

การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังเอเชียเป็นดีซี
ที่มีโหลดเป็นอิเล็กทรอนิกส์กำลังขนานกัน

นายเทพพนม โสภะเพิ่ม

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2554

**STABILITY ANALYSIS OF AC-DC SYSTEMS FEEDING
PARALLELED POWER ELECTRONIC LOADS**

Theppanom Sopaprim

**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 2011

การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซี

ที่มีโหลดเป็นอิเล็กทรอนิกส์กำลังขนาดกัน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร.อนันต์ อุ่นศิริไฉย)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.ทองพูน อารีรักษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(รศ. ดร.อาทิตย์ ศรีแก้ว)

กรรมการ

(ผศ. ดร.ทองพล อารีรักษ์)

กรรมการ

(ศ. ดร. ชูกิจ ลิ้มปีจันทร์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

เทพพนม โสภานเพิ่ม : การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซีที่มีโหลดเป็นอิเล็กทรอนิกส์กำลังขนานกัน (STABILITY ANALYSIS OF AC-DC SYSTEMS FEEDING PARALLELED POWER ELECTRONIC LOADS) อาจารย์ที่ปรึกษา: ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กองพัน อารีรักษ์, 181 หน้า.

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยใช้วิธีการร่วมกันระหว่างวิธีคิควและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัลค์ที่มีการควบคุมขนานกัน แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้จากวงจรดังกล่าวเป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจำเป็นต้องอาศัยแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นร่วมกับทฤษฎีบทค่าเจาะจง ดังนั้นวิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่งจึงนำมาใช้ในการทำให้แบบจำลองดังกล่าวเป็นแบบจำลองเชิงเส้น ซึ่งมีความเหมาะสมกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบต่อไป การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น อาศัยการเปรียบเทียบการจำลองสถานการณ์ในคอมพิวเตอร์กับผลที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ นอกจากนี้งานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้มีการสร้างชุดทดสอบของระบบเพื่อนำไปใช้ในการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพ ซึ่งการยืนยันผลจากชุดทดสอบนั้นจำเป็นต้องทราบค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ต้องการงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์มาดำเนินการหาค่าพารามิเตอร์ของชุดทดสอบ โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ทั้งนี้เพื่อให้การยืนยันผลวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบมีความถูกต้องแม่นยำยิ่งขึ้น ผลการทดสอบเสถียรภาพในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ แสดงให้เห็นว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้รับการพิสูจน์ สามารถคาดเดาจุดการขาดเสถียรภาพของระบบได้อย่างถูกต้องแม่นยำ ซึ่งผลที่ได้จากทางทฤษฎี การจำลองสถานการณ์ในคอมพิวเตอร์ รวมถึงผลที่ได้จากการทดสอบมีความสอดคล้องกัน

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ปีการศึกษา 2554

ลายมือชื่อนักศึกษา _____

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____

THEPPANOM SOPAPRIM : STABILITY ANALYSIS OF AC-DC
SYSTEMS FEEDING PARALLELED POWER ELECTRONIC
LOADS. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. KONGPAN AREERAK,
Ph.D., 181 PP.

DQ MODELING/GSSA MODELING /DIODE RECTIFIER/BUCK
CONVERTERS/STABILITY ANALYSIS

The thesis presents a mathematical model using the combination between the DQ modeling approach and the GSSA modeling method for a stability analysis of three-phase diode rectifier feeding paralleled controlled buck converters. The mathematical model derived from the proposed method is nonlinear. The linear dynamic model is needed to analyze the stability of the power system via the eigenvalue theorem. Therefore, the linearization technique using the first order term of Taylor's series expansion is applied to obtain the linearized model. This linearized model is suitable for the stability analysis in which it is validated by the simulation of the commercial software package. Moreover, The instable points of the system predicted from the theoretical results are also compared with those from the simulation and experiment. The comparable results show that a good agreement between theoretical, simulation, and experimental results is achieved in the thesis. In addition, The thesis also shows the system identification by using the artificial intelligence technique called adaptive tabu search (ATS) algorithm.

School of Electrical Engineering

Student's Signature _____

Academic Year 2011

Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการสำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคล และกลุ่มบุคคลต่างๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ก้องพันธ์ อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำ และแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์ยิ่งต่องานวิจัย รวมถึงได้ช่วยตรวจทาน และแก้ไขรายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนทำให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น รวมทั้งเป็นกำลังใจ และเป็นแบบอย่างที่ดีในด้านการดำเนินชีวิตหลายๆ ด้านให้กับผู้วิจัยเสมอมา

รองศาสตราจารย์ ดร.อาทิตย์ ศรีแก้ว ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ก้องพล อารีรักษ์ และอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่กรุณาให้คำปรึกษาแนะนำและความรู้ทางวิชาการอย่างดียิ่งมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ บุคลากรศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่อำนวยความสะดวกในการทำงาน

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของวิจัยทุกท่านที่ให้ความรัก กำลังใจ การอบรมเลี้ยงดู และให้การสนับสนุนทางการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา

