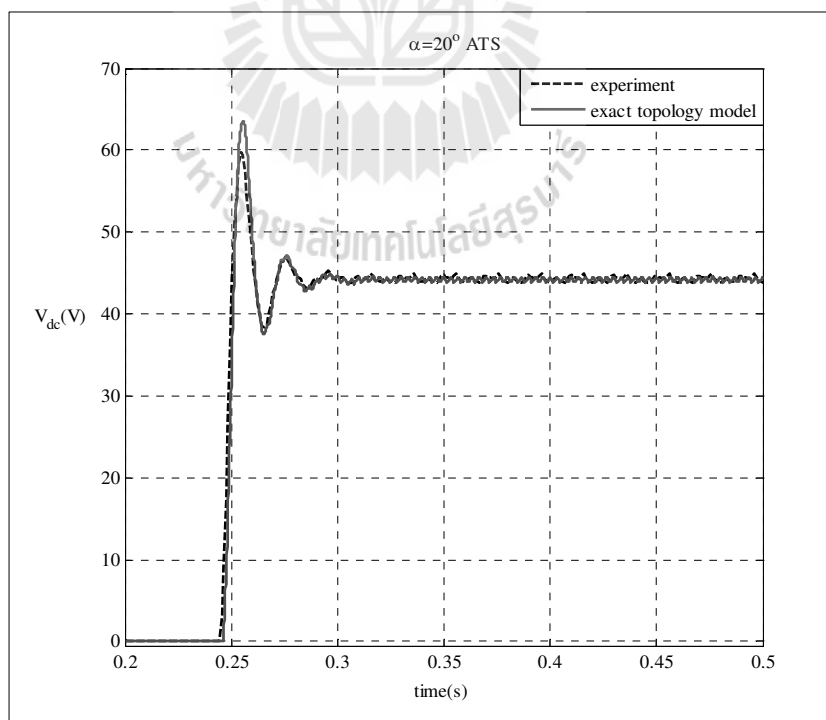
จากการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานด้วยวิธีการค้นแบบตามูเชิงปรับตัว จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องทำการตรวจสอบค่าพารามิเตอร์ที่ได้นั้นมีความถูกต้องจริง จึงต้องนำค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวซึ่งแสดงในตารางที่ 7.5 มาทำการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ โดยทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตทันทีทันใดจาก  $0\text{ V}_{\text{rms}}$  เป็น  $20\text{ V}_{\text{rms}}$  ที่เวลา 0.25 วินาทีและปรับมุมจุดชนวนไปที่มุม 0 10 และ 20 องศา สังเกตผลการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตดิซีซีที่ได้จากการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ เปรียบเทียบกับผลการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตดิซีซีจากชุดทดสอบจริง แสดงได้ดังรูปที่ 7.18 – รูปที่ 7.20 ตามลำดับ พบว่าผลการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตดิซีซีที่ได้มีความสอดคล้องกันทั้งสภาวะชั่วคราวและในสภาวะอยู่ตัว ซึ่งถือได้ว่าค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวที่ทำการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์นั้นมีความถูกต้อง



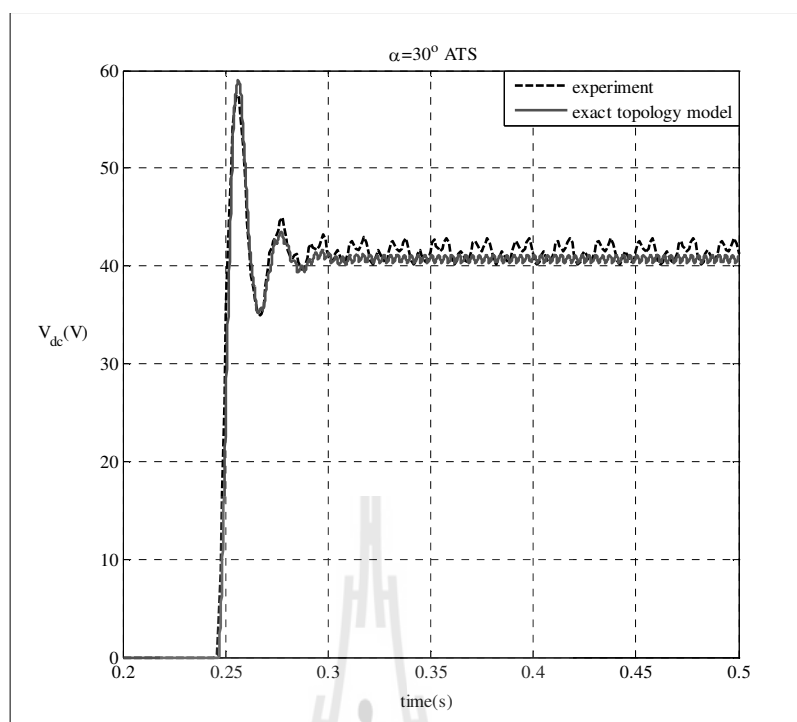
รูปที่ 7.18 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดิซีซี เมื่อปรับมุมจุดชนวนเท่ากับ  $0^\circ$



รูปที่ 7.19 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี เมื่อปรับมุมจุดชนวนเท่ากับ  $10^\circ$



รูปที่ 7.20 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี เมื่อปรับมุมจุดชนวนเท่ากับ  $20^\circ$



รูปที่ 7.21 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี เมื่อปรับมุมจุดชนวนเท่ากับ  $30^\circ$

จากรูปที่ 7.21 แสดงผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตดีซีเมื่อปรับมุมจุดชนวนเท่ากับ  $30^\circ$  องศา ซึ่งมุมจุดชนวนดังกล่าวนี้ไม่ได้นำไปทำการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ เพียงแต่นำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหาด้วยการระบุเอกลักษณ์ที่แสดงได้ดังตารางที่ 7.5 มาตรวจสอบความถูกต้อง ซึ่งผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตดีซีที่ได้นั้นมีความสอดคล้องกันทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ที่ได้ทำการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์จึงเป็นค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมและถูกต้อง

## 7.5 สรุป

สำหรับเนื้อหาในบทที่ 7 นี้จะเป็นการนำเสนอการระบุเอกลักษณ์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน โดยจะค้นหาพารามิเตอร์ของชุดทดสอบ เพื่อให้การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริงมีความถูกต้องแม่นยำ ซึ่งในงานวิทยานิพนธ์นี้ จะได้นำเสนอวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ไว้ 2 วิธี คือ วิธีการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยเครื่องมือวัด และการค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ที่เรียกว่าวิธีการค้นหาแบบตาบอดเชิงปรับตัว ในส่วนแรกจะค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำและค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง ซึ่งผลการทดสอบวัดนั้นได้ค่าพารามิเตอร์ที่ไม่ตรงกับค่าพารามิเตอร์ที่ใช้วิเคราะห์

เสถียรภาพในบทที่ 5 ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ที่ทำการวัดด้วยเครื่องมือวัดจึงเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดที่จะนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริงที่ได้ทำการสร้างขึ้นมา ในส่วนที่สองจะเป็นการพิจารณาในส่วนของค่าความจุไฟฟ้า ค่าความต้านทานภายในค่าความจุไฟฟ้า ค่าความเหนี่ยวนำและค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้าสามเฟส เนื่องจากพารามิเตอร์ดังกล่าวทำการวัดด้วยเครื่องมือวัดได้ยากและมีความซับซ้อนมาก ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้วิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อทำการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่า วิธีการนี้จะอาศัยแบบจำลองคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานในการค้นหาพารามิเตอร์ โดยเนื้อหาในบทนี้จะอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ร่วมกับอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว ซึ่งอัลกอริทึมจะทำงานให้มีประสิทธิภาพต้องมียุทธศาสตร์ประกอบที่สำคัญในตัวอัลกอริทึมการค้นหา ซึ่งผู้วิจัยจะได้ทำการทำการกำหนดค่าต่างๆ ได้แก่ขอบเขตการค้นหา ค่าปรับลดอัตราค่ารัศมี ค่าคำตอบเริ่มต้น ค่าคำตอบรอบข้าง เป็นต้น ซึ่งจากผลการตรวจสอบความถูกต้องของคำตอบ หรือค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ได้ทำการระบุเอกลักษณ์พบว่า ผลการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตดีซีของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้จำลองบนคอมพิวเตอร์ และผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตจากชุดทดสอบ มีลักษณะของรูปสัญญาณมีความสอดคล้องกันที่ในสภาวะชั่วคราวและสภาวะอยู่ตัว ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ที่ค้นหาด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวจึงเป็นค่าพารามิเตอร์ที่มีความถูกต้องที่สุด ซึ่งค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวนี้จะได้นำไปวิเคราะห์เสถียรภาพจากชุดทดสอบจริง ซึ่งเป็นเนื้อหาในบทที่ 8 โดยรายละเอียดจะได้นำเสนอต่อไป

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในส่วนของการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ โดยใช้วิธีการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว ดังที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 7 ได้รับการตีพิมพ์แล้วดังนี้

- P.Ruttanee, K-N. Areerak, K-L. Areerak, and A. Srikaew “An Artificial Intelligence Based System Identification of AC-DC Power System Including a Three-Phase Controlled Rectifier” (รอกการอนุมัติ)



## บทที่ 8

### การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง

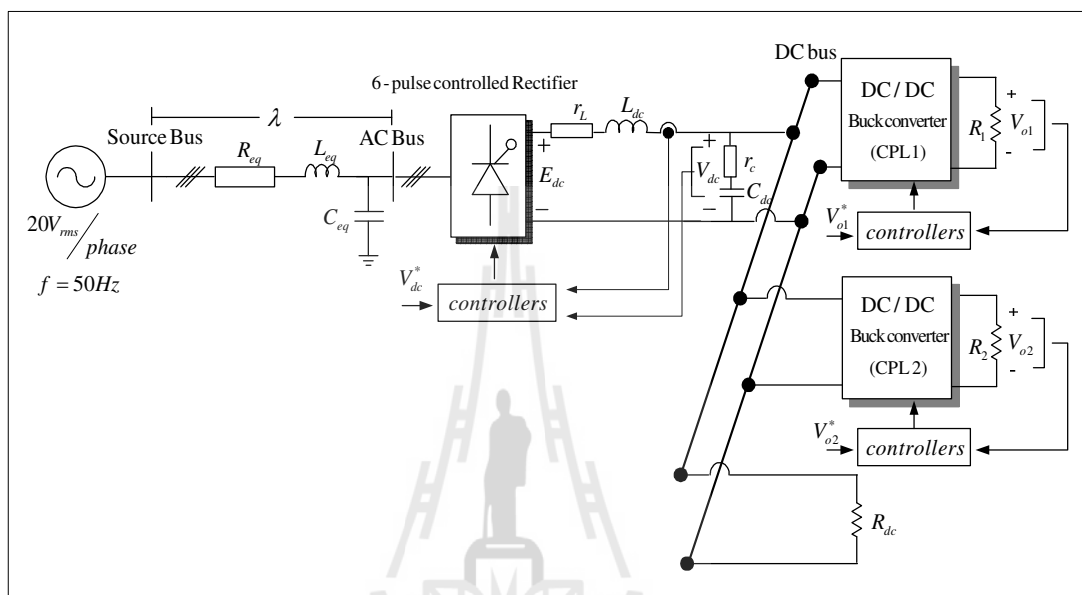
#### 8.1 บทนำ

สำหรับเนื้อหาในบทนี้จะเป็นการวิเคราะห์เสถียรภาพจากชุดทดสอบจริงของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกซ์นานกัน เพื่อยืนยันผลที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 5 ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์มีความสำคัญต่อการวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริงและอีกส่วนที่มีความสำคัญเช่นเดียวกันคือ การสร้างชุดทดสอบจริงของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกซ์นานกัน เพื่อใช้ในการทดสอบการวิเคราะห์เสถียรภาพซึ่งได้นำเสนอไว้ในเนื้อหาของบทที่ 6 สำหรับส่วนสุดท้ายจะเป็นการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบดังกล่าวด้วยวิธีการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ซึ่งค่าพารามิเตอร์ก็มีส่วนสำคัญต่อการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโดยได้นำเสนอไว้แล้วในบทที่ 7 จากเนื้อหาที่ได้กล่าวไว้ทั้ง 3 บทนี้มีส่วนสำคัญอย่างยิ่งต่อการวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบ เพื่อให้ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพมีความถูกต้องมากที่สุด ดังนั้นในส่วนแรกจะเป็นการนำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง และส่วนที่สองจะเป็นยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพจากชุดทดสอบ

#### 8.2 การวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริง

ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรั้งานวิจัยวิทยานิพนธ์ แสดงได้ดังรูปที่ 8.1 คือวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกซ์นานกัน ซึ่งประกอบไปด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสมดุล สายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุม และวงจรกรองสัญญาณดีซีเชื่อมต่อดัวยโหลดตัวต้านทาน และโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคกซ์นานกัน 2 ชุด ซึ่งระบบดังกล่าวเป็นระบบเดียวกันที่ได้พิจารณาไว้แล้วในบทที่ 5 ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพจากชุดทดสอบจริง

จึงได้อาศัยองค์ความรู้ในบทที่ 5 คือการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ร่วมกันระหว่างวิธีตีคว และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป การทำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ให้เป็นเชิงเส้นด้วยอนุกรม เทร์เลอร์อันดับ 1 การคำนวณค่าในสภาวะคงตัว และการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง และสุดท้ายเป็นการวิเคราะห์เสถียรภาพของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เป็นต้น



รูปที่ 8.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีสถิตควบคุมที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งนานกัน

จากรูปที่ 8.1 จะอาศัยองค์ความรู้การสร้างแบบจำลองพลวัต ที่ได้นำเสนอในบทที่ 5 ซึ่งจะได้ทำการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองดังกล่าว โดยจะทำการเปรียบเทียบผลการตอบสนองระหว่างการจำลองสถานการณ์ของสัญญาณขนาดเล็กด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และการจำลองสถานการณ์ของระบบบนคอมพิวเตอร์ด้วยชุดบล็อก SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB ซึ่งผลการตอบสนองมีลักษณะที่สอดคล้องกันทั้งสภาวะชั่วครู่และในสภาวะอยู่ตัว ดังนั้นจึงยืนยันได้ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีสถิตควบคุมและ โหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งนานกันมีความถูกต้องแม่นยำ ซึ่งจะนำแบบจำลองดังกล่าวนี้ไปทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง โดยชุดทดสอบจริงได้สร้างไว้แล้วในบทที่ 6 สามารถดูได้จากรูปที่ 6.36 สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริงนั้น ค่าพารามิเตอร์ก็มีส่วนสำคัญต่อการวิเคราะห์เสถียรภาพซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากชุดทดสอบจะนำไปใช้เป็นค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์

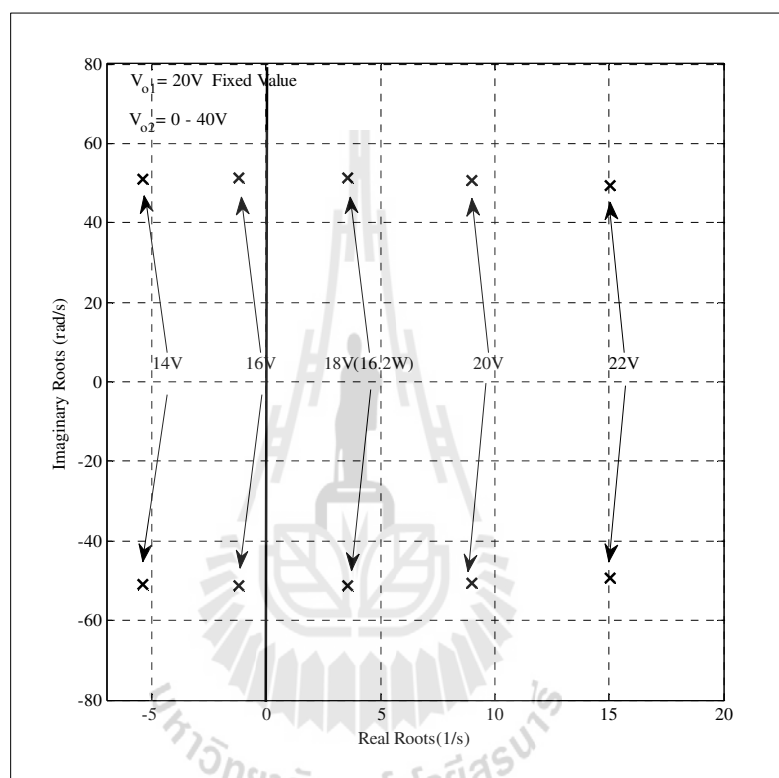
ของระบบด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ โดยผู้วิจัยได้เลือกใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ซึ่งได้นำเสนอไว้แล้วในบทที่ 7 จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้นั้นจึงเป็นค่าที่แท้จริงของระบบของชุดทดสอบซึ่งจะได้แสดงค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 8.1

ตารางที่ 8.1 พารามิเตอร์ของระบบที่พิจารณา

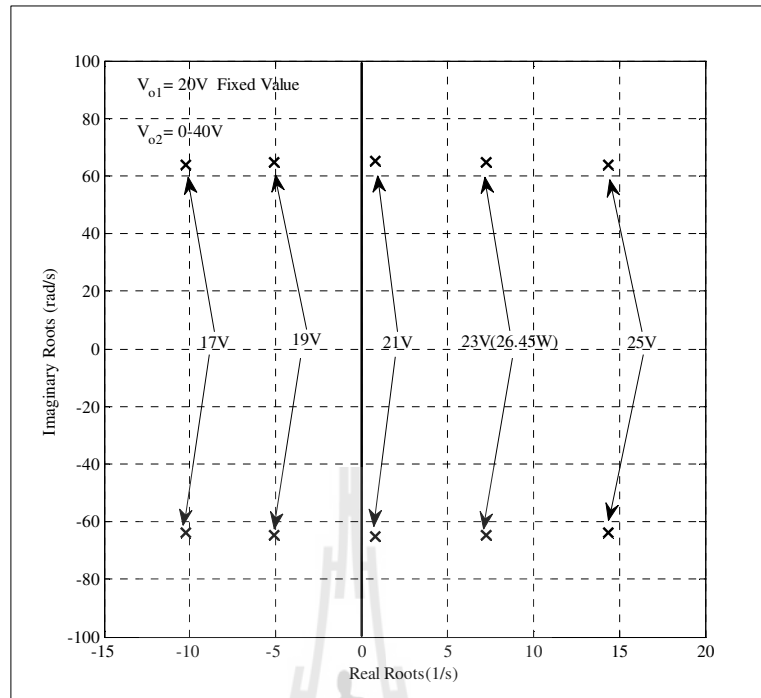
พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$V_s$	$20V_{rms/phase}$	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
$\omega$	$2\pi \times 50 \text{ rad/s}$	ความถี่ของระบบ
$R_{eq}$	$0.0874 \Omega$	ความต้านทานของสายส่ง
$L_{eq}$	$0.12752 \text{ mH}$	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
$C_{eq}$	$2 \text{ nF}$	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
$r_c$	$2.992 \Omega$	ความต้านทานในตัวเก็บประจุ
$r_L$	$0.57 \Omega$	ความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำ
$L_{dc} (\Delta I_{dc} \leq 1.5 \text{ A})$	$37.7 \text{ mH}$	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
$C_{dc} (\Delta V_{dc} \leq 30 \text{ V})$	$234.2 \mu\text{F}$	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
$R_1$	$20 \Omega$	ความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบักคัตตัวที่ 1
$R_2$	$20 \Omega$	ความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบักคัตตัวที่ 2
$R_{dc}$	$500 \Omega$	ความต้านทานที่เชื่อมต่อกับวงจรกรอง

สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริงจะนำค่าพารามิเตอร์ที่แสดงในตารางที่ 8.1 มาทำการคาดเดาจุดการทำงานการขาดเสถียรภาพของระบบอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง โดยจะคำนวณค่าเจาะจงได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบซึ่งได้รับการพิสูจน์ไว้แล้วในบทที่ 5 ค่าเจาะจงของระบบดังกล่าวมีทั้งหมด 16 ตัว ประกอบไปด้วย  $\lambda_1 - \lambda_6$  ซึ่งค่าเจาะจงที่มีผลต่อเสถียรภาพของระบบนั้นจะพิจารณาเพียงค่า  $\lambda_5$  และ  $\lambda_6$  เนื่องจากเป็นค่าเจาะจงที่มีอิทธิพลต่อเสถียรภาพมากที่สุดสำหรับระบบที่พิจารณาดังกล่าวมีการควบคุมแรงดันที่ดิซิปัล ซึ่งยังมีค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมที่เพิ่มเข้ามาคือ แบนด์วิดท์ของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า ( $\omega_{mv}$ ) ซึ่งได้รับการพิสูจน์ไว้แล้วในบทที่ 5 เมื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้ามากขึ้นเสถียรภาพของระบบจริงจะเพิ่มมากขึ้นตามไปด้วยในส่วนของแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมกระแสไฟฟ้า ( $\omega_{ni}$ ) เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าไม่เกิดผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบจริง ดังนั้นผู้วิจัยจึงพิจารณาเพียงผลกระทบของแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า

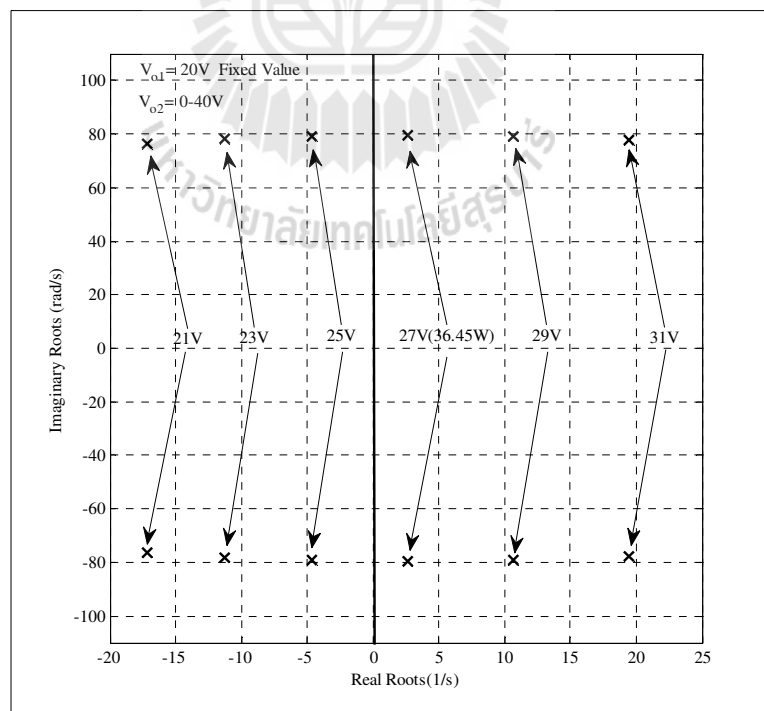
เท่านั้นซึ่งผู้วิจัยได้ทำการเปลี่ยนแปลงค่าแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าได้แก่  $\omega_{nv} = 2\pi \times 8 \text{ rad/s}$   $\omega_{nv} = 2\pi \times 10 \text{ rad/s}$  และ  $\omega_{nv} = 2\pi \times 12 \text{ rad/s}$  ซึ่งผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีค่าเจาะจงจะกำหนดให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัก์ชดที่ 1 คงที่ที่ 20V และทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัก์ชดที่ 2 จาก 0 – 40 แสดงได้ดังรูปที่ 8.2 ถึง 8.4 ตามลำดับ



รูปที่ 8.2 ค่าเจาะจง (กรณี  $\omega_{nv} = 2\pi \times 8 \text{ rad/s}$ )



รูปที่ 8.3 ค่าเจาะจง (กรณี  $\omega_{nv} = 2\pi \times 10 \text{ rad/s}$ )



รูปที่ 8.4 ค่าเจาะจง (กรณี  $\omega_{nv} = 2\pi \times 12 \text{ rad/s}$ )

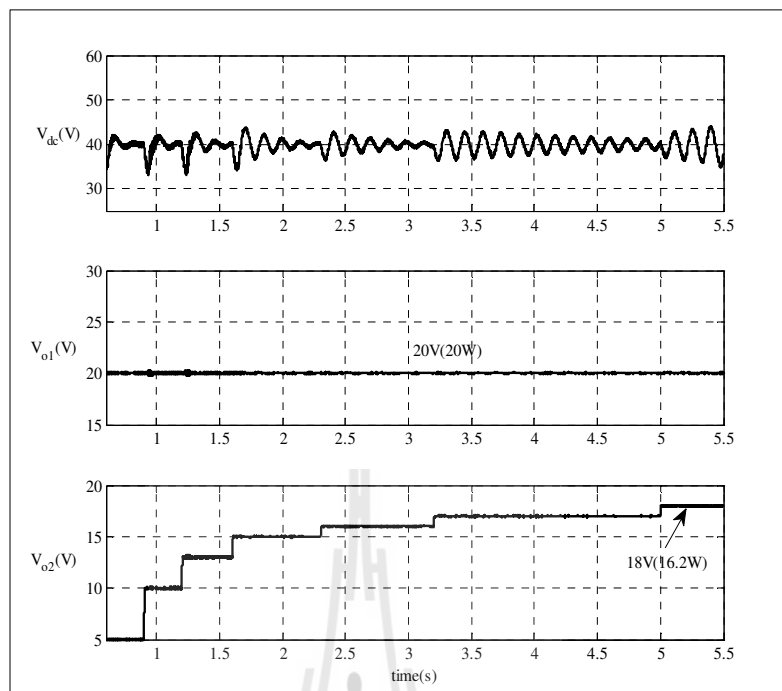
สำหรับรูปที่ 8.2 ถึง 8.4 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่า  $\omega_{nv} = 2\pi \times 8 \text{ rad/s}$   $\omega_{nv} = 2\pi \times 10 \text{ rad/s}$  และ  $\omega_{nv} = 2\pi \times 12 \text{ rad/s}$  เมื่อกำหนดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคส์ชดที่ 1 คงที่ที่ 20V ระบบจะขาดเสถียรภาพเมื่อปรับแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคส์ชดที่ 2 ไปที่ 18V 23V และ 27V ตามลำดับแสดงให้เห็นว่าผลการเปลี่ยนแปลงของแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้ามีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ ดังนั้นจะได้นำผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบด้วยทฤษฎีค่าเจาะจงที่ได้นี้ ไปทำการยืนยันผลการขาดเสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์และชุดทดสอบจริง ซึ่งจะได้นำเสนอในหัวข้อ 8.3 ต่อไป

### 8.3 การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพ

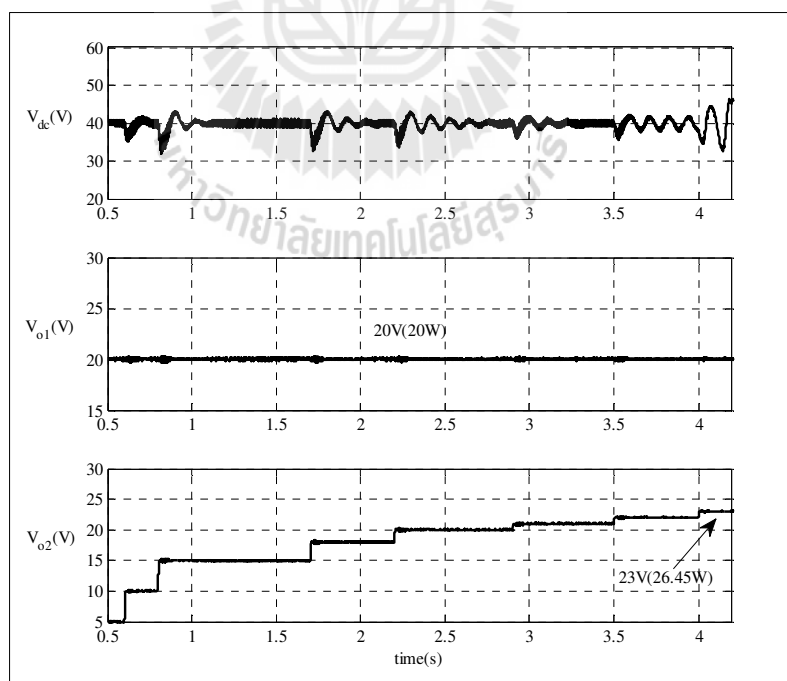
การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่พิจารณาสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ แสดงได้ดังรูปที่ 8.1 จะอาศัยผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังของ โปรแกรม MATLAB และยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยชุดทดสอบจริงจะแสดงได้ดังต่อไปนี้

- ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์

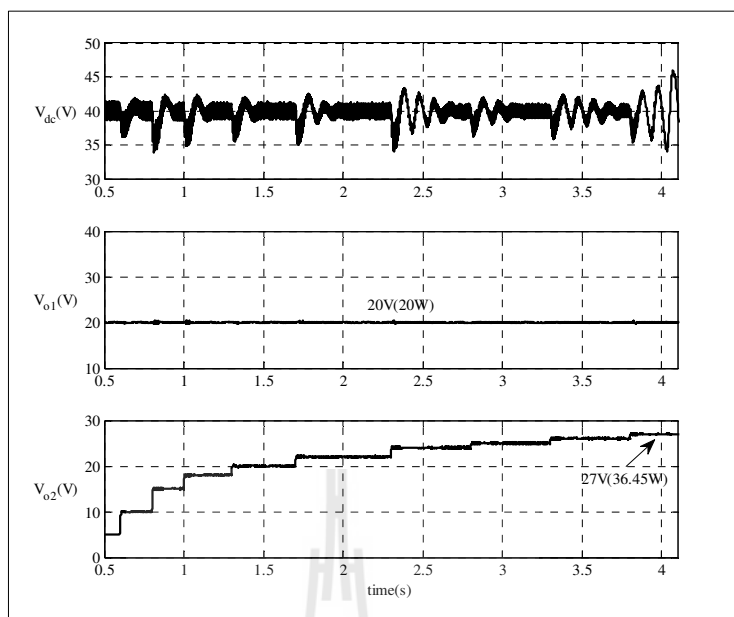
การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีค่าเจาะจงที่ได้แสดงในหัวข้อที่ 8.2 แสดงให้เห็นอิทธิพลของแบนด์วิดท์ตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า ( $\omega_{nv}$ ) ที่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบจริง ดังนั้นผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีค่าเจาะจงจะนำมาทำการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของระบบ โดยกำหนดให้คงค่าแบนด์วิดท์กระแสไฟฟ้า ( $\omega_{ni}$ ) เท่ากับ  $2\pi \times 50 \text{ rad/s}$ ,  $\zeta_i = 0.8$ ,  $\zeta_v = 0.8$  และค่าพารามิเตอร์ของระบบแสดงได้ดังตารางที่ 8.1 และได้ยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพดังกล่าวด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์โดยการเปลี่ยนแปลงที่ค่าแบนด์วิดท์ ( $\omega_{nv}$ ) เท่ากับ  $\omega_{nv} = 2\pi \times 8 \text{ rad/s}$   $\omega_{nv} = 2\pi \times 10 \text{ rad/s}$  และ  $\omega_{nv} = 2\pi \times 12 \text{ rad/s}$  ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 8.5 ถึง 8.7



รูปที่ 8.5 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพ (กรณี  $\omega_{nv} = 2\pi \times 8 \text{ rad/s}$ )



รูปที่ 8.6 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพ (กรณี  $\omega_{nv} = 2\pi \times 10 \text{ rad/s}$ )



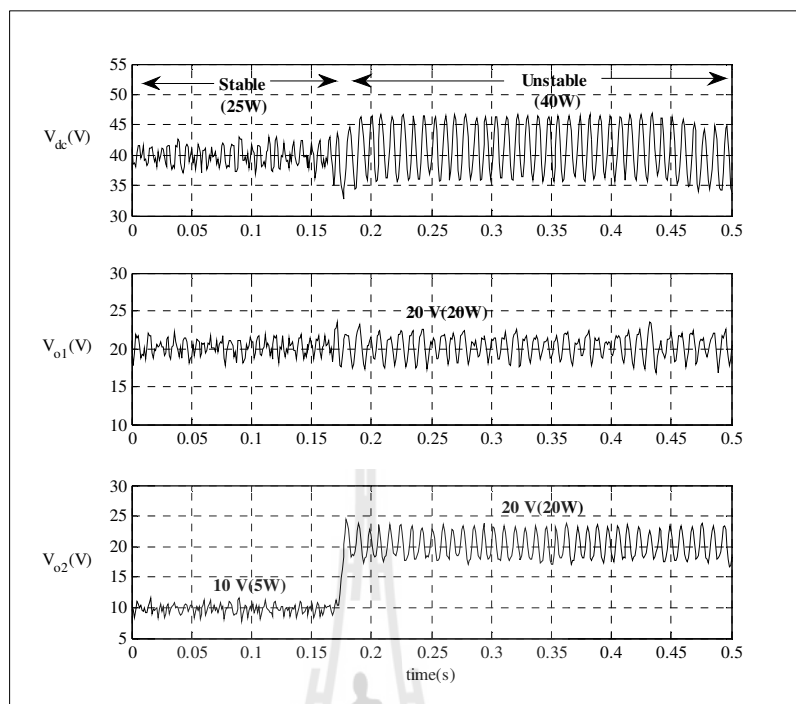
รูปที่ 8.7 ผลการจำลองการขาดเสถียรภาพ (กรณี  $\omega_{nv} = 2\pi \times 12 \text{ rad/s}$ )

จากการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวพบว่า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สามารถคาดการณ์การทำงานที่ทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้อง เพื่อให้ผลการทดสอบมีความน่าเชื่อถือยิ่งขึ้น ผู้วิจัยจึงได้ทำการสร้างชุดทดสอบจริงเพื่อตรวจสอบความถูกต้องของระบบ ซึ่งชุดทดสอบจริงแสดงได้ในบทที่ 6 รูปที่ 6.37 ซึ่งผลการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้จากชุดทดสอบจริงจะได้นำเสนอต่อไป

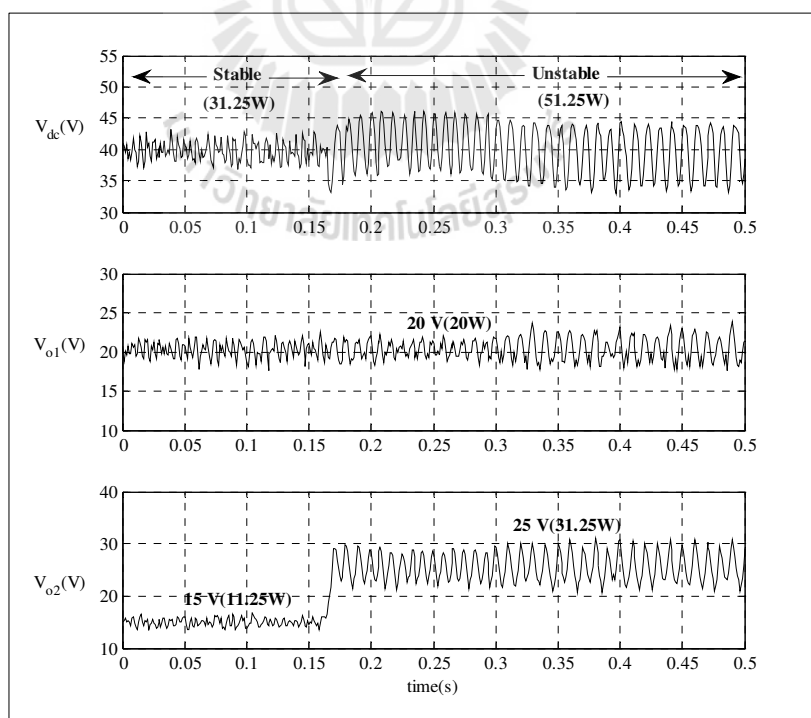
- ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพจากชุดทดสอบจริง

สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยชุดทดสอบจริงในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะได้ทำการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์แรงดันไฟฟ้าเพียงบางค่าเท่านั้น ได้แก่  $\omega_{nv} = 2\pi \times 8 \text{ rad/s}$ ,  $\omega_{nv} = 2\pi \times 10 \text{ rad/s}$  และ  $\omega_{nv} = 2\pi \times 12 \text{ rad/s}$  ตามลำดับซึ่งค่าดังกล่าวนี้มีอิทธิพลต่อเสถียรภาพของระบบ ในส่วนของแบนด์วิดท์กระแสไฟฟ้าจะไม่นำมาพิจารณาเนื่องจากไม่มีอิทธิพลต่อเสถียรภาพของระบบนี้ซึ่งได้อธิบายไว้แล้วในบทที่ 5 ดังนั้นผู้วิจัยจะได้กำหนดค่าแบนด์วิดท์กระแสไฟฟ้าไว้ที่  $\omega_{ni} = 2\pi \times 50 \text{ rad/s}$ ,  $\zeta_i = 0.8$ ,  $\zeta_v = 0.8$  และค่าพารามิเตอร์ของระบบจะแสดงได้ดังตารางที่ 8.1 ตามลำดับ ซึ่งผลการวิเคราะห์เสถียรภาพจากชุดทดสอบจริงจะแสดงได้ดังรูปที่ 8.8 ถึง 8.10

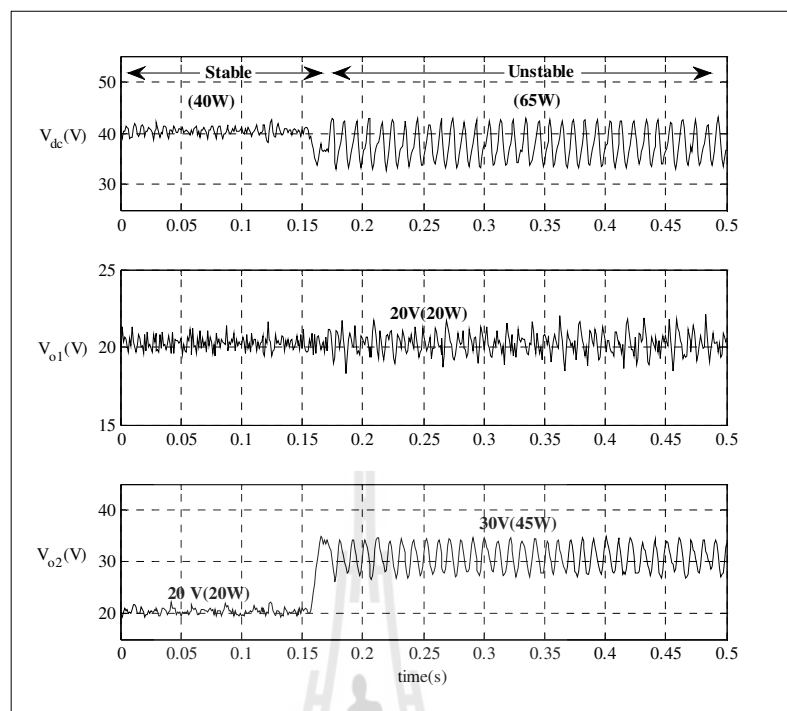




รูปที่ 8.8 การยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริง (กรณี  $\omega_{nv} = 2\pi \times 8 \text{ rad/s}$ )