เทพพนม โสกาเพิ่ม

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ฉ
สารบัญรูป.....	ญ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 ข้อยกเว้นเบื้องต้น.....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	3
2 ปรัชญาวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	6
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ.....	9
2.4 งานวิจัยที่ได้รับการพัฒนาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้.....	11
2.5 สรุป.....	12
3 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ.....	13
3.1 บทนำ.....	13
3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์.....	13

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2.1	ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาและสมมติฐาน.....	13
3.2.2	การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีดีคิว.....	16
3.2.3	การทำให้เป็นเชิงเส้น.....	24
3.2.4	การคำนวณค่าในสภาวะคงตัว.....	26
3.2.5	การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ.....	29
3.3	การวิเคราะห์เสถียรภาพ.....	31
3.4	สรุป.....	33
4	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์.....	35
4.1	บทนำ.....	35
4.2	วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ ที่ไม่มีตัวควบคุม.....	35
4.2.1	ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาและสมมติฐาน.....	35
4.2.2	การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยใช้วิธีดีคิว และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป.....	36
4.2.3	การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ.....	45
4.3	วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผัน แบบบัคค์ที่มีตัวควบคุม.....	49
4.3.1	การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เชิงพลวัตของระบบ.....	49
4.3.2	การทำให้เป็นเชิงเส้น.....	52
4.3.3	การคำนวณค่าในสภาวะคงตัว.....	53
4.3.4	การออกแบบตัวควบคุมของวงจรแปลงผันแบบบัคค์.....	55
4.3.5	การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ.....	59
4.4	สรุป.....	61
5	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผัน แบบบัคค์ขนานกัน.....	62
5.1	บทนำ.....	62

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.2	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์.....	62
5.2.1	ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาและสมมติฐาน.....	62
5.2.2	การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เชิงพลวัตของระบบ.....	63
5.2.3	การทำให้เป็นเชิงเส้น.....	68
5.2.4	การคำนวณค่าในสภาวะคงตัว.....	71
5.2.5	การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ.....	71
5.3	การวิเคราะห์เสถียรภาพ.....	75
5.4	การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่มีผลต่อเสถียรภาพของระบบ.....	77
5.5	สรุป.....	84
6	การสร้างชุดทดสอบ.....	85
6.1	บทนำ.....	85
6.2	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน.....	85
6.2.1	ภาพรวมอุปกรณ์ของระบบ.....	85
6.2.2	ผลการทดสอบวงจรและอภิปรายผล.....	87
6.3	วงจรแปลงผันแบบบัลค์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน.....	89
6.3.1	วิธีการออกแบบ.....	90
6.3.2	ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR.....	94
6.3.3	การทดสอบบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR.....	101
6.3.4	ผลการทดสอบวงจรและอภิปรายผล.....	104
6.4	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผัน แบบบัลค์ขนานกัน.....	106
6.4.1	ภาพรวมอุปกรณ์ของระบบ.....	106
6.4.2	ชุดทดสอบวงจรตรวจจับ.....	107
6.4.3	การสร้างตัวควบคุมแบบพีไอด้วยชุดทดสอบบอร์ด ไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR.....	109
6.4.4	ผลการทดสอบวงจรและอภิปรายผล.....	110

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.5	สรุป.....	112
7	การระบุเอกลักษณ์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว.....	114
7.1	บทนำ.....	114
7.2	การหาพารามิเตอร์ด้วยเครื่องมือวัด.....	114
7.3	การหาพารามิเตอร์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์.....	117
7.3.1	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์.....	117
7.3.2	ผลของพารามิเตอร์ต่อเสถียรภาพของระบบ.....	122
7.3.3	การทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ที่มีโหลดความต้านทาน.....	123
7.3.4	การระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์.....	124
7.4	สรุป.....	135
8	การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง.....	136
8.1	บทนำ.....	136
8.2	การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง.....	136
8.3	การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพ.....	139
8.4	สรุป.....	141
9	สรุปและข้อเสนอแนะ.....	142
9.1	สรุป.....	142
9.2	ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต.....	145
	รายการอ้างอิง.....	146
	ภาคผนวก	
	ภาคผนวก ก. โปรแกรมการคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ของนิวตัน – رافสัน.....	150
	ภาคผนวก ข. ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB.....	156
	ภาคผนวก ค. โครงสร้างชุดบอร์ด ET-EASY1280.....	159
	ภาคผนวก ง. พอร์ตไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR รุ่น ET-EASY MEGA1280.....	163

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

ภาคผนวก จ. โปรแกรมภาษา C++ ด้วย Arduino.....	166
ภาคผนวก ฉ. บทความวิชาการที่ได้รับตีพิมพ์เผยแพร่.....	171
ประวัติผู้เขียน.....	181



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	6
2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับ โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ.....	9
2.3 ผลงานวิจัยที่ได้รับการพัฒนาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้.....	11
3.1 พารามิเตอร์ของระบบที่พิจารณา.....	30
4.1 พารามิเตอร์ของระบบ ไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 4.1.....	45
5.1 พารามิเตอร์ของระบบ ไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 5.1.....	72
7.1 ผลการทดสอบหาค่าความต้านทานภายในของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ.....	115
7.2 ผลการวัดค่าความเหนี่ยวนำ.....	116
7.3 พารามิเตอร์ของระบบ ไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 7.3.....	120
7.4 ขอบเขตพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด.....	129
7.5 การทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น.....	130
7.6 การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง.....	130
7.7 การทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น.....	131
7.8 การทดสอบค่าปรับลดรัศมี.....	132
7.9 ผลการค้นหาพารามิเตอร์ของระบบจำนวน 100 รอบ ทั้งหมด 5 ครั้ง.....	133
8.1 พารามิเตอร์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพระบบจริง.....	138

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
3.1	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ.....13
3.2	วงจรเรียงกระแสสามเฟสและความต้านทานมุมความเหลื่อม.....14
3.3	สัญญาณการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์.....15
3.4	แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว..... 18
3.5	วงจรสมมูลเรียงกระแสสามเฟสที่อยู่ในรูปของแกนหมุนดีคิว..... 18
3.6	ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของวงจรสายส่งกำลังไฟฟ้า 3 เฟส.....19
3.7	วงจรสมมูลสายส่งกำลังไฟฟ้าในรูปของแกนหมุนดีคิว..... 20
3.8	ตัวเก็บประจุของวงจรสายส่งกำลังไฟฟ้า 3 เฟส..... 20
3.9	วงจรสมมูลสายส่งกำลังไฟฟ้าในรูปแกนหมุนดีคิว..... 21
3.10	วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาบนแกนหมุนดีคิว.....22
3.11	วงจรสมมูลอย่างง่ายของระบบไฟฟ้ากำลัง..... 22
3.12	สายส่งกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟส.....27
3.13	ผลการคำนวณค่าในสภาวะอยู่ตัวสำหรับ V_{bus} , V_{dc} และ λ_o ที่มีการเปลี่ยนแปลง P_{CPL} 29
3.14	ผลการเปลี่ยนแปลงของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติจาก 20 เป็น 30 W..... 30
3.15	ผลการเปลี่ยนแปลงของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติจาก 30 เป็น 40 W.....31
3.16	ค่าเจาะจงของแบบจำลองวิธีดีคิวที่เป็นเชิงเส้น..... 32
3.17	ค่าเจาะจงที่ใช้สำหรับพิจารณาการวิเคราะห์เสถียรภาพ..... 32
3.18	การยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพของการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์..... 33
4.1	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผัน แบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม36
4.2	วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาบนแกนหมุนดีคิว.....36
4.3	วงจรสมมูลอย่างง่ายของระบบไฟฟ้ากำลัง..... 37
4.4	สัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผัน..... 39
4.5	ผลการตอบสนอง เมื่อ วัฏจักรหน้าที่ = 40 %..... 47

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 ผลการตอบสนอง เมื่อ วัฏจักรหน้าที่ = 60 %	48
4.7 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผัน แบบบัคค์ที่มีการควบคุม.....	49
4.8 วงจรสมมูลบนแกนหมุนดีคิว เมื่อ กำหนด $\phi_1 = \phi$	50
4.9 ลูปการควบคุมกระแสไฟฟ้า.....	55
4.10 ลูปการควบคุมแรงดันไฟฟ้า.....	57
4.11 ผลการตอบสนอง V_{dc} และ V_o ของระบบ ที่มีการเปลี่ยนแปลง V_o^* จาก 70 V ไปเป็น 100 V.....	60
4.12 ผลการตอบสนอง V_{dc} และ V_o ของระบบ ที่มีการเปลี่ยนแปลง V_o จาก 100 V ไปเป็น 130 V.....	60
5.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน.....	63
5.2 วงจรสมมูลบนแกนดีคิว เมื่อ กำหนด $\phi_1 = \phi$	64
5.3 วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้ากำลังที่พิจารณาบนแกนหมุนดีคิว รวมถึงตัวควบคุมของวงจรแปลงผันแบบบัคค์.....	66
5.4 ผลการตอบสนอง V_{dc} , V_{o1} และ V_{o2} ของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 5.1 ที่มีการเปลี่ยนแปลง V_{o1}^* และ V_{o2}^*	73
5.5 ผลการตอบสนอง V_{dc} , V_{o1} และ V_{o2} ของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 5.1 ที่มีการเปลี่ยนแปลง V_{o1}^* และ V_{o2}^*	74
5.6 ค่าเจาะจงที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพ.....	76
5.7 การยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพของการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์.....	77
5.8 ผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ C_{dc} ที่มีผลต่อเสถียรภาพ.....	78
5.9 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL,total} = 115$ W เมื่อกำหนดให้ $C_{dc} = 500$ μ F.....	79
5.10 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL,total} = 170$ W เมื่อกำหนดให้ $C_{dc} = 800$ μ F.....	79
5.11 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL,total} = 240$ W เมื่อกำหนดให้ $C_{dc} = 1200$ μ F.....	80
5.12 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL,total} = 300$ W เมื่อกำหนดให้ $C_{dc} = 1600$ μ F.....	80
5.13 ผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ L_{dc} ที่มีผลต่อเสถียรภาพ.....	81