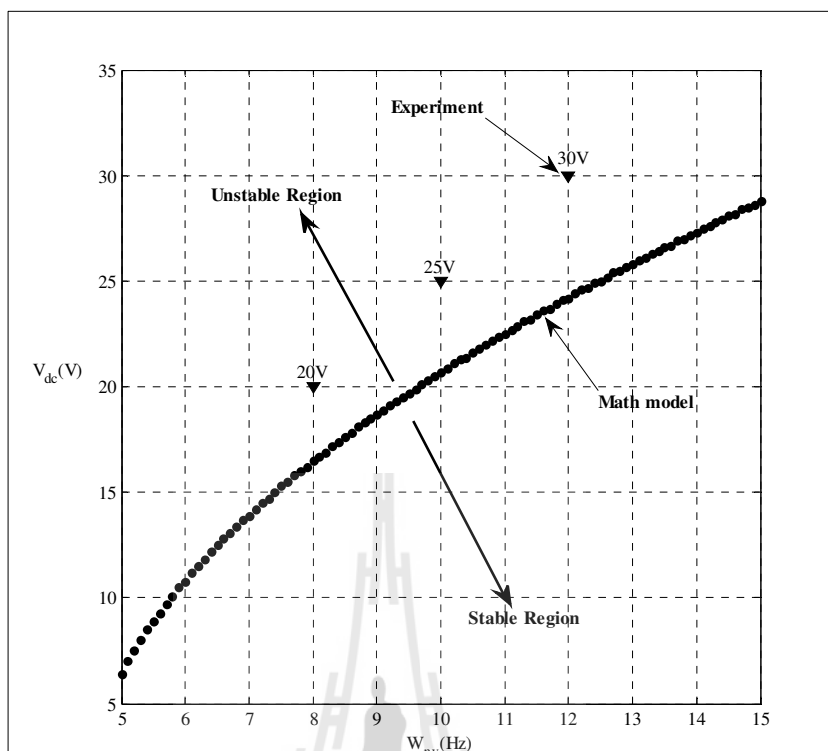


รูปที่ 8.9 การยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริง (กรณี  $\omega_{nv} = 2\pi \times 10 \text{ rad/s}$ )



รูปที่ 8.10 การยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริง (กรณี  $\omega_{nv} = 2\pi \times 12 \text{ rad/s}$ )

จากรูปที่ 8.8 ถึง 8.10 แสดงให้เห็นผลของแบนด์วิดท์แรงดันไฟฟ้าเมื่อเพิ่มค่าแบนด์วิดท์มากขึ้นระบบจะมีเสถียรภาพดีขึ้นด้วยเช่นเดียวกัน ดังนั้นผลที่ได้ดังกล่าวนี้ผู้วิจัยจะได้ทำการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์แรงดันไฟฟ้าเพื่อเปรียบเทียบผลการขาดเสถียรภาพที่ได้จากชุดทดสอบจริงและผลการขาดเสถียรภาพที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แสดงได้ดังรูปที่ 8.11



รูปที่ 8.11 ผลการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์แรงดันไฟฟ้า

จากรูปที่ 8.11 แสดงให้เห็นว่าผลที่ได้จากชุดทดสอบมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากทางทฤษฎีกล่าวคือ ถ้าออกแบบให้แบนด์วิดท์ของตัวควบคุมรูปแรงดันมีค่าเพิ่มขึ้นระบบก็จะมีเสถียรภาพมากยิ่งขึ้น

#### 8.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 8 นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง ซึ่งได้อาศัยองค์ความรู้ที่ได้รับคำแนะนำไว้ในบทที่ 5 6 และ 7 ได้แก่การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพ การสร้างชุดทดสอบจริง และการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของระบบ ซึ่งเนื้อหาที่ได้กล่าวมานี้เป็นองค์ความรู้ที่สำคัญในการนำมาวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริง สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก์ชานกัน ซึ่งระบบดังกล่าวต้องมีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตดีซีให้คงที่โดยตัวควบคุมจะประกอบไปด้วย ตัวควบคุมรูปแรงดันไฟฟ้าและลูกระแสไฟฟ้า จากการวิเคราะห์ในบทที่ 5 พบว่าผลของแบนด์วิดท์ลูกระแสไฟฟ้าไม่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ ส่วนแบนด์วิดท์รูปแรงดันไฟฟ้านั้นมีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบมีนัยสำคัญ ดังนั้นผู้วิจัยจึงสนใจทำ

การเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์รูปแรงดันไฟฟ้าเพียงเท่านั้นและทำการคาดเดาจุดขาดเสถียรภาพด้วยทฤษฎีค่าเจาะจงที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์พบว่าเมื่อเพิ่มแบนด์วิดท์แรงดันไฟฟ้ามากขึ้นจุดการขาดเสถียรภาพจะมีค่าเพิ่มขึ้น เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของข้อสรุปดังกล่าว งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการจำลองสถานการณ์ของระบบที่มีตัวควบคุมรูปแรงดันไฟฟ้าที่ค่าแบนด์วิดท์ต่าง ๆ รวมถึงการสร้างชุดทดสอบจริง พบว่าผลที่ได้จากทฤษฎีที่อาศัยแบบจำลองร่วมกับทฤษฎีค่าเจาะจง ผลการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ และผลที่ได้จากชุดทดสอบจริงมีความสอดคล้องกัน จากข้อสรุปในงานวิทยานิพนธ์นี้แสดงให้เห็นว่าการออกแบบตัวควบคุมรูปแรงดันไฟฟ้าของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่ค่าแบนด์วิดท์สูง ๆ นอกจากจะทำให้ผลการตอบสนองของระบบมีความรวดเร็วแล้ว ยังคงช่วยเพิ่มเสถียรภาพให้กับระบบอีกด้วย



## บทที่ 9

### สรุปและข้อเสนอแนะ

#### 9.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อต้องการศึกษาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน เพื่อนำไปคาดเดาจุดขาดเสถียรภาพของระบบ โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และทฤษฎีทางระบบควบคุม มาทำการวิเคราะห์ระบบ การยืนยันผลการวิเคราะห์เพื่อให้มั่นใจว่า สามารถนำไปเป็นแนวปฏิบัติได้จริง จะอาศัยการจำลองสถานการณ์ของระบบ รวมถึงผลที่ได้จากชุดทดสอบจริง รายละเอียดของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ สามารถสรุปเป็นบท ๆ ได้ดังนี้

บทที่ 2 ได้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้เริ่มจากการค้นคว้าปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยในอดีตที่ผ่านมา คืองานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ ซึ่งผลงานวิจัยต่าง ๆ ในข้างต้นนี้ถือเป็นพื้นฐานและองค์ความรู้ที่สำคัญอย่างมากต่อผู้วิจัยสำหรับการทำงานวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 3 ได้สร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ กรณีไม่มีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์กรณีไม่มีตัวควบคุม โดยเป็นการนำวิธีการระหว่างวิธีคิควและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปมาผสมผสานกันในการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ จากลักษณะของวิธีการดังกล่าวผู้วิจัยจึงเลือกใช้วิธีคิควสำหรับการวิเคราะห์ในส่วน of วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปนำไปวิเคราะห์วงจรแปลงผันแบบบัคค์ ซึ่งในส่วนแรกผู้วิจัยได้ทำการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม ซึ่งผลการตรวจสอบความถูกต้องของระบบดังกล่าวมีความถูกต้องแม่นยำ จึงได้นำมาประยุกต์กับระบบที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งแบบจำลองดังกล่าวเป็นแบบจำลองที่ไม่เชิงเส้นเพราะค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมเพิ่มเข้ามาในแบบจำลอง ดังนั้นผู้วิจัยจึงต้องทำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าวให้เป็นเชิงเส้นด้วยอนุกรมเทอร์เลอร์อันดับ 1 และนำเสนอรายละเอียดเกี่ยวกับ

การออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีแบบดั้งเดิม จากนั้นตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ พบว่าผลการตอบสนองของแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น มีลักษณะรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้นำเสนอไว้ในบทนี้จึงมีความถูกต้องแม่นยำสูง และสามารถนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าวไปทำการคาดเดาจุดการขาดเสถียรภาพได้ ซึ่งการวิเคราะห์เสถียรภาพจะได้อาศัยทฤษฎีค่าเจาะจง จากการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพที่อาศัยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ แสดงให้เห็นว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 มีความถูกต้องแม่นยำ

บทที่ 4 ได้นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ ในขั้นต้นนี้ผู้วิจัยจะได้หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่มีโหลดแบบอุดมคติ โดยที่วงจรเรียงกระแสยังไม่มีตัวควบคุม โดยใช้วิธีคิดวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ซึ่งได้อธิบายไว้แล้วในบทที่ 3 จากการสร้างแบบจำลองดังกล่าวพบว่าแบบจำลองไม่เป็นเชิงเส้น เนื่องจากโหลดกำลังไฟฟ้าแบบอุดมคติ จึงมีความจำเป็นต้องทำให้เป็นเชิงเส้น โดยอาศัยการทำให้เป็นเชิงเส้นของเทย์เลอร์ ซึ่งพิจารณาเทอมแรกเท่านั้น นอกจากนี้ยังนำเสนอการคำนวณค่าในสถานะคงตัว และทำการตรวจสอบความถูกต้องของระบบ โดยจะได้ทำการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ซึ่งการตอบสนองของรูปคลื่นสัญญาณมีลักษณะสอดคล้องกันทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว แสดงให้เห็นว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าวมีความถูกต้อง แต่เมื่อทำการเพิ่มมุมจุดชนวนมากกว่า 30 องศา ระบบดังกล่าวเกิดการทำงานในโหมดการนำกระแสไม่ต่อเนื่อง ซึ่งแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ผู้วิจัยได้ศึกษามาอธิบายได้เพียงการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องเท่านั้น ดังนั้นผู้วิจัยจะไม่พิจารณาระบบที่ทำงานในโหมดนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้จากงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะนำมาใช้ในการคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ โดยใช้งานร่วมกับทฤษฎีค่าเจาะจง จากการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพ ซึ่งจะอาศัยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ พบว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่นำเสนอในบทที่ 4 สามารถคาดเดาจุดที่ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ ในส่วนของการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสกรณีมีตัวควบคุมแบบพีไอ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าวจะมีค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมเพิ่มเข้ามาในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ซึ่งแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าวจะเป็นแบบจำลองที่ไม่เชิงเส้นดังนั้นจะดำเนินการเช่นเดียวกับเนื้อหาในบทที่ 3 ในการทำให้เป็นเชิงเส้นและทำการคำนวณค่าในสถานะคงตัว จากนั้นจะทำการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีดั้งเดิม และทำการ

ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังบนคอมพิวเตอร์ พบว่าผลการตอบสนองของสัญญาณมีความสอดคล้องกันทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว แสดงให้เห็นว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ กรณีมีตัวควบคุมแบบพีไอมีความถูกต้อง แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าว ได้นำไปใช้ในการคาดเดาจุดการขาดเสถียรภาพ โดยอาศัยทฤษฎีค่าเจาะจงจากการยืนยันผลด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ แสดงให้เห็นว่าแบบจำลองที่ได้นำเสนอในบทที่ 4 นี้สามารถคาดเดาจุดขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ

บทที่ 5 ได้นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโพลเป็นวงจรถ่วงปรับแบบบักกิ้งชานกัน ซึ่งในส่วนเนื้อหาของบทที่ 5 จะเป็นระบบเป้าหมายที่พิจารณาสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบดังกล่าว จะอาศัยการประยุกต์ใช้วิธีร่วมกันระหว่างวิธีคิควและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ซึ่งจะได้อาศัยองค์ความรู้จากการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 และบทที่ 4 ในส่วนแรกนี้จะเริ่มจากการหาแบบจำลองเชิงพลวัต การทำให้เป็นเชิงเส้น การคำนวณค่าในสถานะอยู่ตัว และการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ ด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ พบว่าแบบจำลองดังกล่าวมีความถูกต้องแม่นยำ และสามารถนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพได้ ซึ่งการวิเคราะห์เสถียรภาพจะอาศัยทฤษฎีค่าเจาะจง โดยคำนวณค่าเจาะจงได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้คำนวณไว้แล้ว จากผลดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าแบบจำลองที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 สามารถคาดเดาจุดที่ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ อีกทั้งยังได้นำเสนอผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่มีผลต่อเสถียรภาพของระบบด้วย ซึ่งผลที่น่าสนใจคือ การเพิ่มแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมลูปแรงดัน ทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้นอย่างไรก็ตามการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ อาจจะยังไม่เพียงพอต่อความน่าเชื่อถือมากนัก ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้ทำการสร้างชุดทดสอบสำหรับการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพให้มีความเชื่อถือมากขึ้น ซึ่งการสร้างชุดทดสอบจะได้นำเสนอในบทต่อไป

บทที่ 6 ได้นำเสนอการสร้างชุดทดสอบจริงของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโพลเป็นวงจรถ่วงปรับแบบบักกิ้งชานกัน สำหรับการสร้างชุดทดสอบจะแบ่งส่วนหลัก ๆ ได้ดังนี้ การสร้างวงจรจุดชนวนมีส่วนประกอบสำคัญของวงจรถ่วงปรับ การสร้างสัญญาณดิจิทัลจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ (AVR Microcontroller) วงจรการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก (DAC: Digital to Analog Converter) โดยใช้ไอซีเบอร์ ET-MCP4922 วงจรปรับแต่งสัญญาณ (Signal Conditioner) วงจรสร้างพัลส์ด้วยไอซี TCA 785 ตัวทรานซิสเตอร์สวิตช์ และวงจรแยกโคดสัญญาณ จากการสร้างวงจรถ่วงปรับดังกล่าวสามารถนำสัญญาณพัลส์ที่ได้ไปทำการปรับมุมเพื่อทำ

การควบคุมตัวไทรสเตอร์ในส่วนของวงจรกำลังต่อไป การสร้างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีไม่มีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน เป็นการทดสอบการปรับมุมจุดชนวนไปที่ค่ามุมต่าง ๆ และดูผลการตอบสนองแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตดีซี ซึ่งผลการตอบสนองดังกล่าวสามารถปรับแรงดันไฟฟ้าดีซีได้ตามต้องการ สำหรับการสร้างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมแบบพีไอและโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์กรณีไม่มีตัวควบคุม ผู้วิจัยได้นำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์และการเลือกอุปกรณ์ของชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์เพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายแก่วงจร และยังได้สร้างชุดทดสอบบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR สำหรับเป็นตัวควบคุมให้กับชุดทดสอบของวงจรมดังกล่าว ซึ่งได้อธิบายความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR ET-EASY MEGA1280 องค์ประกอบที่สำคัญ และวิธีการใช้งานพอสังเขป จากนั้นได้ทำการสร้างชุดตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและชุดตรวจจับกระแสไฟฟ้า การสร้างตัวควบคุมแบบพีไอด้วยชุดบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ และสุดท้ายเป็นการสร้างวงจรจุดชนวนเกทสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์ ซึ่งผู้วิจัยได้นำชุดทดสอบในส่วนของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุม เชื่อมต่อกับโหลดที่เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์กรณีไม่มีตัวควบคุม และทำการทดสอบผลการเปลี่ยนแปลง พบว่าผลการตอบสนองทั้งแรงดันที่ดีซีบัสและแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม มีความสอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ แสดงให้เห็นว่าผลการตอบสนองที่สร้างจากชุดทดสอบมีความถูกต้อง ในส่วนถัดไปจะเป็นการประยุกต์ของการสร้างวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีตัวควบคุมแบบพีไอ โดยจะทำการเขียนโปรแกรมในบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อทดสอบการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ ซึ่งผลการทดสอบก็สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ได้เป็นอย่างดี จากการสร้างวงจรทั้งหมดที่ได้อธิบายมานี้จะนำวงจรทั้งหมดนี้มาทำการต่อรวมกัน เพื่อให้ชุดทดสอบมีความสอดคล้องกับระบบที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 ซึ่งเป็นระบบที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ จากผลการทดสอบการเขียนโปรแกรมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ด้วยชุดบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ พบว่าสามารถควบคุมแรงดันที่ดีซีบัสของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ และสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ทั้ง 2 ชุดได้อย่างถูกต้องแม่นยำ ดังนั้นจึงสามารถนำชุดทดสอบดังกล่าวไปทำการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพได้ อย่างไรก็ตามจากเนื้อหาในบทที่ 5 ที่ได้กล่าวมานั้นค่าพารามิเตอร์มีผลต่อเสถียรภาพของระบบ ดังนั้นเพื่อให้การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบมีความถูกต้องแม่นยำ จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องทำการระบุเอกลักษณ์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน 2 ชุด ซึ่งจะได้นำเสนอในบทต่อไป

บทที่ 7 ได้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน 2 ชุด แต่สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ผู้วิจัยได้แบ่ง



วงจรถูกเป็น 2 ส่วนคือส่วนของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้และส่วนของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ ซึ่งในส่วนของวงจรแบบบัคค์นั้นจากการวิเคราะห์เสถียรภาพพบว่าค่าพารามิเตอร์ไม่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบแต่ในส่วนของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้นั้นจะเป็นส่วนที่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบเป็นอย่างมาก ดังนั้นผู้วิจัยจึงนำส่วนของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้มาทำการระบุเอกลักษณ์ โดยใช้โพลของวงจรถือเป็นโพลตัวต้านทานสำหรับในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะได้นำเสนอวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยกัน 2 ส่วน คือ ส่วนการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยเครื่องมือวัด และการค้นหาพารามิเตอร์แบบตามูเชิงปรับตัว สำหรับส่วนแรกจะค้นหาพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำและค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง สำหรับส่วนที่สอง จะพิจารณาในส่วนของค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าและค่าความต้านทานภายในตัวเก็บประจุไฟฟ้าของวงจรกรอง ค่าความเหนี่ยวนำและค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้า เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวถ้าทำการวัดจะมีความซับซ้อนมาก งานวิจัยนี้จึงเลือกใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งวิธีการค้นหาดังกล่าวจะใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโพลเป็นตัวต้านทาน ในการค้นหาพารามิเตอร์ของระบบ โดยอาศัยผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีที่ได้จากการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ มาเปรียบเทียบกับผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีที่ได้จากชุดทดสอบ โดยในเนื้อหาบทที่ 7 ได้นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ หลักการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ขอบเขตของการค้นหา และการทดสอบค่าพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวไว้พอสมควร จากการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ที่ได้ทำการค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว ซึ่งจากการค้นหาดังกล่าว ผู้วิจัยได้ทำการปรับมุมจุดชววนไปที่ค่ามุมต่าง ๆ ที่มุม 0 10 และ 20 องศาตามลำดับ และให้อัลกอริทึมตามูเชิงปรับตัวทำการค้นหาพารามิเตอร์ที่ดีที่สุด ซึ่งเมื่อนำค่าพารามิเตอร์ที่ทำการค้นหาด้วยอัลกอริทึมตามูเชิงปรับตัว ไปทำการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ พบว่าผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีระหว่างการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์และจากชุดทดสอบจริง มีลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณที่สอดคล้องกันทั้งในสภาวะชั่วคราวและสภาวะอยู่ตัว เพื่อความน่าเชื่อถือยิ่งขึ้นผู้วิจัยได้นำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวมาทดสอบที่มุม 30 องศา ซึ่งผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีก็มีความสอดคล้องกันทั้งในสภาวะชั่วคราวและสภาวะอยู่ตัวเช่นเดียวกัน ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ถือว่าเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุด ซึ่งเหมาะสำหรับนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง ซึ่งจะได้รับคำอธิบายในเนื้อหาของบทต่อไป

บทที่ 8 เป็นการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริงนั้น ซึ่งมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องอาศัยองค์ความรู้ที่ได้นำเสนอในบทที่ 5 บทที่ 6 และบทที่ 7 ได้แก่การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพ การสร้างชุดทดสอบจริง และการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์

ของระบบ ซึ่งจะได้นำองค์ความรู้ดังกล่าวมาทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของชุดทดสอบจริง จากการวิเคราะห์ในบทที่ 5 พบว่าผลของแบนด์วิดท์รูปกระแสไฟฟ้า ไม่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพ ส่วนแบนด์วิดท์รูปแรงดันไฟฟ้านั้น มีผลกระทบต่อเสถียรภาพอย่างมีนัยสำคัญ ดังนั้นผู้วิจัยจึงสนใจทำการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์รูปแรงดันไฟฟ้าเพียงเท่านั้น และทำการคาดเดาจุดขาดเสถียรภาพด้วยทฤษฎีค่าเจาะจงที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ พบว่าเมื่อเพิ่มแบนด์วิดท์แรงดันไฟฟ้ามากขึ้น จุดการขาดเสถียรภาพจะมีค่าเพิ่มขึ้น จากข้อสรุปในงานวิทยานิพนธ์นี้ แสดงให้เห็นว่าการออกแบบตัวควบคุมรูปแรงดันไฟฟ้าของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ ที่ค่าแบนด์วิดท์ที่มีแนวโน้มสูง นอกจากจะทำให้ผลการตอบสนองของระบบมีความรวดเร็วแล้ว ยังคงช่วยเพิ่มเสถียรภาพให้กับระบบอีกด้วย แต่อย่างไรก็ตามแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมจะถูกจำกัดขอบเขตภายใต้เงื่อนไขการสร้างจริงเช่นกัน

## 9.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

- ควรมีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น
- การวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ อยู่ในเงื่อนไขวงจรแปลงผันกำลังต้องทำงานในโหมดนำกระแสแบบต่อเนื่อง (continuous conduction mode: CCM) ดังนั้นเพื่อให้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สามารถอธิบายการทำงานของระบบในย่านการทำงานที่กว้างขึ้น ควรพิจารณาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ภายใต้โหมดการนำกระแสที่ไม่ต่อเนื่อง (discontinuous conduction mode : DCM)
- การวิเคราะห์เสถียรภาพในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เป็นการใช้อยู่แบบจำลองทางคณิตศาสตร์คาดเดาจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ ดังนั้นเป็นสิ่งที่น่าสนใจที่จะศึกษาเพิ่มเติมเกี่ยวกับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบ โดยอาศัยเทคนิคบางประการ เพื่อทำให้ระบบที่ขาดเสถียรภาพกลับมามีเสถียรภาพได้อีกครั้ง

## รายการอ้างอิง

- Areerak, K-N., S.V., Asher, G.M., and Thomas, D.W.P. (2008). Stability analysis and modeling of AC-DC system with mixed load using DQ-transformation method. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics.** : 19-24
- Areerak, K-N., Bozhko, S.V., Asher, G.M., and Thomas, D.W.P. (2008). DQ-transformation approach for modeling and stability analysis of AC-DC power system with controlled PWM rectifier and constant power loads. **Power Electronics and Motion Control Conference.**: 2049-2054.
- Areerak, K-N., Bozhko, S.V., de Lillo, L., Asher, G.M., Thomas, D.W.P., Waton, A., and Wu, T. (2009). The stability analysis of AC-DC system including actuator dynamics for aircraft power system. **13th European Conference on Power Electronics and Application.**: 1-10
- Areerak, K-N., Kulworanichpong, T., and Sujitjorn., S. (2004). Moving Towards a New Era of Intelligent Protection though Digital Relay in Power System. **Springer-Verlag Heidelberg.**: 1255-1261.
- Baghranian, A., and Forsyth, A.J. (2004). Averaged-value methods of twelve-pulse rectifiers for aerospace applications. **Second International Conference on Power Electronics, Machine and Drives.** 1: 220-225
- Chaijarunudomrung, K., Areerak, K-N., and Areerak, K-L., (2010). Modeling of Three-Phase Controlled Rectifier using a DQ method. 2010 **International Conference on Advances in Energy Engineering (ICAEE 2010).** : 56-59.
- Emadi, A. (2004). Modeling and analysis of multiconverter DC power electronic system using the generalized state space averaging method., **IEEE Transactions on Industrial Electronics.** 51(3): 661-668.
- Emadi, A., Fahimi, M. (1999). On the Concept of Negative Impedance Instability in the More Electric Aircraft Power System with Constant Power Load. **Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, August 1999.**

- Emadi, A., Khaligh, A., Rivetta, C.H., and Williamson, G.A. (2006). Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converter and motor drives. **Vehicular Technology**. : 1112-1125.
- Glover, F.(1989) Tabu search – part i. *ORSA Journal on Computing*, 1(3) : 190 – 206.
- Griffo, A., and Jiabin Wang. (2009). Stability assessment of electric power systems for ‘more electric’ aircraft **13th European Conference on Power Electronics and Applications.**: 1-10.
- Grigore, V., Hatonen, J., and Suntio, T. (1988). Dynamics of a buck converter with a constance power load. **Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE.**: 72-78.
- Han, Liqui, Wang, Jiabin, and Howe, David. (2006) Small-signal Stability Studies of a 270V DC More-Electric Aircraft Power System. **The 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives.**: 162-166
- Hansen, S., Asiminoaei, L., and Blabjerg, F. (2003). Simple and advanced methods for calculating six-pulse diode rectifier line-sided harmonics. **38th IAS Annual Meeting Conference Record of the Industry Applications Conference.** 3: 2056-2062.
- Hao Wang, Jinjun Liu, and Dan Hou. (2009). Piecewise Broken Line Approximation Method implementation in stability analysis of bidirectional Back/Boost converter cascaded system. **Power Electronics and Motion Control Conference.** 1317-1322.
- Jalla,M.M., Emadi, A., Williamson, G.A., and Fahimi, B. (2004). Modeling of multiconverter more electric ship power system using the generalize state space averaging method. **30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society.** 1: 508-513
- Jusoh, A.B. (2004). The instability effect of constant power loads. **Power and Energy Conference, 2004. PECon 2004:** 175-179
- Kulworawanichpong, T., Areerak, K-L., Areerak K-N., and Sujitjorn, S. (2004) Harmonic Identification for Active Power Filter Via Adaptive Tabu Search Method. Springer-Verlag Heidelberg. : 687-694.

- Liqiu Han, Jabin Wang, and Howe, D. (2007). State-space average modeling of 6- and 12-pulse diode rectifiers. **2007 European Conference on Power Electronics and Application**. :1-10
- Middlebrook, R.D. (1976). Input Filter Consideration in Design and Application of Switching Regulator. **IEEE Industry Application Society Meeting Record**. : 336-382.
- Mohan, N., Underland, T.M., and Robbins., W.P. (2003). **Power Electronics: Converters, Application, and Design**. John Wiley & Son, USA, 2003.
- Ong, C-M, (2006). **Dynamic Simulation of Electric Machinery using MATLAB/Simulink**. Prentice Hall, 1988.
- Puangdownreong, D., Areerak,K-N., Srikaew, A., Sujitjorn, S., and Totarong, P. (2002). System identification via Adaptive Tabu Search. **IEEE International Conference on Industrial Technology**. 2: 915-920.
- Rahimi, A.M., and Emadi, A. (2009). Active Damping in DC/DC Power Electronic Converters: A Novel Method to Overcome the Problem of Constant Power Loads. **Industrial Electronics**. 56(5): 1428-1439.
- Rim, C.T., Choi, N.S., Cho, G.C., and Cho, G.H. (1994). A complete DC and AC analysis of three-phase controlled-current PWM rectifier using D-Q transformation. **IEEE Transaction on Power Electronics**. 9(4): 390-396.
- Rivetta, C., Williamson, G.A., and Emadi, A. (2005). Constant power loads and negative impedance instability in sea and undersea vehicles: statement of the problem and comprehensive large-signal solution. **Electric Ship Technologies Symposium**.: 313-320.
- Sakui, M., Fujita, H., and Shioya, M. (1989). A method for calculating harmonic currents of a three-phase bridge uncontrolled rectifier with DC filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 36(3): 434-440.
- Soo-Bin Han, Nam-Sup Choi, Chun-Taik Rim, and Gyu-Hyeong Cho. (1988). Modeling and analysis of static and dynamic characteristics for buck-type three-phase PWM rectifier by circuit DQ transformation. **IEEE Transaction on Power Electronics**. 13(2): 323-336

- Sopapirm, T., Areerak, K-N., Areerak, K-L., (2010). The Averaging Model of a Six-Pulse Diode Rectifier Feeding Paralleled Buck Converters. **International Journal of Mathematics and Computers in Simulation**. 6(1): 58-65,
- Tsang, K.M., and Chan, W.L. (2005). Cascade controller for DC/DC buck convertor. **IEE Electric Power Applications**. 152(4): 827-831.



ภาคผนวก ก

โปรแกรมการคำนวณหาผลเฉลยค่าในสถานะคงตัว

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

\*\*\*\*\*

## โปรแกรมการหาผลเฉลยค่าในสภาวะคงตัว

\*\*\*\*\*

ก.1 โปรแกรม วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก์กรณีไม่มีตัวควบคุม

```

Vs=220;           % Vs คือ ค่าแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับต่อเฟส
                  (Vrms)
alpha=10;        % alpha คือ มุมจุดชนวนของไทรสเตอร์ (degree)
Req=0.1;         % Req คือ ค่าความต้านทานของสายส่ง (Ω)
Leq=24e-6;       % Leq คือ ค่าความเหนี่ยวนำของสายส่ง (H)
Ceq=2e-9;        % Ceq คือ ค่าตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้า (F)
rf=0.01;         % rf คือ ค่าตัวต้านทานในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง (Ω)
Ldc=50e-3;       % Ldc คือ ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง (H)
Cdc=500e-6;      % Cdc คือ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (F)
w=2*pi*f;        % w คือ ค่าความถี่ของระบบ (rad / s)
ru=3*w*Leq/pi;   % ru คือ ค่าความต้านทานของมุมเหลื่อม (Ω)
rc=0.01;         % rc คือ ค่าความต้านทานในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (Ω)
R=20;           % R คือ ค่าโหลดความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบัก์กรณี
d=0.7;          % d คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่การทำงานของวงจรแปลงผันแบบบัก์กรณี
L_buck=14.168e-3; % L_buck คือ ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัก์กรณี
C=125e-6;        % C คือ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรแปลงผันแบบบัก์กรณี
r=atand(w*Leq/Req); % r คือ ค่ามุมอิมพีแดนซ์ของสายส่งกำลังไฟฟ้า
Z=sqrt(Req^2+(w*Leq)^2); % Z คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งกำลังไฟฟ้า
Vout_dc=3*sqrt(3)*sqrt(2)*Vs/pi*(cosd(alpha)) % Vout_dc คือ แรงดันเอาต์พุตดีซี
P_Total=Vout_av^2/(3*R); % P_Total คือ กำลังไฟฟ้ารวมของโหลด
eaVbus=100;      % eaVbus คือ ค่าผิดพลาดเริ่มต้นของ Vbus
ealamda=100;     % ealamda คือ ค่าผิดพลาดเริ่มต้นของ lamda
es=1e-10;        % es คือ ค่าผิดพลาดของผลเฉลย

```



```

k=0; % เพื่อให้เงื่อนไขกำหนดค่าคำตอบเริ่มต้น
while eaVbus>=es & ealampda>=es
    if k~=0
        du= Vs*cosd(r-lampda(k))/Z - 2*Vbus(k)*cosd(r)/Z;
        DU=Vbus(k)*Vs*sind(r-lampda(k))/Z;
        dv= Vs*sind(r-lampda(k))/Z - 2*Vbus(k)*sind(r)/Z;
        DV=-Vbus(k)*Vs*cosd(r-lampda(k))/Z;
        U= Vbus(k)*Vs*cosd(r-lampda(k))/Z - Vbus(k)^2*cosd(r)/Z - P_Total;
        V= Vbus(k)*Vs*sind(r-lampda(k))/Z - Vbus(k)^2*sind(r)/Z-P_Total*tand(alpha);
        % คำนวณคำตอบของ Vbus และ λ โดย U คือ Vbus และ
        % V คือ λ
        Vbus(k+1)= Vbus(k)- (U*Dv-V*Du)/(du*Dv-DU*dv);
        lampda(k+1)= lampda(k)- (V*du-U*dv)/(du*Dv-DU*dv);
        % คำนวณคำตอบใหม่ด้วยสำหรับรอบต่อไปด้วยคำตอบเก่า
        eaVbus=abs((Vbus(k+1)-Vbus(k))/Vbus(k+1))*100 ;
        ealampda=abs((lampda(k+1)-lampda(k))/lampda(k+1))*100;
        % ตรวจสอบค่าความผิดพลาดของคำตอบ
        V_bus=Vbus(k+1); % เก็บค่าผลเฉลยของ Vbus
        L=lampda(k+1); % เก็บค่าผลเฉลยของ λ
    else
        Vbus(k+1)=220;
        lampda(k+1)=0.0001;
        % กำหนดค่าคำตอบเริ่มต้น
    end
    k=k+1;
end
Lampda=L % ค่าผลเฉลยของ λ

```

ก.2 โปรแกรม วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์  
กรณีมีตัวควบคุมแบบพีไอ

```

Vs=220; %  $V_s$  คือ ค่าแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับต่อเฟส
          ( $V_{rms}$ )
alpha=0; % alpha คือ มุมจุดชนวนของไทรสเตอร์ (degree)
Req=0.1; % Req คือ ค่าความต้านทานของสายส่ง ( $\Omega$ )
Leq=24e-6; % Leq คือ ค่าความเหนี่ยวนำของสายส่ง (H)
Ceq=2e-9; % Ceq คือ ค่าตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้า (F)
rf=0.01; % rf คือ ค่าตัวต้านทานในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง ( $\Omega$ )
Ldc=50e-3; % Ldc คือ ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง (H)
Cdc=500e-6; % Cdc คือ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (F)
w=2*pi*f; % w คือ ค่าความถี่ของระบบ (rad / s)
ru=3*w*Leq/pi; % ru คือ ค่าความต้านทานของมุมเหลื่อม ( $\Omega$ )
rc=0.4; % rc คือ ค่าความต้านทานในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง ( $\Omega$ )
R=20; % R คือ ค่าโหลดความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบักก์
L_buck=14.168e-3; % L_buck คือ ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบักก์
C=125e-6; % C คือ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรแปลงผันแบบบักก์
r=atand(w*Leq/Req); % r คือ ค่ามุมอิมพีแดนซ์ของสายส่งกำลังไฟฟ้า
Z=sqrt(Req^2+(w*Leq)^2); % Z คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งกำลังไฟฟ้า
Vo_star=120; % Vo_star คือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบักก์
Kpi=0.6819;
Kii=1948;
Kpv=0.05;
Kiv=20;
P_Total=Vo_star^2/R; % กำลังไฟฟ้ารวมของโหลด
eaVbus=100; % eaVbus คือ ค่าผิดพลาดเริ่มต้นของ Vbus
ealamda=100; % ealamda คือ ค่าผิดพลาดเริ่มต้นของ lamda
es=1e-10; % es คือ ค่าผิดพลาดของผลเฉลย
k=0; % เพื่อให้เงื่อนไขกำหนดค่าคำตอบเริ่มต้น

```

```

while eaVbus>=es & ealampda>=es
    if k~=0
        du= Vs*cosd(r-lampda(k))/Z - 2*Vbus(k)*cosd(r)/Z;
        DU=Vbus(k)*Vs*sind(r-lampda(k))/Z;
        dv= Vs*sind(r-lampda(k))/Z - 2*Vbus(k)*sind(r)/Z;
        DV=-Vbus(k)*Vs*cosd(r-lampda(k))/Z;

        U= Vbus(k)*Vs*cosd(r-lampda(k))/Z - Vbus(k)^2*cosd(r)/Z - (P_Total+(Idc_0(k)^2*rf))/3;
        V= Vbus(k)*Vs*sind(r-lampda(k))/Z - Vbus(k)^2*sind(r)/Z-
        (P_Total+(Idc_0(k)^2*rf))*tand(alpha)/3;
        % คำนวณคำตอบของ Vbus และ λ โดย U คือ Vbus และ
        % V คือ λ
        Vbus(k+1)= Vbus(k)- (U*Dv-V*Du)/(du*Dv-Du*dv);
        lampda(k+1)= lampda(k)- (V*du-U*dv)/(du*Dv-Du*dv);
        % คำนวณคำตอบใหม่ด้วยสำหรับรอบต่อไปด้วยคำตอบเก่า
        eaVbus=abs((Vbus(k+1)-Vbus(k))/Vbus(k+1))*100 ;
        ealampda=abs((lampda(k+1)-lampda(k))/lampda(k+1))*100;
        % ตรวจสอบค่าความผิดพลาดของคำตอบ
        V_bus=Vbus(k+1); % เก็บค่าผลเฉลยของ Vbus
        L=lampda(k+1); % เก็บค่าผลเฉลยของ λ
        Idc_0(k+1)=(pi/sqrt(6))*abs((Vs-(Vbus(k+1)*cosd(lampda(k+1))-
        i*sind(lampda(k+1))))/Z*(cosd(r)-i*sind(r))) ;
        Vdc_0=3*sqrt(3)*(sqrt(2)*Vbus(k+1)*cosd(alpha)/pi)-(3*Leq*w)*Idc_0(k+1)/pi-
        rf*Idc_0(k+1)
    else
        Vbus(k+1)=220;
        lampda(k+1)=0.0001;
        Idc_0(k+1)=0 ;
        % กำหนดค่าเริ่มต้น
    end
end

```

```

    k=k+1;
end
Lampda=L           % ค่าผลเฉลยของ  $\lambda$ 
Vbus=V_bus        % ค่าผลเฉลยของ Vbus
Vo_0=Vo_star      % ค่าคงที่แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบักก์
IL_0=Vo_0/R       % ค่าคงที่กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลง
                   %   ผันแบบบักก์
Xv_0=IL_0/Kiv     % ค่าคงที่ตัวแปรสถานะของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าของวงจร
                   %   แปลงผันแบบบักก์
Xi_0=Vo_0/(Kii*Vdc_0) % ค่าคงที่ตัวแปรสถานะของตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าของวงจร
                   %   แปลงผันแบบบักก์