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.14 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL,total} = 250$ W เมื่อกำหนดให้ $L_{dc} = 20$ mH.....	82
5.15 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL,total} = 180$ W เมื่อกำหนดให้ $L_{dc} = 30$ mH.....	82
5.16 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL,total} = 140$ W เมื่อกำหนดให้ $L_{dc} = 40$ mH.....	83
5.17 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL,total} = 120$ W เมื่อกำหนดให้ $L_{dc} = 50$ mH.....	83
6.1 แผนภาพผังงาน (schematic diagram) สำหรับการทดสอบ วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์.....	86
6.2 ภาพการต่อวงจรสำหรับทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์.....	87
6.3 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี (V_{dc}).....	88
6.4 ภาพต่อวงจรสำหรับทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคก์ที่มีโหลดความต้านทาน.....	89
6.5 โครงสร้างของวงจรแปลงผันแบบบัคก์.....	90
6.6 มอดูของวงจรแปลงผันแบบบัคก์ที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์.....	91
6.7 ตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัคก์.....	93
6.8 ตัวเก็บประจุของวงจรแปลงผันแบบบัคก์.....	94
6.9 ไดโอดของวงจรแปลงผันแบบบัคก์.....	94
6.10 ชุดบอร์ด ET-EASY MEGA1280.....	95
6.11 การต่อสัญญาณแบบคีย์สวิตช์.....	99
6.12 ภาพการต่อใช้งานมอดู LCD.....	100
6.13 องค์ประกอบของชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR.....	101
6.14 ชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR.....	102
6.15 แผนภาพการใช้งานชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR.....	103
6.16 ผลการทดสอบจากการเปลี่ยนค่าวัฏจักรหน้าจาก 10 % เป็น 20 %.....	104
6.17 ผลการทดสอบจากการเปลี่ยนค่าวัฏจักรหน้าจาก 30 % เป็น 40 %.....	105
6.18 ภาพการต่อวงจรสำหรับทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟส ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคก์ขนานกัน.....	106
6.19 ภาพการต่อวงจรชุดทดสอบวงจรตรวจจับ.....	107
6.20 ชุดทดสอบวงจรตรวจจับ.....	108

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.21 ผลทดสอบการตอบสนอง V_{dc} , V_{o1} และ V_{o2} ของการทดสอบในรูปที่ 6.18 ที่มีการเปลี่ยนแปลง V_{o1}^* และ V_{o2}^*	111
6.22 ผลทดสอบการตอบสนอง V_{dc} , V_{o1} และ V_{o2} ของการทดสอบในรูปที่ 6.18 ที่มีการเปลี่ยนแปลง V_{o1}^* และ V_{o2}^*	112
7.1 วงจรทดสอบการหาค่าความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำ.....	115
7.2 เครื่องมือวัดค่าความเหนี่ยวนำ.....	116
7.3 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้านทาน.....	118
7.4 วงจรสมมูลบนแกนคิกิว เมื่อกำหนด $\phi_1 = \phi$	118
7.5 ผลการตอบของแรงดันเอาต์พุตคิกิว.....	121
7.6 ค่าเจาะจง กรณีเมื่อ $r_c = 0.4 \Omega$	122
7.7 ค่าเจาะจง กรณีเมื่อ $r_c = 0.5 \Omega$	123
7.8 การเปรียบเทียบของผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตคิกิว.....	124
7.9 สุ่มค่า S_0 ในพื้นที่การค้นหา.....	125
7.10 ค่าใกล้เคียงรอบ ๆ S_0	126
7.11 กำหนดค่าใกล้เคียงใหม่.....	126
7.12 กำหนดค่า S_0 ใหม่.....	126
7.13 กลไกการเดินย้อนรอย.....	127
7.14 บล็อกไดอะแกรมการค้นหาพารามิเตอร์.....	128
7.15 การเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตจาก $40 V_{rms}$ ไป $50 V_{rms}$	134
8.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบักคัชนานกัน.....	137
8.2 ค่าเจาะจงที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง.....	139
8.3 การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์.....	140
8.4 การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง.....	140

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ถูกนำมาใช้ในงานด้านอุตสาหกรรมอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะวงจรแปลงผันกำลังที่มีการควบคุมการทำงานเช่น วงจรแปลงผันไฟฟ้าดิซีเป็นดิซีที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าที่มีการควบคุมความเร็วรอบ วงจรแปลงผันกำลังที่มีการควบคุม จะมีพฤติกรรมเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว (constant power loads : CPL) (Emadi, Khaligh, Rivetta, and Williamson, 2006) เมื่อนำโหลดชนิดดังกล่าวมาต่อกับระบบไฟฟ้ากำลังจะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ โดยตรง ซึ่งการขาดเสถียรภาพอาจก่อให้เกิดความเสียหายต่อโครงสร้างของระบบไฟฟ้ากำลัง หรือส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของระบบควบคุมได้จากสาเหตุดังกล่าวจึงทำให้มีการศึกษา และการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบที่จ่ายโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เพื่อสามารถนำไปใช้ในการคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพและหลีกเลี่ยงปัญหาที่ส่งผลกระทบต่อระบบได้ ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบดังกล่าวจึงมีความจำเป็น แต่เนื่องจากการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์วงจรแปลงผันกำลังจะมีแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ขึ้นอยู่กับเวลา (time varying model) เนื่องจากผลของอุปกรณ์สวิตซ์ในวงจร เมื่อนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ จะทำให้เกิดความยุ่งยากและซับซ้อน ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงต้องหาวิธีในการทำให้แบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลาให้เป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา (time-invariant model) ซึ่งมีด้วยกันหลายวิธี เช่น วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป (generalize state-space averaging method : GSSA) (Mahdavi, Emadi, Bellar, and Ehsani, 1997), วิธีดีคิว (DQ method) (Rim, Choi, Cho, and Cho, 1994) และ วิธีค่าเฉลี่ยแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear average-value method) (Sudhoff, and Wasynczuk, 1993) เป็นต้น แต่เนื่องจากการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีค่าเฉลี่ยแบบไม่เป็นเชิงเส้น จะมีความซับซ้อน และยุ่งยากมากกว่าวิธีดีคิว และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีการร่วมกันระหว่างวิธีดีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป เนื่องจากวิธีการดังกล่าวทำให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาและยังสามารถนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพได้อย่างถูกต้องและแม่นยำด้วย

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักกัขนานกัน

1.2.2 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักกัขนานกัน

1.2.3 เพื่อศึกษาการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบเมื่อค่าพารามิเตอร์ของระบบเปลี่ยนแปลง

1.2.4 เพื่อศึกษาและดำเนินการสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักกัขนานกันสำหรับการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพได้

1.2.5 เพื่อศึกษาและดำเนินการค้นหาพารามิเตอร์ที่ถูกต้องจากชุดทดสอบได้ โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 การจำลองสถานการณ์ใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง (Power System Blocksets) ร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB

1.3.2 ระบบสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักกัขนานกัน

1.3.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สร้างขึ้นร่วมกันระหว่างวิธีตีคว และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป

1.3.4 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแบบบักกั ได้ใช้วิธีการแบบดั้งเดิมที่อาศัยความรู้จากทฤษฎีระบบควบคุม

1.3.5 ตัวควบคุมของชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบักกัใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR รุ่น ET-EASY ATMEGA1280

1.3.6 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ อาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์

1.3.7 การตรวจสอบความถูกต้องเกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ อาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์และผลจากชุดทดสอบ

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาเฉพาะการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก์ขนานกันเท่านั้น

1.4.2 การทำงานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์และวงจรแปลงผันแบบบัก์จะพิจารณาในช่วงโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (continuous conduction mode:CCM)

1.4.3 การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอาศัยแบบจำลองที่ทำให้เป็นเชิงเส้น (linearized mode) ภายใต้ทฤษฎีค่าเจาะจง (eigenvalue theorem)

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้องค์ความรู้ใหม่ด้านการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ร่วมกันระหว่างวิธีดิกิว และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก์ขนานกัน

1.5.2 ได้โปรแกรมการจำลองสถานการณ์ด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

1.5.3 ได้องค์ความรู้ด้านการวิเคราะห์เสถียรภาพ สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก์ขนานกัน

1.5.4 ได้องค์ความรู้การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ สำหรับวงจรแปลงผันแบบบัก์

1.5.5 ได้องค์ความรู้การสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก์ขนานกัน

1.5.6 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องด้วยวิธีปัญญาประดิษฐ์

1.5.7 ได้บทความวิจัยได้เผยแพร่ระดับชาติ หรือนานาชาติ

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบด้วย 9 บท ซึ่งในแต่ละบทได้นำเสนอดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ รวมทั้งขอบเขตของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก์ขนานกัน

บทที่ 3 นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ โดยอาศัยพื้นฐานวิธีดิกิว ข้อสมมติฐาน การประยุกต์วิธีดิกิวกับ

วงจรสายส่งกำลังไฟฟ้า การทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทอร์เลอร์อันดับหนึ่ง การคำนวณค่าในสถานะคงตัว และตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ นอกจากนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง พร้อมกับการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์

บทที่ 4 นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม และมีตัวควบคุม โดยอาศัยวิธีการร่วมกันระหว่างวิธีคิควและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป การหาสมการเชิงพลวัตของตัวควบคุมแบบพีไอ การทำให้เป็นเชิงเส้น การคำนวณค่าสถานะคงตัว และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ รวมถึงการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ทั้ง 2 ระบบ

บทที่ 5 นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรแปลงผันแบบบัคค์ 2 ชุดและตัวต้านทาน โดยอาศัยวิธีการร่วมกันระหว่างวิธีคิควและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป การทำให้เป็นเชิงเส้น การคำนวณค่าสถานะคงตัว การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบพร้อมกับการยืนยันผลด้วยการจำลองสถานการณ์ นอกจากนี้ได้นำเสนอการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของระบบที่มีผลต่อเสถียรภาพ