```



ก.3 โปรแกรม วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ กรณีไม่มีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นกำลังไฟฟ้าคงตัว

```

Vs=220; %  $V_s$  คือ ค่าแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับต่อเฟส
          (  $V_{rms}$  )
alpha=0; % alpha คือ มุมจุดชนวนของไทรสเตอร์ (degree)
Req=0.1; % Req คือ ค่าความต้านทานของสายส่ง ( $\Omega$ )
Leq=24e-6; % Leq คือ ค่าความเหนี่ยวนำของสายส่ง (H)
Ceq=2e-9; % Ceq คือ ค่าตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้า (F)
rf=0.01; % rf คือ ค่าตัวต้านทานในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง ( $\Omega$ )
w=2*pi*f; % w คือ ค่าความถี่ของระบบ (rad / s)
ru=3*w*Leq/pi; % ru คือ ค่าความต้านทานของมุมเหลื่อม ( $\Omega$ )
rc=0.1; % rc คือ ค่าความต้านทานในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง ( $\Omega$ )
r=atand(w*Leq/Req); % r คือ ค่ามุมอิมพีแดนซ์ของสายส่งกำลังไฟฟ้า
Z=sqrt(Req^2+(w*Leq)^2); % Z คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งกำลังไฟฟ้า

for P=0:1:20 % กำหนดการเปลี่ยนแปลง โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว
eaVbus=100; % eaVbus คือ ค่าผิดพลาดเริ่มต้นของ Vbus
ealambda=100; % ealambda คือ ค่าผิดพลาดเริ่มต้นของ lambda
es=1e-10; % es คือ ค่าผิดพลาดของผลเฉลย
k=0; % เพื่อให้เงื่อนไขกำหนดค่าเริ่มต้น

while eaVbus>=es & ealambda>=es
    if k~=0

        du= Vs*cosd(r-lambda(k))/Z - 2*Vbus(k)*cosd(r)/Z;
        DU=Vbus(k)*Vs*sind(r-lambda(k))/Z;
        dv= Vs*sind(r-lambda(k))/Z - 2*Vbus(k)*sind(r)/Z;
        DV=-Vbus(k)*Vs*cosd(r-lambda(k))/Z;
    
```

```

U= Vbus(k)*Vs*cosd(r-lampda(k))/Z - Vbus(k)^2*cosd(r)/Z -
(P*10^3+(Idc_0(P+1)^2*rf))/3;
V= Vbus(k)*Vs*sind(r-lampda(k))/Z - Vbus(k)^2*sind(r)/Z-
(P*10^3+(Idc_0(P+1)^2*rf))*tand(alpha)/3;
                                % คำนวณคำตอบของ Vbus และ λ โดย U คือ Vbus และ
                                V คือ λ
Vbus(k+1)= Vbus(k)- (U*Dv-V*Du)/(du*Dv-DU*dv);
lampda(k+1)= lampda(k)- (V*du-U*dv)/(du*Dv-DU*dv);
                                % คำนวณคำตอบใหม่ด้วยสำหรับรอบต่อไปด้วยคำตอบเก่า
eaVbus=abs((Vbus(k+1)-Vbus(k))/Vbus(k+1))*100 ;
ealampda=abs((lampda(k+1)-lampda(k))/lampda(k+1))*100;
                                % ตรวจสอบค่าความผิดพลาดของคำตอบ
V_bus(P+1)=Vbus(k+1); % เก็บค่าผลเฉลยของ Vbus ในรอบการคำนวณที่ P
L(P+1)=lampda(k+1); % เก็บค่าผลเฉลยของ λ ในรอบการคำนวณที่ P

Idc_0(P+1)=(pi/sqrt(6))*abs((Vs-(Vbus(k+1)*cosd(lampda(k+1))-
i*sind(lampda(k+1))))/Z*(cosd(r)-i*sind(r)));

Vdc_0(P+1)=3*sqrt(3)*(sqrt(2)*Vbus(k+1)*cosd(alpha)/pi)-(3*Leq*w)*Idc_0(P+1)/pi-
rf*Idc_0(P+1)

else
Vbus(k+1)=220;
lampda(k+1)=0.0001;
Idc_0(P+1)=0;
end

                                % กำหนดคำตอบเริ่มต้น

```

```

    k=k+1;
end
N(P+1)=P;           % เก็บค่า P ของรอบการคำนวณ
P=P+1
end

subplot(3,1,1)
plot(N,V_bus, '*')
grid on
title('220 V, 50 Hz, Alpha = 0 degree')
ylabel('V_b_u_s(V_r_m_s)')
subplot(3,1,2)
plot(N,Vdc_0, '*')
grid on
ylabel('V_d_c(V)')
subplot(3,1,3)
plot(N,L, '*')
ylabel('lamda(degree)')
xlabel('P_C_P_L(kW)')
grid on

```

% แสดงกราฟค่าผลเฉลย

ก.4 โปรแกรม วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ กรณีมีตัวควบคุมแบบพีไอที่มีโหลดเป็นกำลังไฟฟ้าคงตัว

```

Vs=220; %  $V_s$  คือ ค่าแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับต่อเฟส
          ( $V_{rms}$ )
w=2*pi*50; % alpha คือ มุมจุดชนวนของไทรสเตอร์ (degree)
Req=0.15; % Req คือ ค่าความต้านทานของสายส่ง ( $\Omega$ )
Leq=30*10^(-6); % Leq คือ ค่าความเหนี่ยวนำของสายส่ง (H)
Ceq=2*10^(-9); % Ceq คือ ค่าตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้า (F)
rf=0.01; % rf คือ ค่าตัวต้านทานในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง ( $\Omega$ )
Ldc=50*10^(-3); % Ldc คือ ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง (H)
Cdc=500*10^(-6); % Cdc คือ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (F)
ru=3*Leq*w/pi; % ru คือ ค่าความต้านทานของมุมเหลื่อม ( $\Omega$ )
r=atand(w*Leq/Req); % r คือ ค่ามุมอิมพีแดนซ์ของสายส่งกำลังไฟฟ้า
z=sqrt(Req^2+(w*Leq)^2); % z คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งกำลังไฟฟ้า
Vo_command=500; % Vo_command คือ แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง
Vo=Vo_command; % Vo คือ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

for P=0:1:20 % กำหนดการเปลี่ยนแปลง โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจาก 0 W ถึง
              1000 W
eaV_bus=100; % eaVbus คือ ค่าผิดพลาดเริ่มต้นของ Vbus
ealamda=100; % ealamda คือ ค่าผิดพลาดเริ่มต้นของ lamda
es=5e-10; % es คือ ค่าผิดพลาดของผลเฉลย
k=0; % เพื่อให้เงื่อนไขกำหนดค่าเริ่มต้น

while eaV_bus>=es & ealamda>=es
    if k~=0

        du= Vs*cosd(r-lamda(k))/z - 2*V_bus(k)*cosd(r)/z;
        DU=V_bus(k)*Vs*sind(r-lamda(k))/z;
        s1= Vo*0.4275/V_bus(k);
        s2=secd(acosd(s1))^2;
    end
    k=k+1;
end

```



```

s3=0.18275*Vo^2/V_bus(k)^2;
s4=0.4275*Vo/V_bus(k)^2;
dv= Vs*sind(r-lamda(k))/z - 2*V_bus(k)*sind(r)/z-s2*1/sqrt(1-s3)*s4;
DV=-V_bus(k)*Vs*cosd(r-lamda(k))/z;
U= V_bus(k)*Vs*cosd(r-lamda(k))/z - V_bus(k)^2*cosd(r)/z - (P*10^3+Idc(P+1)^2*rf)/3;
V= V_bus(k)*Vs*sind(r-lamda(k))/z - V_bus(k)^2*sind(r)/z-
(P*tand(acosd(0.4275*Vo/V_bus(k))))/3;
    % คำนวณค่าตอบของ Vbus และ λ โดย U คือ Vbus และ
    % V คือ λ
V_bus(k+1)= V_bus(k)- (U*DV-V*DU)/(du*DV-DU*dv);
lamda(k+1)= lamda(k)- (V*du-U*dv)/(du*DV-DU*dv);
    % คำนวณค่าตอบใหม่ด้วยสำหรับรอบต่อไปด้วยคำตอบเก่า
eaV_bus=abs((V_bus(k+1)-V_bus(k))/V_bus(k+1))*100 ;
ealamda=abs((lamda(k+1)-lamda(k))/lamda(k+1))*100;
    % ตรวจสอบค่าความผิดพลาดของคำตอบ
Vbus(P+1)=V_bus(k+1); % เก็บค่าผลเฉลยของ Vbus ในรอบการคำนวณที่ P
Lamda(P+1)=lamda(k+1); % เก็บค่าผลเฉลยของ λ ในรอบการคำนวณที่ P
Alpha(P+1)=acosd(0.4275*Vo/V_bus(k+1));
    % เก็บค่าผลเฉลยของ α ในรอบการคำนวณที่ P
A=Vs-V_bus(k+1)*(cosd(lamda(k+1))-i*sind(lamda(k+1)));
B=z*(cosd(r)+i*sind(r));

Idc(P+1)=(pi/(sqrt(6)))*abs(A/B);

else
V_bus(k+1)=220;
lamda(k+1)=0.0001;
Idc(P+1)=0;
end

    % กำหนดคำตอบเริ่มต้น

```

```

k=k+1;
end
N(P+1)=P;           % เก็บค่า P ของรอบการคำนวณ
P=P+1
end
subplot(3,1,1)
plot(N,Vbus,')
hold on
grid on
title('Vdc_commad = 500 V')
ylabel('V_b_u_s(V_r_m_s)')
subplot(3,1,2)
plot(N,Alpha,')
hold on
grid on
ylabel('Alpha(V)')
subplot(3,1,3)
plot(N,Lamda,')
ylabel('lamda(degree)')
xlabel('P_C_P_L(W)')
hold on
grid

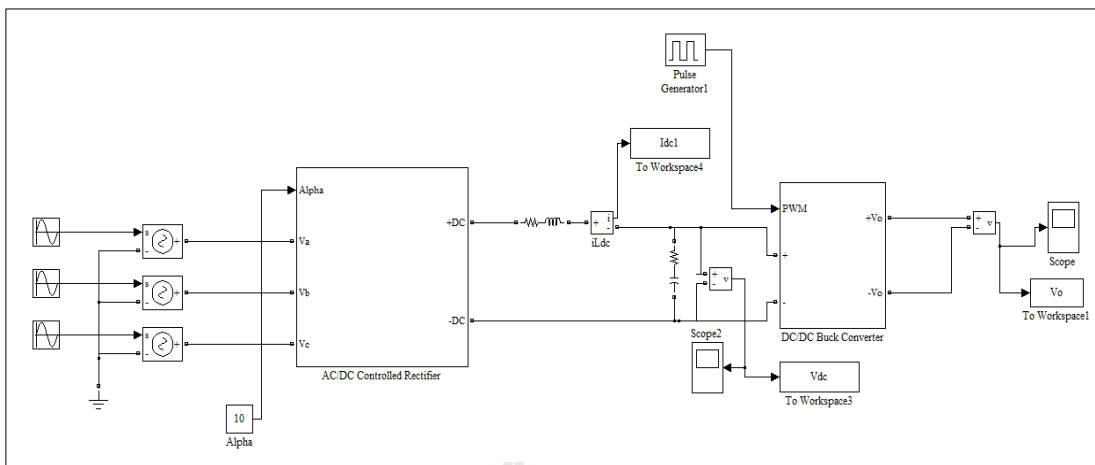
```

% แสดงกราฟค่าผลเฉลยของค่า  $V_{bus}$   $\alpha$  และ  $\lambda$

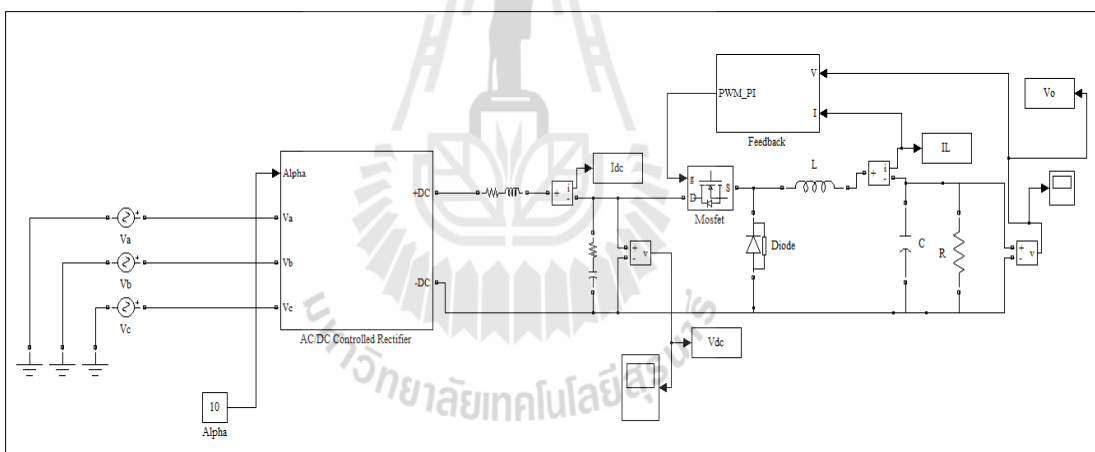
ภาคผนวก ข

ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB

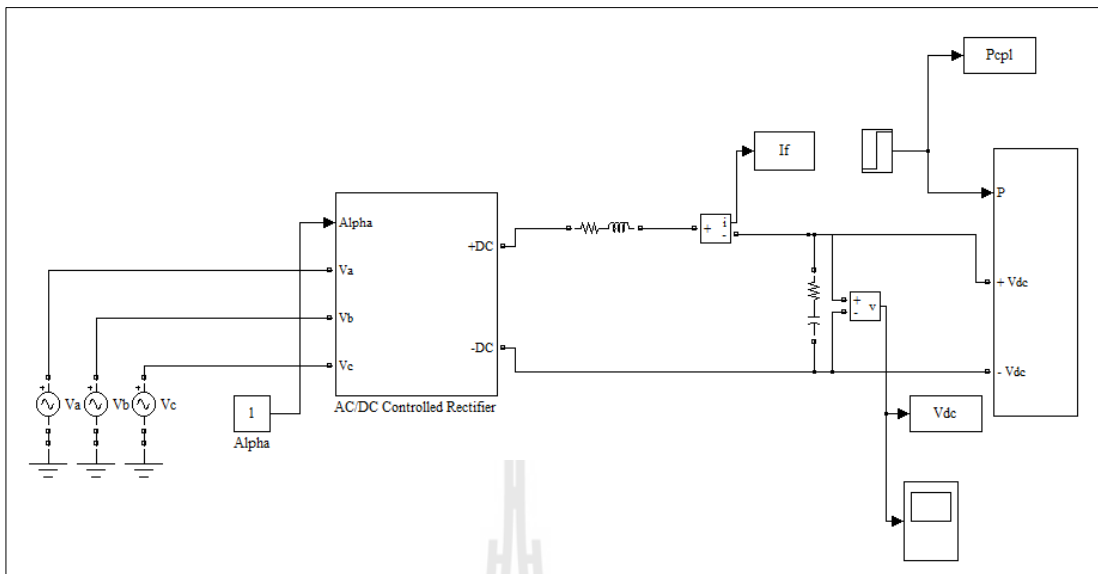
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



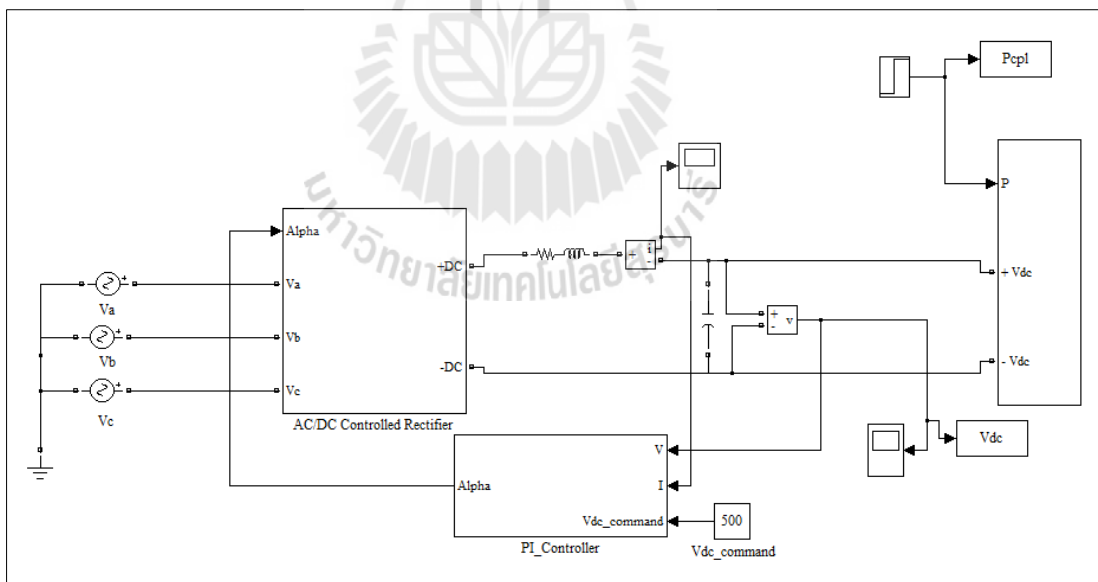
รูปที่ ข.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม



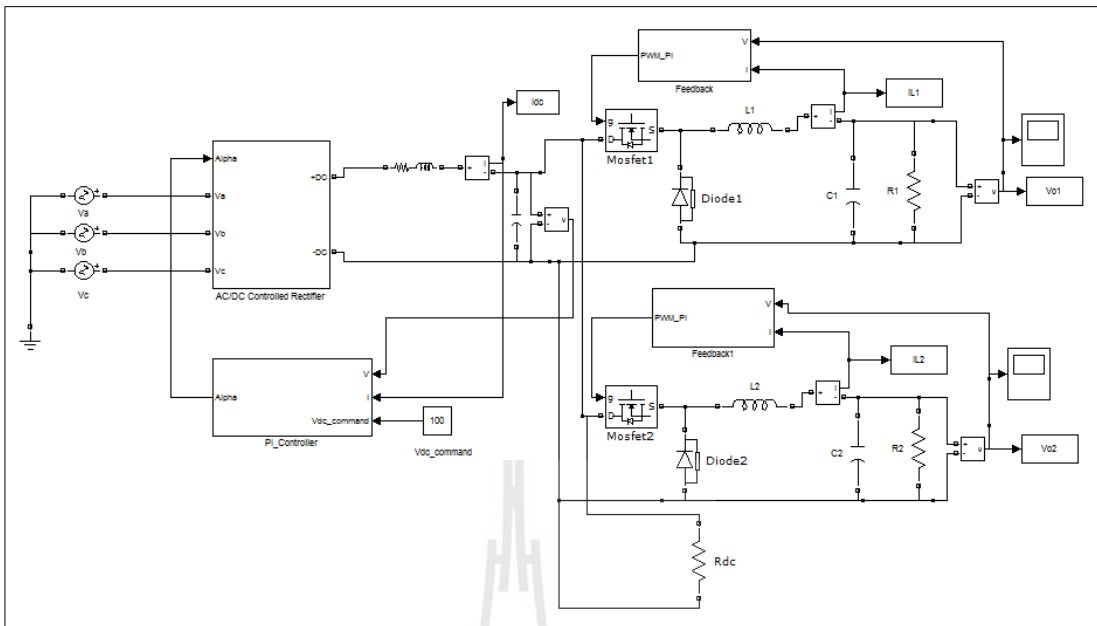
รูปที่ ข.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีการควบคุม



รูปที่ ข.3 วงจรเรียกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีไม่มีตัวควบคุมที่มีโหลดเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ



รูปที่ ข.4 วงจรเรียกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมแบบพีไอที่มีโหลดเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ



รูปที่ ข.5 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้กรณีมีตัวควบคุมที่มีโพลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัตช์ขนานกัน



ภาคผนวก ค

พอร์ต AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ รุ่น ET-EASY MEGA1280

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

**Port A (PA7..PA0)**

พอร์ต A เป็นไอ/โอพอร์ตแบบทำงาน 2 ทิศทาง (bi-directional I/O port) ขนาด 8 บิต ที่มีวงจรถวลล์อ์พอยู่ภายใน (เลือกได้เป็นรายบิต) จึงสามารถทำงานเป็นเอาต์พุตได้ทั้งแบบซิงค์และซอร์ส