บทที่ 6 นำเสนอการชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดตัวต้านทาน ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีโหลดความต้านทาน ชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์และโหลดความต้านทานขนานกัน ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR การทดสอบบอร์ด รวมไปถึงการสร้างตัวควบคุมแบบพีไอด้วยชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์บอร์ด AVR สำหรับการควบคุมแรงดันแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ นอกจากนี้นำเสนอการสร้าง ชุดวงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟารวมไปถึงผลการทดสอบวงจรและอภิปรายผล

บทที่ 7 นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ซึ่งในเบื้องต้นเป็นการหาพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง โดยอาศัยเครื่องมือวัด หลังจากนั้นการนำเสนอการหาพารามิเตอร์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้านทาน เพื่อใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบที่จำเป็นต่อการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ โดยเนื้อหาที่สำคัญจะประกอบด้วย การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การทดสอบวงจร และการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ การกำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์สำหรับการค้นหาด้วยวิธีการแบบ

ตามเชิงปรับตัว การทดสอบค่าพารามิเตอร์ รวมไปถึงการจำลองสถานการณ์ผลการเปรียบเทียบระหว่างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และผลจากชุดทดสอบจริง พร้อมทั้งอภิปรายผล

บทที่ 8 นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง โดยเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์และตัวต้านทานขนานกัน พร้อมทั้งยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์และการยืนยันผลจากชุดทดสอบ

บทที่ 9 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวกมีอยู่ด้วยกัน 6 ส่วน คือ *ภาคผนวก ก.* แสดงรายละเอียดโปรแกรมการคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ของนิวตัน – ราฟสัน *ภาคผนวก ข.* แสดงรายละเอียดชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB *ภาคผนวก ค.* แสดงรายละเอียดโครงสร้างชุดบอร์ด ET-EASY1280 *ภาคผนวก ง.* แสดงรายละเอียดพอร์ตไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR รุ่น ET-EASY MEGA1280 *ภาคผนวก จ.* แสดงรายละเอียดโปรแกรมภาษา C++ ด้วย Arduino *ภาคผนวก ฉ.* แสดงรายการบทความทางวิชาการที่ได้รับตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการทำวิจัยวิทยานิพนธ์



บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการวิจัยเกี่ยวกับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกัขนานกัน ซึ่งในอดีตที่ผ่านมางานวิจัยเกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ได้มีผู้ทำการวิจัยค้นคว้า และพัฒนาอย่างต่อเนื่องมาจนถึงปัจจุบัน ด้วยเหตุนี้ในบทที่ 2 จึงนำเสนอการสำรวจวรรณกรรมงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยแบ่งออกเป็น 3 หัวข้อ คือ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ และงานวิจัยที่ได้รับการพัฒนาในงานวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งในแต่ละหัวข้อผู้วิจัยจึงนำเสนอเรียงตามลำดับปีที่ตีพิมพ์ รวมถึงอธิบายสาระสำคัญของแต่ละงานวิจัยไว้พอสังเขป

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นที่การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกัขนานกัน ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบดังกล่าวจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่ง ในการคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพและหลีกเลี่ยงปัญหาที่จะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบควบคุม งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน แสดงได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1990	Rim, C.T., Hu, D.Y., and Cho, G.H.	นำเสนอการแปลงวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรเรียงกระแส และวงจรไซโคลคอนเวอร์เตอร์ ให้อยู่บนแกนดีคว ในรูปของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับเวลา

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1990	Sanders, S. R., Noworolski, J. M., Liu, X. Z., and Vergliese, G.C.	นำเสนอวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะสำหรับวงจรแปลงผันอิเล็กทรอนิกส์กำลังแบบใช้พีดีบีเบิลยูเอ็ม สำหรับการสวิตช์ รวมถึงการนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรแปลงผันแบบเรโซแนนซ์ประเภทต่างๆ
1993	Sudhoff, S.D., and Wasynczuk, O.	นำเสนอการวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรแปลงผันที่มีโหลดเป็นเครื่องจักรกลเชิงโรตารี
1993	Baghrmian, A., and Forsyth, A.J.	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบ 12 พัลส์ ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว โดยใช้วิธีการค่าเฉลี่ยแบบไม่เป็นเชิงเส้น
1994	Rim, C.T., Choi, N.S., Cho, G.C., and Cho, G.H.	นำเสนอการแปลงวงจรให้อยู่บนแกนดีคิวสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่ใช้เทคนิคการควบคุมการจ่ายกระแสด้วยพีดีบีเบิลยูเอ็ม
1998	Han, S.B., Choi, N.S., Rim, C.T., and Cho, G.H.	นำเสนอการแปลงวงจรให้อยู่บนแกนดีคิวของวงจรเรียงกระแสสามเฟส โดยใช้เทคนิคพีดีบีเบิลยูเอ็มแบบบัคค์ รวมถึงการพิสูจน์สมการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรสมมูลบนแกนดีคิว
1998	Jianping, X., and Lee, C. Q.	นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป สำหรับการวิเคราะห์ของวงจรแปลงผันแบบเรโซแนนซ์เสมือน
2004	Emadi, A.	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์ระบบวงจรแปลงผันอิเล็กทรอนิกส์กำลังหลายชนิด โดยใช้วิธีการค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2004	Mahdavi, J., Emadi, A., Geoffrey, A., and Williamson	นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการจำลองสถานการณ์ของระบบวงจรแปลงผันไฟฟ้ากำลังต่างๆ บนเรือโดยใช้วิธี ค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป
2006	Dong, P., Cheng, K.W.E., Ho, S. L., Yang, J. M., and Choi, W.F.	นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันดีซีเป็นดีซีแบบคลาสอี โดยใช้วิธี ค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป โดยมาประยุกต์กับระบบยานยนต์
2007	Han, L., Wang, J., and Howe, D.	นำเสนอการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยใช้วิธีการ ค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ 6 พัลส์ และ 12 พัลส์
2008	Areerak, K-N., Bozhko, S.V., Asher, G.M., Thomas D.W.P.	นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพโดยใช้วิธีดีคิว ในระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซี ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวโดยใช้เทคนิคการควบคุมด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม

จากตารางที่ 2.1 พบว่า งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันดีซีเป็นดีคิวนิยมใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป และการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์นิยมใช้วิธีดีคิว เนื่องจากวิธีดีคิวเหมาะสมกับระบบสามเฟสและทำให้แบบจำลองที่ได้มีความซับซ้อนน้อยกว่าการวิเคราะห์ด้วยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ดังนั้น ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยจึงเลือกใช้วิธีการร่วมกันระหว่างวิธีดีคิว และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ในการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัพคักขนานกัน เพื่อสามารถนำไปใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพที่มีความถูกต้องและแม่นยำ

2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ

เนื่องจากปัจจุบันวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้ถูกนำมาใช้ในงานด้านอุตสาหกรรมอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะโหลดวงจรแปลงผันกำลังที่มีการควบคุมการทำงาน เมื่อนำวงจรดังกล่าวมาต่อกับระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซีผ่านวงจรกรองจะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพโดยตรง ซึ่งการขาดเสถียรภาพจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของระบบควบคุม ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยจึงเริ่มศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ โดยปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ ตามที่ผู้วิจัยได้ทำการค้นคว้าตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน แสดงไว้ดังตารางที่ 2.2 ดังนี้

ตารางที่ 2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับ โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1969	Lipo, T. A., and Krause, P. C.	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่เชื่อมต่อกับวงจรอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
1999	Emadi, A., Fahimi, B., and Ehsani M.	นำเสนอเกี่ยวกับแนวคิดของการขาดเสถียรภาพของอิมพีแดนซ์เชิงลบด้วยโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีเพิ่มมากขึ้นในระบบกำลังไฟฟ้าบนเครื่องบิน
2003	Wang, X., Yao, R., and Rao, F.	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพสัญญาณขนาดเล็กโดยพิจารณาจากอินพุต-เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซี
2004	Jusoh., A.B.	นำเสนอผลกระทบของการขาดเสถียรภาพที่เกิดจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวรวมถึงทฤษฎีการออกแบบวงจรกรองและการจำลองสถานการณ์ของระบบไฟฟ้า
2005	Rivetta, C.H., Williamson, G.A., and Emadi, A.	นำเสนอวงจรแปลงผันอิเล็กทรอนิกส์กำลังและวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีการควบคุมที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพ รวมถึงการขาดเสถียรภาพเนื่องจากอิมพีแดนซ์เชิงลบในระบบกำลังไฟฟ้าของเรือดำน้ำ

ตารางที่ 2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2006	Emadi, A., Khaligh, A., Rivetta, C.H., and Williamson, G.A.	นำเสนอโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวและการขาดเสถียรภาพ เนื่องจากอิมพีแดนซ์เชิงลบในระบบยานยนต์
2006	Ying-xi, L., Xin-hua, M., Hong-juan, G., and Hua, J.	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพและการจำลอง สถานการณ์ของระบบไฟฟ้าบนเครื่องบินที่ประกอบไป ด้วยวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับหม้อแปลงไฟฟ้าและ พิจารณาโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ
2006	Sun, J., and Colon, J.	นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยใช้ อินพุตอิมพีแดนซ์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของ ระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซี
2007	Chen, M., Sun, J.	นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยใช้ อินพุตอิมพีแดนซ์แบบความถี่ต่ำสำหรับวงจรแปลงผัน กำลังไฟฟ้ารวมถึงเกณฑ์เสถียรภาพในควิสต์
2008	Liutanakul, P., Pierfederici, S., Bilal, A., and Nahid-Mobarakeh, B.	นำเสนอการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบการ ขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์โดยใช้หลักการ พิจารณาอินพุตอิมพีแดนซ์จากแผนภาพในควิสต์
2009	Areerak, K-N., Bozhko, S.V., Asher, G.M., Thomas, D.W.P. Watson, A., Wu, T.	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพสัญญาณขนาดเล็กของ ระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซีของพลวัตชุดขับเคลื่อน สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบินรวมถึงการสร้าง แบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีดีคิว เพื่อนำไปคาดเดา จุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพและได้แสดงการยืนยัน ผลจากชุดทดสอบ