**Port B (PB7..PB0)**

พอร์ต B เป็นไอ/โอพอร์ตแบบทำงาน 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต ที่มีวงจรถวลล์อ์พอยู่ภายใน (เลือกได้เป็นรายบิต) สามารถทำงานเป็นเอาต์พุตได้ทั้งแบบซิงค์และซอร์ส จุดเด่นของพอร์ตนี้ก็คือ เป็นพอร์ตที่มีความสามารถในการขับเคลื่อนได้ดีกว่าพอร์ตอื่นๆ

**Port C (PC7..PC0)**

พอร์ต C เป็นไอ/โอพอร์ตแบบทำงาน 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต ที่มีวงจรถวลล์อ์พอยู่ภายใน (เลือกได้เป็นรายบิต) จึงสามารถทำงานเป็นเอาต์พุตได้ทั้งแบบซิงค์และซอร์ส

**Port D (PD7..PD0)**

พอร์ต D เป็นไอ/โอพอร์ตแบบทำงาน 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต ที่มีวงจรถวลล์อ์พอยู่ภายใน (เลือกได้เป็นรายบิต) จึงสามารถทำงานเป็นเอาต์พุตได้ทั้งแบบซิงค์และซอร์ส

**Port E (PE7..PE0)**

พอร์ต E เป็น ไอ/โอพอร์ตแบบทำงาน 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต ที่มีวงจรถวลล์อ์พอยู่ภายใน (เลือกได้เป็นรายบิต) จึงสามารถทำงานเป็นเอาต์พุตได้ทั้งแบบซิงค์และซอร์ส

**Port F (PF7..PF0)**

พอร์ต F รองรับการนำเข้าไปทำการแปลงสัญญาณอนาล็อกมาเป็นดิจิทัล

พอร์ต F เป็น ไอ/โอพอร์ตแบบทำงาน 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต ที่มีวงจรถวลล์อ์พอยู่ภายใน (เลือกได้เป็นรายบิต) จึงสามารถทำงานเป็นเอาต์พุตได้ทั้งแบบซิงค์และซอร์ส

พอร์ต F รองรับหน้าที่การเชื่อมประสานกับ JTAG และถ้ามีการเปิดการทำงานการเชื่อมประสานกับ JTAG ตัวพวลล์อ์พของขา PF7(TDI), PF5(TMS), และ PF4(TCK) จะทำงานจนกว่าจะเกิดการรีเซ็ต

**Port G (PG5..PG0)**

พอร์ต G เป็น ไอ/โอพอร์ตแบบทำงาน 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต ที่มีวงจรถวลล์อ์พอยู่ภายใน (เลือกได้เป็นรายบิต) จึงสามารถทำงานเป็นเอาต์พุตได้ทั้งแบบซิงค์และซอร์ส



**Port H (PH7..PH0)**

พอร์ต H เป็นไอ/โอพอร์ตแบบทำงาน 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต ที่มีวงจรถวลล์พอย์ภายใน (เลือกได้เป็นรายบิต) จึงสามารถทำงานเป็นเอาต์พุตได้ทั้งแบบซิงค์และชอร์ส

**Port J (PJ7..PJ0)**

พอร์ต J เป็นไอ/โอพอร์ตแบบทำงาน 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต ที่มีวงจรถวลล์พอย์ภายใน (เลือกได้เป็นรายบิต) จึงสามารถทำงานเป็นเอาต์พุตได้ทั้งแบบซิงค์และชอร์ส

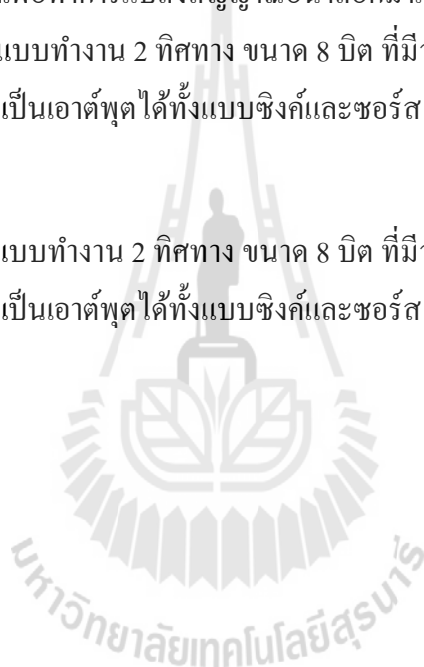
**Port K (PK7..PK0)**

พอร์ต K รองรับการนำเข้าเพื่อทำการแปลงสัญญาณอนาล็อกมาเป็นดิจิทัล

พอร์ต K เป็นไอ/โอพอร์ตแบบทำงาน 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต ที่มีวงจรถวลล์พอย์ภายใน (เลือกได้เป็นรายบิต) จึงสามารถทำงานเป็นเอาต์พุตได้ทั้งแบบซิงค์และชอร์ส

**Port L (PL7..PL0)**

พอร์ต L เป็นไอ/โอพอร์ตแบบทำงาน 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต ที่มีวงจรถวลล์พอย์ภายใน (เลือกได้เป็นรายบิต) จึงสามารถทำงานเป็นเอาต์พุตได้ทั้งแบบซิงค์และชอร์ส





ภาคผนวก ง

โปรแกรมภาษา C ด้วยบอร์ด Arduino

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

\*\*\*\*\*

การโปรแกรมภาษา C ด้วยชุดบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์

\*\*\*\*\*

ง.1 โปรแกรมการสร้างสัญญาณดิจิทัลจากบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์

```
int CS = 8;           % กำหนดพอร์ตดิจิทัลที่ขา 8
int SCK = 9;         % กำหนดพอร์ตดิจิทัลที่ขา 9
int SDI = 10;        % กำหนดพอร์ตดิจิทัลที่ขา 10
int LDAC = 11;       % กำหนดพอร์ตดิจิทัลที่ขา 11
int SHDN = 12;       % กำหนดพอร์ตดิจิทัลที่ขา 12

void Write_MCP4922(unsigned char DAC_Channel,unsigned int DAC_Data)
    % ฟังก์ชันการทำงานแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก

{digitalWrite(CS, LOW);

switch (DAC_Channel)
{
case 0x00: DAC_Data |= 0x3000;

break;

case 0x01: DAC_Data |= 0xB000;

break; }

shiftOut(SDI, SCK, MSBFIRST,(DAC_Data >> 8)& 0xFF);

shiftOut(SDI, SCK, MSBFIRST,DAC_Data & 0xFF);
```

```

digitalWrite(CS, HIGH);

digitalWrite(LDAC, LOW);

digitalWrite(LDAC, HIGH); }

void setup()                % ฟังก์ชันกำหนดพอร์ตการทำงาน
{

pinMode(CS, OUTPUT);

pinMode(SCK, OUTPUT);

pinMode(SDI, OUTPUT);

pinMode(LDAC, OUTPUT);

pinMode(SHDN, OUTPUT);

digitalWrite(CS, HIGH);

digitalWrite(SCK, LOW);

digitalWrite(SDI, LOW);

digitalWrite(LDAC, HIGH);

digitalWrite(SHDN, HIGH);

}

void loop()                 % ฟังก์ชันในการทำงานหลัก
{

Write_MCP4922(0,0);        % สัญญาณอนาล็อกจาก 0Vdc - 5Vdc

while(1);                  % ทำงานในฟังก์ชัน void loop() ตลอดเวลา

}

```

ง.2 โปรแกรมการสร้างตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับควบคุมแรงดันที่สี่ขั้วของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้

```
#include<avr/io.h>
```

```
#include<avr/interrupt.h>
```

```
#include<compat/deprecated.h>
```

```
%%%% กำหนดพอร์ตดิจิตอล %%%%
```

```
int CS = 8;
```

```
int SCK = 9;
```

```
int SDI = 10;
```

```
int LDAC = 11;
```

```
int SHDN = 12;
```

```
void Write_MCP4922(unsigned char DAC_Channel,unsigned int DAC_Data)
```

```
{digitalWrite(CS, LOW);
```

```
switch (DAC_Channel){
```

```
case 0x00:
```

```
DAC_Data |= 0x3000;
```

```
break;
```

```
case 0x01:
```

```
DAC_Data |= 0xB000;
```

```
break; }
```

```

shiftOut(SDI, SCK, MSBFIRST,(DAC_Data >> 8)& 0xFF);

shiftOut(SDI, SCK, MSBFIRST,DAC_Data & 0xFF);

digitalWrite(CS, HIGH);

digitalWrite(LDAC, LOW);

digitalWrite(LDAC, HIGH); }

void setup() {                                % ฟังก์ชันในการกำหนดพอร์ตการทำงาน
pinMode(CS, OUTPUT);
pinMode(SCK, OUTPUT);
pinMode(SDI, OUTPUT);
pinMode(LDAC, OUTPUT);
pinMode(SHDN, OUTPUT);
digitalWrite(CS, HIGH);
digitalWrite(SCK, LOW);
digitalWrite(SDI, LOW);
digitalWrite(LDAC, HIGH);
digitalWrite(SHDN, HIGH); }

float setpoint=40.0;                          % กำหนดแรงดันอ้างอิงนั่นคือแรงดันเอาต์พุตดีซี

float err_v=0,Upv,Uiv,Uiv_1=0,Upi_v;

%%%% กำหนดพารามิเตอร์ของรูปแรงดันไฟฟ้าที่แบนด์วิดท์  $\omega_{nv} = 2\pi \times 8 \text{ rad/s}$  %%%%

float kiv2=0.5912;

float kp2=0.0188;

```

```

%%%% กำหนดพารามิเตอร์ของรูปกระแสไฟฟ้าที่แบนด์วิดท์  $\omega_{ni} = 2\pi \times 50 \text{ rad/s}$  %%%%

float err_i=0,Upi,Uii,Uii_1=0,Upi_i;

float kpi2=18.3801;

float kii2=3721;

int Upi_max=4095,Upi_min=0;

float Ts=0.001;           % กำหนดค่าชักตัวอย่าง

int voltage_sensor = 1;   % กำหนดพอร์ตอนาล็อกเซนเซอร์แรงดันไฟฟ้าที่พิน 1

int current_sensor = 0;   % กำหนดพอร์ตอนาล็อกเซนเซอร์กระแสไฟฟ้าที่พิน 0

float Read_Voltage=0,Read_Current=0;

float V1=0,V2=0,I1=0,I2=0;

void loop() {             % ลูปฟังก์ชันการทำงานหลัก
while(1) {                % เงื่อนไขการทำงานตลอดเวลา

Read_Voltage=analogRead(voltage_sensor);

                               % อ่านค่าจากเซนเซอร์แรงดันไฟฟ้า

Read_Current=analogRead(current_sensor);

                               % อ่านค่าจากเซนเซอร์กระแสไฟฟ้า

V1=((Read_Voltage)*5/1023);% แปลงให้เป็นตัวเลขดิจิทัล

I1=((Read_Current)*5/1023); % แปลงให้เป็นตัวเลขดิจิทัล

I2=I1*2.5;                 % ปรับเทียบให้ได้กระแสไฟฟ้าค่าจริง

V2=V1*50;                 % ปรับเทียบให้ได้แรงดันไฟฟ้าค่าจริง

```

```

%%%%% เข้าสู่รูปแรงดันไฟฟ้าของตัวควบคุมพีไอ %%%%%

err_v=setpoint-V2;

Upv=kpv2*err_v;

Uiv=(kiv2*Ts*err_v)+Uiv_1;

Uiv_1=Uiv;

Upi_v=(Upv+Uiv)*-1;

if(Upi_v>=Upi_max) {

Upi_v=Upi_max; }

else if (Upi_v<=Upi_min) {

Upi_v=Upi_min; }

%%%%% เข้าสู่รูปกระแสไฟฟ้าของตัวควบคุมพีไอ %%%%%

err_i=Upi_v-I2;

Upi=kpi2*err_i;

Uii=(kii2*Ts*err_i)+Uii_1;

Uii_1=Uii;

Upi_i=(Upi+Uii)*1;

if(Upi_i>=Upi_max) {

Upi_i=Upi_max; }

else if (Upi_i<=Upi_min) {

Upi_i=Upi_min; }

Write_MCP4922(0,int(Upi_i)); }}      % ส่งสัญญาณอนาล็อก

```



ง.3 โปรแกรมการสร้างตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตของแปลงผันแบบบั๊ก

```
#include<avr/io.h>
```

```
int EN = 11;
```

```
void setup()
```

```
{%%%% กำหนดโหมดการสร้างสัญญาณ PWM %%%%
```

```
pinMode(EN, OUTPUT);
```

```
TCCR1A = (1<<COM1A1)|(1<<COM1A1);
```

```
TCCR1A |= (1<<COM1B1)|(1<<COM1B1);
```

```
TCCR1B = (1<<WGM13)|(0<<WGM12);
```

```
TCCR1A |= (0<<WGM11)|(0<<WGM10);
```

```
TCCR1B |= (0<<CS12)|(0<<CS11)|(1<<CS10);
```

```
ICR1 = 800;
```

```
OCR1B=0;
```

```
OCR1A = 8*duty_cycle;
```

```
TCNT1=0;}
```

```
float setpoint=0;
```

```
%%%% กำหนดพารามิเตอร์ของลูปแรงดันไฟฟ้า %%%%
```

```
float err_v=0,Upv,Uiv,Uiv_1=0,Upi_v;
```

```
float kiv2=20; float kpv2=0.05;
```

```

%%%% กำหนดพารามิเตอร์ของอุปกรณ์กระแสไฟฟ้า %%%

float err_i=0,Upi,Uii,Uii_1=0,Upi_i;

float kpi2=3.41;

float kii2=48645;

float Ts=0.00025;           % กำหนดค่าซีกตัวอย่าง

int voltage_sensor = 1;     % กำหนดพอร์ตอนาล็อกเซนเซอร์แรงดันไฟฟ้าที่พิน 1

int current_sensor = 0;    % กำหนดพอร์ตอนาล็อกเซนเซอร์กระแสไฟฟ้าที่พิน 0

%%%% กำหนดตัวแปรรับสัญญาณจากชุดเซนเซอร์มีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 0 %%%

float Read_Voltage=0,Read_Current=0;

float V1=0,V2=0,I1=0,I2=0;

void loop(){                % ฟังก์ชันลูปรการทำงาน

setpoint=20;

while(1){                  % เงื่อนไขการทำงานตลอดเวลา

Read_Voltage=analogRead(voltage_sensor);

Read_Current=analogRead(current_sensor);

V1 = ((Read_Voltage)*5/1023);

I1= ((Read_Current)*5/1023);

I2=I1*2.5;

V2=V1*52;

```

```

%%%%% เข้าสู่ลูปแรงดันไฟฟ้าของตัวควบคุมพีไอ %%%%%%

err_v=setpoint-V2;

Upv=kpv2*err_v;

Uiv=(kiv2*Ts*err_v)+Uiv_1;

Uiv_1=Uiv;

Upi_v=(Upv+Uiv);

Upi_v=constrain(Upi_v,0,5);

Upi_v=map(Upi_v,0,5,0,5);

%%%%% เข้าสู่ลูปกระแสไฟฟ้าของตัวควบคุมพีไอ %%%%%%

err_i=Upi_v-I2;

Upi=kpi2*err_i;

Uii=(kii2*Ts*err_i)+Uii_1;

Uii_1=Uii;

Upi_i=(Upi+Uii)*1;

Upi_i=constrain(Upi_i,0,800);

Upi_i=map(Upi_i,0,800,0,800);

OCR1A=Upi_i;          % ส่งค่า PWM ไปยังพินที่ 11

}

}

```

#### ง.4 โปรแกรมการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยชุดบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์

```

#include<avr/io.h>

int EN = 11;           % กำหนดให้พินที่ 11 สำหรับสร้างสัญญาณ PWM

int duty_cycle = 0;   % กำหนดให้ตัวจักษ์รหน้าที่เริ่มมีค่าเท่ากับ 0

void setup()

{%%%% กำหนดโหมดการสร้างสัญญาณ PWM %%%}

pinMode(EN, OUTPUT);

TCCR1A = (1<<COM1A1)|(1<<COM1A1);

TCCR1A |= (1<<COM1B1)|(1<<COM1B1);

TCCR1B = (1<<WGM13)|(0<<WGM12);

TCCR1A |= (0<<WGM11)|(0<<WGM10);

TCCR1B |= (0<<CS12)|(0<<CS11)|(1<<CS10);

ICR1 = 800;

OCR1B=0;

OCR1A = 0

TCNT1=0;

Void loop(){

{duty_cycle =10;           % กำหนดให้ค่าตัวจักษ์รหน้าที่มีค่าเท่ากับ 10 %

OCR1A=duty_cycle*8;

}

```

ภาคผนวก จ

วิธีการทดสอบวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

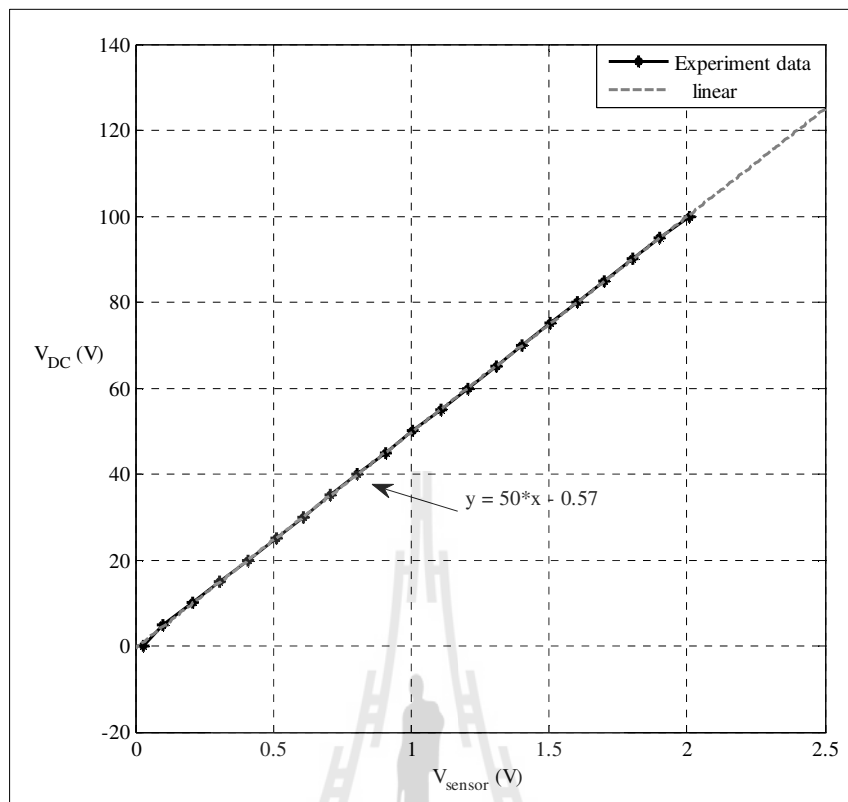
### จ.1 วิธีการทดสอบวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้า

สำหรับวิธีการทดสอบวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้าจะแสดงการต่อวงจรไว้ในบทที่ 6 รูปที่ 6.26

จากรูปที่ 6.26 ผลการทดสอบวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้าแสดงได้ดังตารางที่ จ.1 ซึ่งผลการทดสอบวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้าสามารถนำไปพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ จ.1

ตารางที่ จ.1 ผลการทดสอบวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้า

แรงดันไฟฟ้าดีซี (V)	เอาต์พุตเซนเซอร์ (V)
0	0.03
5	0.101
10	0.207
15	0.304
20	0.408
25	0.510
30	0.608
35	0.709
40	0.807
45	0.908
50	1.006
55	1.108
60	1.209
65	1.307
70	1.403
75	1.504
80	1.604
85	1.702
90	1.803
95	1.903
100	2.007



รูปที่ จ. 1 กราฟแสดงผลการทดสอบเซนเซอร์แรงดัน ไฟฟ้า

จากรูปที่ จ.1 สามารถหาสมการความชัน ได้ดังนี้

$$y = 50x - 0.57$$

(จ.1)

จากสมการที่ (จ.1) เป็นสมการเส้นตรงซึ่งสมการดังกล่าวนี้สามารถนำไปเขียนโปรแกรมในบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อแปลงสัญญาณที่ได้จากเซนเซอร์ให้เป็นแรงดันไฟฟ้าค่าจริงต่อไป

## จ.2 วิธีการทดสอบวงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้า

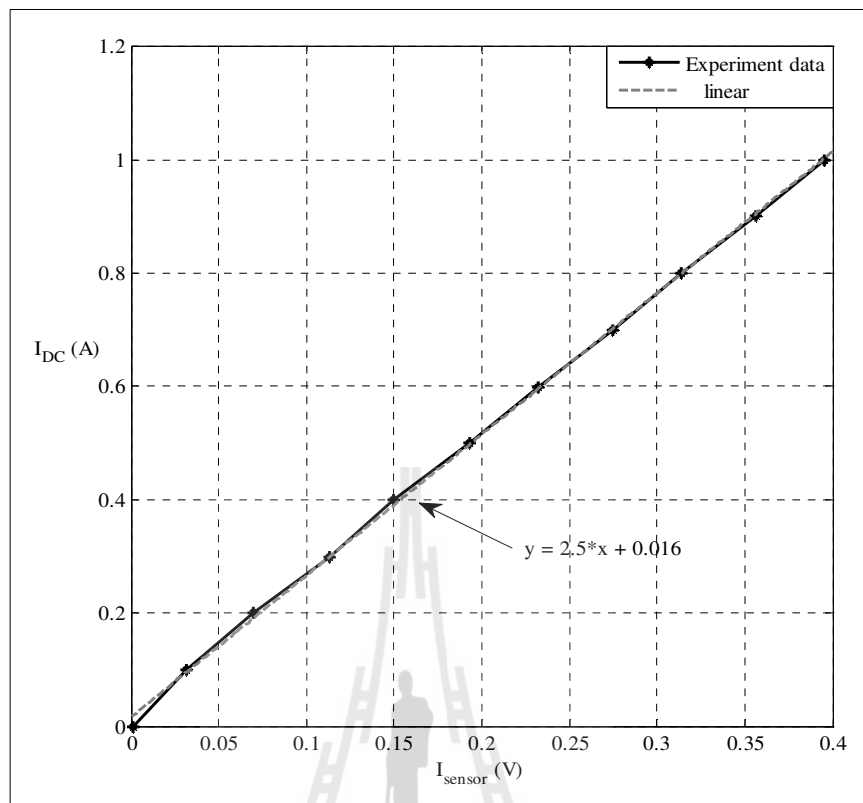
สำหรับวิธีการทดสอบวงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้าจะแสดงการต่อวงจรไว้ในบทที่ 6 รูปที่ 6.27

จากรูปที่ 6.27 ผลการทดสอบวงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้าแสดงได้ดังตารางที่ จ.2 ซึ่งผลการทดสอบวงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้าสามารถนำไปพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ จ.2

ตารางที่ จ.2 ผลการทดสอบวงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้า

กระแสไฟฟ้า (A)	เอาต์พุตเซนเซอร์ (V)
0	0.001
0.1	0.032
0.2	0.07
0.3	0.113
0.4	0.150
0.5	0.193
0.6	0.232
0.7	0.275
0.8	0.314
0.9	0.356
1	0.395





รูปที่ จ.2.กราฟแสดงผลการทดสอบเซนเซอร์กระแสไฟฟ้า

จากรูปที่ จ.2. สามารถหาสมการความชันได้ดังนี้

$$y = 2.5x + 0.016$$

(จ.2)

จากสมการที่ (จ.2) เป็นสมการเส้นตรงซึ่งสมการดังกล่าวนี้สามารถนำไปเขียนโปรแกรมในบอร์ด AVR ไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อแปลงสัญญาณที่ได้จากเซนเซอร์ให้เป็นกระแสไฟฟ้าค่าจริงต่อไป

ภาคผนวก ฉ

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

## รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา

- Ruttanee, P., Areerak, K-N., and Areerak, K-L., (2011). **Averaging Model of a Three-Phase Controlled Rectifier Feeding an Uncontrolled Buck Converter**. World Academy of Science, Engineering and Technology 345-352.
- Ruttanee, P., Areerak, K-N., and Areerak, K-L., (2012). **Eigenvalue Based Stability Analysis of AC-DC Power System with Controlled Rectifier Feeding Regulated Buck Converter**. European Journal of Scientific Research. 71(1): 91-108. (สงวนลิขสิทธิ์)
- Ruttanee, P., Areerak, K-N., and Areerak, K-L., (2013). **An Artificial Intelligence Base System Identification of AC-DC Power System Including a Three-Phase Controlled Rectifier**. Electrical Engineering (รอกการพิจารณา)



## Averaging Model of a Three-Phase Controlled Rectifier Feeding an Uncontrolled Buck Converter

P. Ruttanee, K-N. Areerak\*, and K-L. Areerak

**Abstract**—Dynamic models of power converters are normally time-varying because of their switching actions. Several approaches are applied to analyze the power converters to achieve the time-invariant models suitable for system analysis and design via the classical control theory. The paper presents how to derive dynamic models of the power system consisting of a three-phase controlled rectifier feeding an uncontrolled buck converter by using the combination between the well known techniques called the DQ and the generalized state-space averaging methods. The intensive time-domain simulations of the exact topology model are used to support the accuracies of the reported model. The results show that the proposed model can provide good accuracies in both transient and steady-state responses.

**Keywords**—DQ method, Generalized state-space averaging method, Three-phase controlled rectifier, Uncontrolled buck converter, Averaging model, Modeling, Simulation.

### I. INTRODUCTION

POWER converters are widely used in many applications. The dynamic model of the system including the power electronic converter is very important for system design and analysis. It is well known that the power converter models are time-varying because of their switching behavior. Several approaches are commonly used for eliminating the switching actions to achieve time-invariant model based on averaging models. Then, the classical linear control theory can be easily applied to the model for a system analysis and design.

The first method is the generalized state-space averaging (GSSA) modeling method. This method has been used to analyze many power converters in DC distribution systems [1], as well as uncontrolled and controlled rectifiers in single-phase AC distribution systems [2] and 6- and 12- pulse diode rectifiers in three phase systems [3]. The second is an average-value (AV) modeling method, which has been used for 6- and 12- pulse diode rectifiers in many publications [4], as well as generators with line-commutated rectifiers [5]. These rectifiers

\*P.Ruttanee, master student in electrical engineering, PEMC research group, School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology Nakhon Ratchasima, 30000, THAILAND.

\*K-N. Areerak, lecturer, PEMC research group, School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, 30000, THAILAND (corresponding author: kongpan@sut.ac.th)

\*K-L. Areerak, lecturer, PEMC research group, School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, 30000, THAILAND.

can be modeled with good accuracy as a constant DC voltage source. However, this method is not easily applicable to analyze the general AC power system with multi-converter power electronic systems. Another technique widely used for AC system analysis is that of DQ-transformation theory [6-8], in which power converters can be treated as transformers. The resulting converter models can be easily combined with models of other power elements expressed in terms of synchronously rotating frames such as generators, front-end converters, and vector-controlled drives. The DQ models of three-phase AC-DC power systems have been reported in the previous works for stability studies of the power system including a constant power load (CPL) [9]-[11]. The DQ method for modeling the three-phase uncontrolled and controlled rectifier has been reported in [9] and [12], respectively.

From the literature reviews, this paper presents the combination between the DQ modeling approach and the GSSA modeling method to derive the dynamic model of a controlled three-phase rectifier feeding an uncontrolled buck converter. According to the advantages of DQ and GSSA methods, the DQ method is selected to analyze the controlled three-phase rectifier including the transmission line components on AC side, while the GSSA method is used to analyze the buck converter. The proposed model is validated by the intensive time-domain simulation via the exact topology model of the commercial software package. The results show that the proposed mathematical models provide high accuracies in both transient and steady-state responses. Hence, the reported model is suitable for the system analysis and design via the classical control theory.

The paper is structured as follows. The power system considered is explained in Section II. In Section III, deriving the dynamic model of a controlled three-phase rectifier feeding a buck converter using the combination between DQ and GSSA methods is fully described. In Section IV, the model validation using the intensive-time domain simulation of the exact topology model is illustrated. Finally, Section V concludes and discusses the advantages of the DQ and GSSA modeling methods to derive the model of the power electronic system.

### II. POWER SYSTEM DEFINITION AND ASSUMPTIONS

The studied power system in the paper is depicted in Fig. 1. It consists of a balanced three-phase voltage source, transmission line represented by  $R_{eq}$ ,  $L_{eq}$ , and  $C_{eq}$ , three-phase

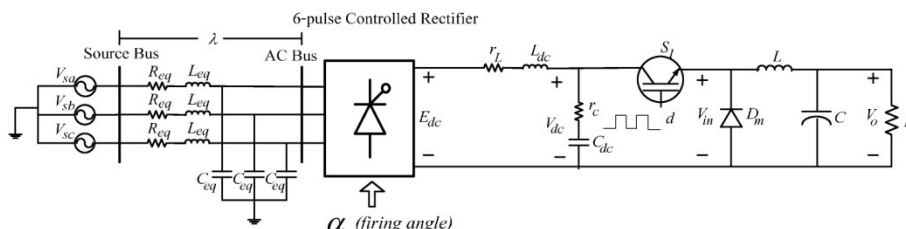


Fig. 1 The considered power system

controlled rectifier, and DC-link filters shown by elements  $r_L$ ,  $L_{dc}$ ,  $r_c$  (ESR) and  $C_{dc}$  feeding an uncontrolled buck converter. It is assumed that the controlled rectifier and the buck converter are operated under a continuous conduction mode (CCM) and the higher harmonics of the fundamental are neglected.  $E_{dc}$  and  $V_{dc}$  are the output terminal voltage of a controlled rectifier and the voltage across the DC-link capacitor  $C_{dc}$ , respectively. A phase shift between the source bus and the AC bus is  $\lambda$  as shown in Fig. 1.

The set of system parameters for the power system of Fig. 1 is given in Table I.

TABLE I  
PARAMETERS OF THE SYSTEM IN FIG. 1

Parameter	Value
$V_s$	220 V <sub>rms/phase</sub>
$\omega$	$2\pi \times 50$ rad/s
$R_{eq}$	0.1 $\Omega$
$L_{eq}$	24 $\mu$ H
$C_{eq}$	2 nF
$r_L$	0.01 $\Omega$
$r_c$	0.01 $\Omega$
$L_{dc}$ ( $\Delta I_{dc} \leq 1.5$ A)	50 mH
$C_{dc}$ ( $\Delta V_{dc} \leq 50$ V)	500 $\mu$ F
$L$ ( $\Delta I_L \leq 0.5$ A)	14.168 mH
$C$ ( $\Delta V_o \leq 50$ mV)	125 $\mu$ F
$R$	20 $\Omega$

III. DERIVING DYNAMIC MODELS

In the paper, the DQ method is used to analyze the three-phase controlled rectifier, while the GSSA approach is applied to eliminate the switching action of the buck converter. The details how to derive the dynamic model of the considered system in Fig.1 are fully explained in this section.

A. DQ method

The DQ modeling method is selected to derive the dynamic model of a three-phase controlled rectifier in which such rectifier can be treated as a transformer. 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 [13] as shown in Fig. 2. The  $r_\mu$  can be calculated by:

$$r_\mu = \frac{3\omega L_{eq}}{\pi} \tag{1}$$

where  $\omega$  is the source frequency.

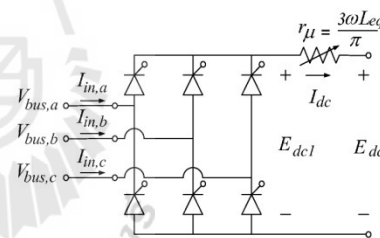


Fig. 2 Three-phase controlled rectifier with the overlap angle resistance

It can be seen from Fig. 2 that  $E_{dc1}$  represents the output voltage from the switching signal without an overlap angle effect, while  $E_{dc}$  represents the voltage at the rectifier output terminal taking into account the voltage drop effect. Since the commutation effect has been moved on to the DC side, the switching signals for three-phase controlled rectifier can be applied without considering the effect of overlap angle. This is shown in Fig. 3 in which  $\alpha$  is the firing angle of thyristors.

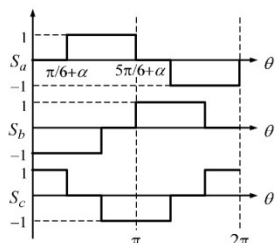


Fig. 3 The switching functions of three-phase controlled rectifier

The switching function of  $S_a$  in Fig. 3 can be expressed by a Fourier series. In this paper, neglecting the harmonics of the power system, the switching functions can be written for three phases as:

$$S_{abc} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \varphi - \alpha) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi - \alpha) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi - \alpha) \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

where  $\phi$  is a phase angle of the AC bus voltage and  $\alpha$  is the firing angle.

The relationship between input and output terminal of controlled rectifier is given by:

$$I_{in,abc} = S_{abc} I_{dc} \quad (3)$$

$$E_{dc1} = S_{abc}^T V_{bus,abc} \quad (4)$$

It can be seen from (3) that the fundamental input current is in phase with the switching signals. In addition, for a controlled rectifier, the fundamental input current lags the fundamental input voltage by  $\alpha$  [13]. Equations (2)-(4) will be used to derive the model of controlled rectifier by using DQ modeling method as follows:

Firstly, the controlled rectifier is transformed into a two axis frame (DQ frame) rotating at the system frequency  $\omega$  by means of:

$$T[\theta(t)] = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta(t)) & \cos(\theta(t) - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta(t) + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta(t)) & -\sin(\theta(t) - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta(t) + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

where  $\theta(t) = \omega t - \frac{\pi}{2} + \phi_1$

Combining equations (3)-(5) results in:

$$I_{in,dq} = S_{dq} I_{dc} \quad (6)$$

$$E_{dc1} = S_{dq}^T V_{bus,dq} \quad (7)$$

Secondly, the switching functions in (2) can be transformed into a DQ frame by means of (5) to give:

$$S_{dq} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi} [\cos(\phi_1 - \phi + \alpha) \quad -\sin(\phi_1 - \phi + \alpha)]^T \quad (8)$$

The vector diagram for the DQ transformation is as shown in Figure 4 where  $V_s$  is the peak amplitude phase voltage,  $I_m$  is the peak amplitude current,  $V_{bus}$  is the peak amplitude AC bus voltage, and  $S$  is peak amplitude of the switching signal, here equal to  $2\sqrt{3}/\pi$  as shown in (2).

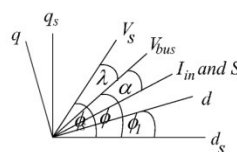


Fig. 4 The vector diagram for the DQ method

From (6)-(8), the controlled rectifier can be easily represented as a transformer having  $d$  and  $q$ -axis transformer ratio  $S_d, S_q$  that depend on the phase of the DQ frame ( $\phi_1$ ), the phase of  $V_{bus}$  ( $\phi$ ), and the firing angle of thyristors ( $\alpha$ ). As a result, the equivalent circuit of the controlled rectifier in the DQ frame derived by using DQ modeling method is shown in Fig. 5.

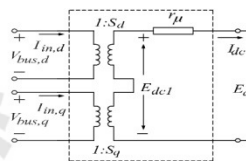


Fig. 5 The equivalent circuit of controlled rectifier on DQ frame

Finally, using (5), the cable section can be transformed into DQ frame [14]. The DQ representation of the cable is then combined with the controlled rectifier as shown in Fig. 5. As a result, the equivalent circuit of the power system in Fig. 1 can be represented in the DQ frame as depicted in Fig. 6. The equivalent circuit in Fig. 6 can be simplified by fixing the rotating frame on the phase of the switching function ( $\phi_1 = \phi - \alpha$ ). This results in the circuit as shown in Fig. 7. In Fig. 7, the three-phase controlled rectifier including the transmission line on AC side is transformed into the DQ frame via the DQ modeling method. Notice that the controlled 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 of the uncontrolled buck converter. The details how to derive the dynamic model of the power system as shown in Fig. 7 by using the GSSA method are given in Section B.

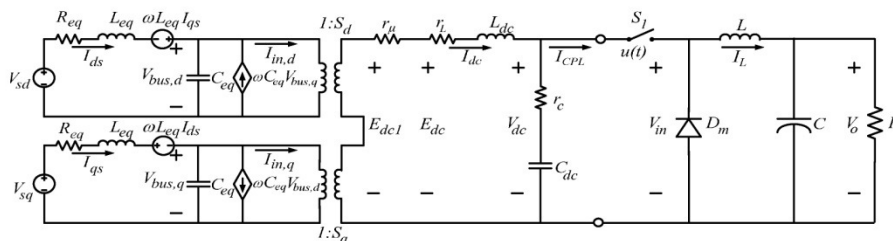


Fig. 6 The equivalent circuit of the power system in Fig. 1 on DQ frame

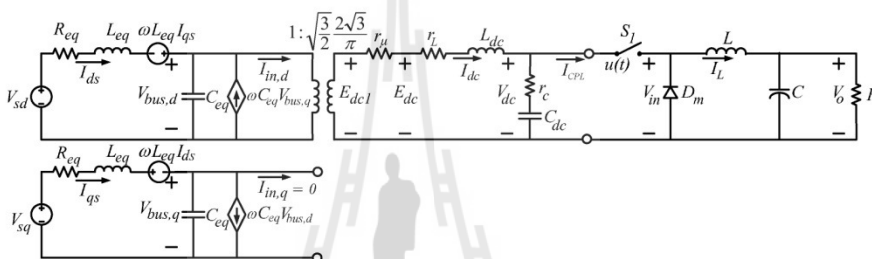


Fig. 7 The simplified equivalent circuit of the power system

**B. GSSA method**

The GSSA method is an alternative method to eliminate the time-varying switching function to achieve a time-invariant power converter model. The approach uses the time-dependent coefficients of the complex Fourier series as the state variables. The overview of this approach is as follows.

In general, a periodic waveform with period  $T$  can be represented by the complex Fourier series of the form

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_k(t) e^{jk\omega_s t} \tag{9}$$

where  $\omega_s = 2\pi/T$  and  $\langle x \rangle_k(t)$  is the complex Fourier coefficients.

The GSSA approach uses the  $\langle x \rangle_k(t)$  of the waveform as the state variables of the system. These coefficients can be determined by

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(t) e^{-jk\omega_s t} dt \tag{10}$$

The necessary properties of the  $\langle x \rangle_k(t)$  for modeling the power system using the GSSA technique are as follows:

- differentiation with respect to time:

$$\frac{d \langle x \rangle_k}{dt} = \left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_k - jk\omega_s \langle x \rangle_k \tag{11}$$

- the convolution relationship:

$$\langle xy \rangle_k = \sum_i \langle x \rangle_{k-i} \langle y \rangle_i \tag{12}$$

- if  $f(t)$  is real (real-value periodic waveform),

$$\langle x \rangle_{-k} = \overline{\langle x \rangle_k} = \langle x \rangle_k^* \tag{13}$$

In (9) and (10), the value of  $k$  depends on the accuracy level. Theoretically, if  $k$  approaches infinity, the approximation error approaches zero. If the waveform can be assumed to have no ripple, it can be set to  $k = 0$  called zero-order approximation [1]. On the other hand, if the waveform is similar to a sinusoidal signal,  $k$  can normally be set to -1, 1. This particular case is referred to as the first harmonic approximation [2].

For deriving the dynamic model of a buck converter using GSSA method, the switching function of such converter under the continuous conduction mode (CCM) is firstly defined in (14).

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < dT_s \\ 0, & dT_s < t < T_s \end{cases} \quad (14)$$

where  $d$  is the duty cycle of the switch  $S_j$  as shown in Fig. 7.

For the buck converter of Fig. 7, when the switch  $S_j$  is closed,  $I_{CPL} = I_L$  and  $V_{dc} = V_{in}$ . Otherwise, when the switch  $S_j$  is opened,  $I_{CPL} = 0$  and  $V_{in} = 0$  by assuming no voltage drop acrossing diode  $D_m$ . Hence, the relationship between  $I_{CPL}$  and  $I_L$  and the relationship between  $V_{dc}$  and  $V_{in}$  in terms of  $u(t)$  are given by:

$$\begin{cases} I_{CPL} = u(t)I_L \\ V_{in} = u(t)V_{dc} \end{cases} \quad (15)$$

Applying the KVL and KCL to Fig. 7 with (14) and (15), the set of time-varying differential equations are given by:

$$\begin{cases} \dot{I}_{sd} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}}I_{sd} + \omega I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}}V_{busd} + \frac{1}{L_{eq}}\sqrt{\frac{3}{2}}V_m \cos(\lambda + \alpha) \\ \dot{I}_{sq} = -\omega I_{sd} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}}I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}}V_{busq} + \frac{1}{L_{eq}}\sqrt{\frac{3}{2}}V_m \sin(\lambda + \alpha) \\ \dot{V}_{busd} = \frac{1}{C_{eq}}I_{sd} + \omega V_{busq} - \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}}I_{dc} \\ \dot{V}_{busq} = -\omega V_{busd} + \frac{1}{C_{eq}}I_{sq} \\ \dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{2\sqrt{3}}{\pi L_F}V_{busd} - \left(\frac{r_\mu}{L_{dc}} + \frac{r_L}{L_{dc}} + \frac{r_c}{L_{dc}}\right)I_{dc} - \frac{1}{L_{dc}}V_{dc} + \frac{r_c \cdot u(t)}{L_{dc}}I_L \\ \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}}I_{dc} - \frac{u(t)}{C_{dc}}I_L \\ \dot{I}_L = \frac{u(t)}{L}V_{dc} - \frac{1}{L}V_o \\ \dot{V}_o = \frac{1}{C}I_L - \frac{1}{RC}V_o \end{cases} \quad (16)$$

As mentioned before, the switching behavior of the three-phase rectifier was eliminated by the DQ modeling approach. However, the time varying function, here is  $u(t)$  in (16), still occur in the model due to the switch of a buck converter. Therefore, in the paper the GSSA method is used for eliminating the switching action of the buck converter to achieve the time-invariant model. The state-variables of the model are the Fourier coefficients of  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$ ,  $V_{bus,d}$ ,  $V_{bus,q}$ ,  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$ , and  $V_o$ . Using the zero-order approximation by neglecting ripples on the DC waveforms, we can define 8 state variables:

$$\begin{cases} \langle I_{sd} \rangle_0 = I_{sd} \\ \langle I_{sq} \rangle_0 = I_{sq} \\ \langle V_{sd} \rangle_0 = V_{sd} \\ \langle V_{sq} \rangle_0 = V_{sq} \\ \langle I_{dc} \rangle_0 = I_{dc} \\ \langle V_{dc} \rangle_0 = V_{dc} \\ \langle I_L \rangle_0 = I_L \\ \langle V_o \rangle_0 = V_o \end{cases} \quad (17)$$

Using (10) to obtain the complex Fourier coefficient of the switching function in (14), the coefficient for the zero-order approximation can be determined as:

$$\langle u \rangle_0 = \bar{d} \quad (18)$$

where  $d$  is the duty cycle of the buck converter.

Then, applying (11)-(13) to (16) and substituting the Fourier coefficient of the switching signal as given in (18), the dynamic model of the system in Fig. 7 using GSSA modeling method can be expressed in (19).

$$\begin{cases} \dot{I}_{sd} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}}I_{sd} + \omega I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}}V_{busd} + \frac{1}{L_{eq}}\sqrt{\frac{3}{2}}V_m \cos(\lambda + \alpha) \\ \dot{I}_{sq} = -\omega I_{sd} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}}I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}}V_{busq} + \frac{1}{L_{eq}}\sqrt{\frac{3}{2}}V_m \sin(\lambda + \alpha) \\ \dot{V}_{busd} = \frac{1}{C_{eq}}I_{sd} + \omega V_{busq} - \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}}I_{dc} \\ \dot{V}_{busq} = -\omega V_{busd} + \frac{1}{C_{eq}}I_{sq} \\ \dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{2\sqrt{3}}{\pi L_F}V_{busd} - \left(\frac{r_\mu}{L_{dc}} + \frac{r_L}{L_{dc}} + \frac{r_c}{L_{dc}}\right)I_{dc} - \frac{1}{L_{dc}}V_{dc} + \frac{r_c \cdot d}{L_{dc}}I_L \\ \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}}I_{dc} - \frac{d}{C_{dc}}I_L \\ \dot{I}_L = \frac{d}{L}V_{dc} - \frac{1}{L}V_o \\ \dot{V}_o = \frac{1}{C}I_L - \frac{1}{RC}V_o \end{cases} \quad (19)$$

Hitherto, the DQ modeling method is first applied to the power system as shown in Fig. 1 to eliminate the switching action of the three phase rectifier. The equivalent circuits of such power system on DQ frame is depicted in Fig. 7. Then, the GSSA method is used to eliminate the switching behavior of the buck converter. Finally, the time-invariant dynamic model of the power system in Fig. 1 is described in (19). This model can be called the DQ+GSSA model. The DQ+GSSA model given in (19) can be written in the form of (20).

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{u} \end{cases} \quad (20)$$



where state variables:

$$\mathbf{x} = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad V_{bus,d} \quad V_{bus,q} \quad I_{dc} \quad V_{dc} \quad I_L \quad V_o]^T$$

input:  $\mathbf{u} = [V_m]$ , output:  $\mathbf{y} = [I_{dc} \quad V_{dc} \quad I_L \quad V_o]^T$

and the details of **A**, **B**, **C**, and **D** are as follows:

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

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\cos(\lambda + \alpha)}{L_{eq}} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\sin(\lambda + \alpha)}{L_{eq}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}_{8 \times 1}$$

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

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}_{4 \times 1}$$

IV. MODEL VALIDATIONS

The DQ+GSSA dynamic model in (20) with the details of **A**, **B**, **C**, and **D** is validated by using the simulation in SimPowerSystem™ (SPS™) of SIMULINK via the exact topology model as given in Fig. 8. The set of system parameters for the power system of Fig. 1 is given in Table I.

Fig. 9 shows the  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$ , and  $V_o$  waveforms calculated from the DQ+GSSA model as given in (20) compared with those from the exact topology model to a step change of the voltage source from 200 V<sub>rms</sub> to 220 V<sub>rms</sub> that occurs at  $t = 0.5$  s. The firing angle of three-phase controlled rectifier and the duty cycle of a buck converter for Fig. 9 are equal to 10 degree and 70%, respectively. Similarly, Fig. 10 – Fig. 14 show the responses for variations in firing angle (10, 20 and 30 degree) and duty cycle (70%, 90%).

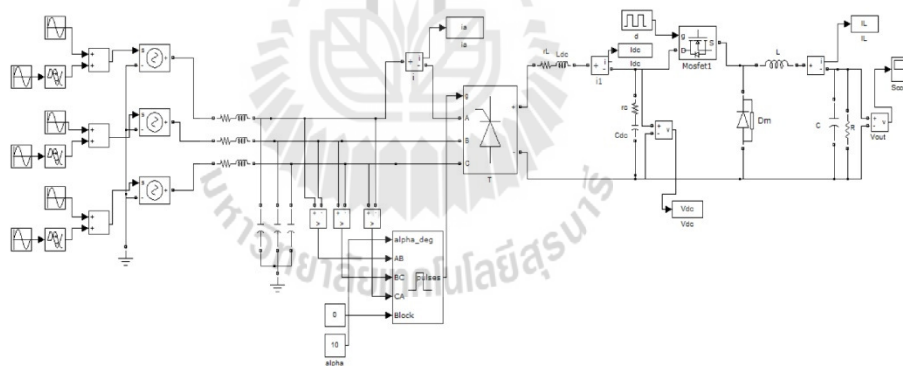


Fig. 8 The exact topology model of the power system in Fig. 1

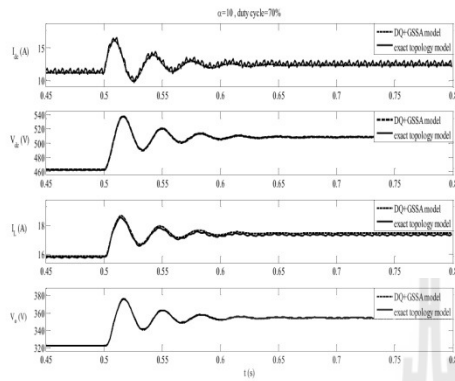


Fig. 9  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$ , and  $V_o$  responses for  $\alpha = 10$  degree and  $d = 70\%$

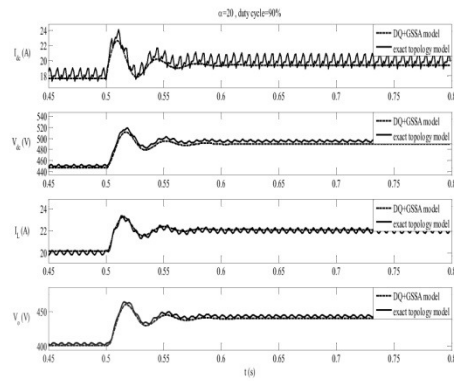


Fig. 12  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$ , and  $V_o$  responses for  $\alpha = 20$  degree and  $d = 90\%$

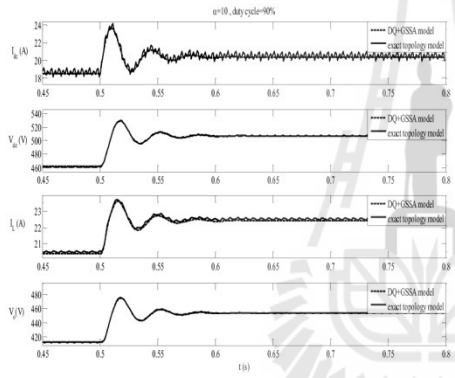


Fig. 10  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$ , and  $V_o$  responses for  $\alpha = 10$  degree and  $d = 90\%$

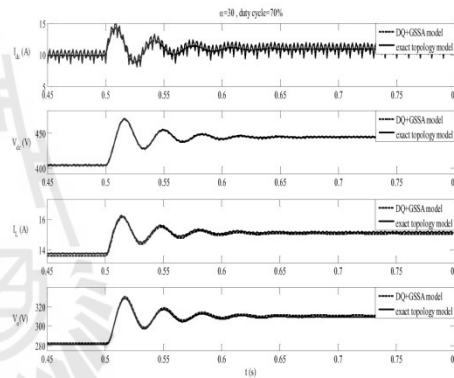


Fig. 13  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$ , and  $V_o$  responses for  $\alpha = 30$  degree and  $d = 70\%$

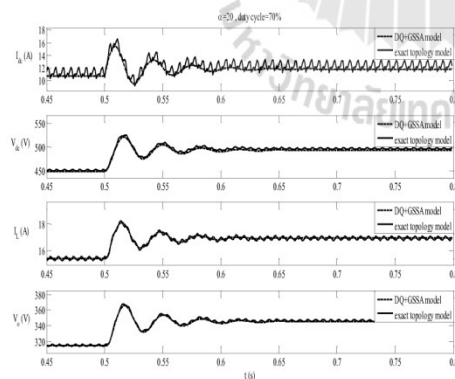


Fig. 11  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$ , and  $V_o$  responses for  $\alpha = 20$  degree and  $d = 70\%$

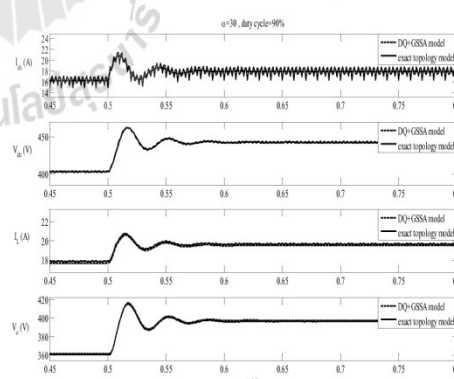


Fig. 14  $I_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $I_L$ , and  $V_o$  responses for  $\alpha = 30$  degree and  $d = 90\%$

From the comparison results in Fig. 9 - Fig. 14, an excellent agreement between the proposed model and the exact topology model as given in Fig. 8 is achieved. It confirms that the dynamic model of the system in Fig. 1 derived by the DQ and GSSA methods provides high accuracies in both transient and steady-state responses. The reported model can be used to study the behavior of the whole power system of Fig. 1 and can be used for the system analysis and design. However, it should be noted that the proposed model is valid when the power converters are only operated under the CCM. The current of  $I_{Lq}$  for CCM operation is depicted in Fig. 15.

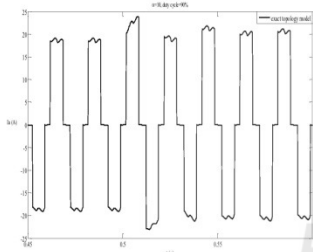


Fig. 15 The inductor current of phase a for CCM condition

V. CONCLUSION

In this paper, the DQ and GSSA modeling methods are presented for modeling a three-phase AC distribution system with a three-phase controlled rectifier, DC-link filters, and uncontrolled buck converter connected to the DC bus. The proposed approach is very useful for modeling the AC distribution system and also concerning a phase shift between source bus and AC bus. Moreover, the resulting converter models can be easily combined with models of other power elements expressed in terms of synchronously rotating frames such as generators, front-end converters, and vector-controlled drives. The simulation results of the exact topology model show that the reported model can provide high accuracies in both transient and steady-state response. The resulting model can then be used for the system analysis and design in the future work.

ACKNOWLEDGMENT

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] A. Emadi, 2004. "Modeling and Analysis of Multiconverter DC Power Electronic Systems Using the Generalized State-Space Averaging Method", *IEEE Trans. on Indus. Elect.*, vol. 51, n. 3, June, pp. 661-668.  
 [2] A. Emadi, 2004. "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, pp. 992-1000.  
 [3] L. Han, J. Wang, and D. Howe, 2007. "State-space average modelling of 6- and 12-pulse diode rectifiers", *The 12<sup>th</sup> European Conf. on Power Elect. and Appl.*, Aalborg, Denmark, Sep.

[4] A. Baghrarian, and A.J. Forsyth, 2004. "Averaged-Value Models of Twelve-Pulse Rectifiers for Aerospace Applications", *Power Electronics, Machines, and Drives (PEMD 2004)*, University of Edinburgh, UK, March-April, pp.220-225.  
 [5] S.D. Sudhoff, and O. Wasynczuk, 1993. "Analysis and Average-Value Modeling of Line-Commutated Converter-Synchronous Machine Systems", *IEEE Trans. on Energy Conversion.*, vol. 8, n. 1, March, pp. 92-99.  
 [6] C.T. Rim, D.Y., Hu, and G.H., Cho, 1990. "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, pp. 777-785.  
 [7] C.T. Rim, N.S., Choi, G.C., Cho, and G.H., Cho, 1994. "A Complete DC and AC Analysis of Three-Phase Controlled-Current PWM Rectifier Using CircuitD-Q Transformation", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, n. 4, July, pp. 390-396.  
 [8] 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*, vol. 13, n. 2, March, pp.323-336.  
 [9] K-N. Areerak, S.V., Bozhko, G.M., Asher, and D.W.P., Thomas, 2008. "Stability Analysis and Modelling of AC-DC System with Mixed Load Using DQ-Transformation Method", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Cambridge, UK, 29 June-2 July, pp. 19-24.  
 [10] K-N. Areerak, S.V., Bozhko, G.M., Asher, and D.W.P., Thomas, 2008. "DQ-Transformation Approach for Modelling and Stability Analysis of AC-DC Power System with Controlled PWM Rectifier and Constant Power Loads", *13<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008)*, Poznan, Poland, 1-3 September.  
 [11] K-N. Areerak, S., Bozhko, G., Asher, L.de, Lillo, A., Watson, T., Wu, and D.W.P., Thomas, 2009. "The Stability Analysis of AC-DC Systems including Actuator Dynamics for Aircraft Power Systems", *13<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2009)*, Barcelona, Spain, 8-10 September.  
 [12] K. Chaijarumudomrung, K-N., Areerak, and K-L., Areerak, 2010. "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, pp.56-59.  
 [13] N. Mohan, T.M. Underland, and W.P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Son, USA, 2003.  
 [14] C-M Ong. "Dynamic Simulation of Electric Machinery using MATLAB/Simulink," Prentice Hall, 1998.



**P. Ruttanee** received the B.S. degree in electrical engineering from Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2010, where he is currently studying toward the M.Eng. degree in electrical engineering. His main research interests include stability analysis, modeling of power electronic system, digital control, FPGA, and AI applications.



**K-N. Areerak** received the B.Eng. and M.Eng. degrees from Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2000 and 2001, respectively and the Ph.D. degree from the University of Nottingham, Nottingham, UK., in 2009, all in electrical engineering. In 2002, he was a Lecturer in the Electrical and Electronic Department, Rangsit University, Thailand. Since 2003, he has been a Lecturer in the School of Electrical Engineering, SUT. His main research interests include system identifications, artificial intelligence application, stability analysis of power systems with constant power loads, modeling and control of power electronic based systems, and control theory.



**K-L. Areerak** received the B.Eng, M.Eng, and Ph.D. degrees in electrical engineering from Suranaree University of Technology (SUT), Thailand, in 2000, 2003, and 2007, respectively. Since 2007, he has been a Lecturer and Head of Power Quality Research Unit (PQRU) in the School of Electrical Engineering, SUT. He received the Assistant Professor in Electrical Engineering in 2009. His main research interests include active power filter, harmonic elimination, AI application, motor drive, and intelligence control system.

## ประวัติผู้เขียน

นายพีระ รัตณี เกิดเมื่อวันที่ 28 กันยายน 2531 ที่จังหวัดขอนแก่น เริ่มการศึกษาระดับประถมศึกษาที่ 1-6 ที่โรงเรียนบ้านคำไฮฝักแวน ระดับมัธยมศึกษาปีที่ 1-6 ที่โรงเรียนศรีกระนวนวิทยาคม สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2553 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ณ สถาบันเคม

ระหว่างการศึกษาในระดับปริญญาโท ได้เป็นผู้ช่วยสอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีจำนวน 4 รายวิชาได้แก่ (1) ปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์วิศวกรรม (2) ปฏิบัติการการแปลงผันพลังงานทางกลไฟฟ้า (3) ปฏิบัติการระบบควบคุม (4) ปฏิบัติการเครื่องจักรกลไฟฟ้า 1 โดยมีความสนใจในด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง การควบคุมอัตโนมัติ และปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งจากงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีผลงานการตีพิมพ์ปรากฏดังภาคผนวก ก