ตารางที่ 2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2011	Areerak, K-N., Wu, T., Bozhko, S.V., Asher, G.M., and Thomas D.W.P.	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบินและศึกษาผลกระทบที่เกิดจากการควบคุมแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและพลวัตการขับเคลื่อนที่มีพฤติกรรมเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว

2.4 งานวิจัยที่ได้รับการพัฒนาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยได้ศึกษาการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งนานกัน ซึ่งในงานวิจัยในอดีตที่ผ่านมา สำหรับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ผู้วิจัยได้พัฒนาการนำวิธีการของวิธีคิ่วและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปมาใช้ร่วมกันในการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ รวมถึงการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังที่มีการต่อขนานกันของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีพลวัตของตัวควบคุม อีกทั้งยังได้พัฒนาการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของระบบจริงโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว ซึ่งจะส่งผลให้การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยระบบจริงให้มีความน่าเชื่อถือมากขึ้น โดยผลงานวิจัยในอดีตที่ได้รับการพัฒนาแสดงดังตารางที่ 2.3 ดังนี้

ตารางที่ 2.3 ผลงานวิจัยที่ได้รับการพัฒนาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1997	Mahdavi, J., Emadi, A., Bellar, M.D., and Ehsani, M.	นำเสนอการวิเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยใช้วิธีการค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป รวมถึงวิธีการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์
2002	Puangdownreong, D., Areerak, K-N., Srikaew, A., and Sujitjorn, S.	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ผ่านทางวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว สำหรับการนำมาประยุกต์ใช้งานกับการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ของระบบต่างๆ

ตารางที่ 2.3 ผลงานวิจัยที่ได้รับการพัฒนาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2008	Areerak, K-N., Bozhko, S.V., Asher, G., and Thomas, D.W.P.	นำเสนอการอธิบายเกี่ยวกับโหลดอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีพฤติกรรมเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบิน และการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซี โดยวิธีดีคิว พร้อมทั้งตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบด้วยการยืนยันผลจากการจำลองสถานการณ์

2.5 สรุป

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ได้นำเสนอในบทที่ 2 เป็นผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน ซึ่งผลงานวิจัยต่าง ๆ ในข้างต้น ถือเป็นพื้นฐานและองค์ความรู้ที่สำคัญอย่างยิ่งต่อผู้วิจัย สำหรับการทําวิจัยวิทยานิพนธ์ และการพัฒนาสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพระบบจริงให้มีความถูกต้องและแม่นยำยิ่งขึ้นด้วย

บทที่ 3

วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ

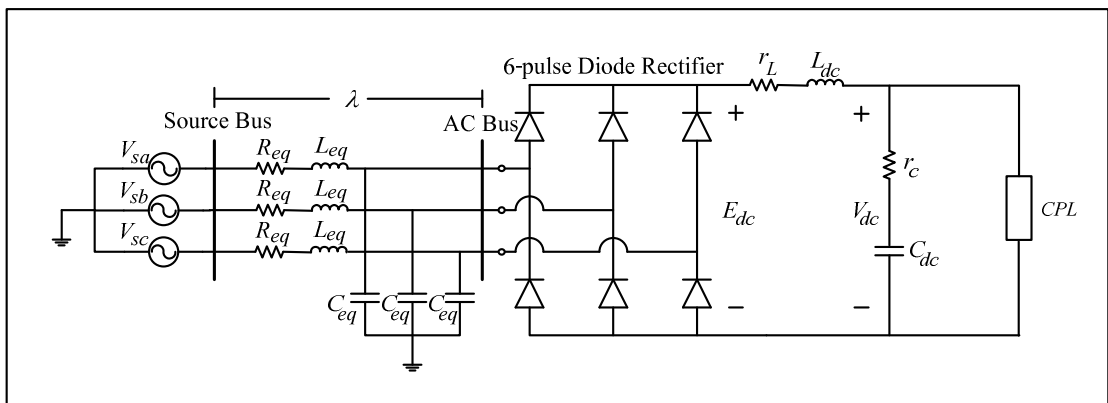
3.1 บทนำ

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ ดังนั้นผู้วิจัยจึงเริ่มศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับการวิเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ โดยใช้วิธีตีความ ซึ่งเป็นองค์ความรู้ที่สำคัญสำหรับผู้วิจัยที่สามารถนำไปพัฒนาจากระบบดังกล่าวได้ เนื้อหาในบทนี้จึงนำเสนอ การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีตีความ การทำให้เป็นเชิงเส้น การคำนวณค่าในสถานะคงตัว การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ และการวิเคราะห์เสถียรภาพพร้อมการยืนยันผลด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์

3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์

3.2.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาและสมมติฐาน

ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงดังรูปที่ 3.1 ประกอบด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสามเฟส สายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ วงจรกรองสัญญาณดีซี และโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ ซึ่งในบทนี้จะพิจารณาโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติแทนระบบวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีตัวควบคุม



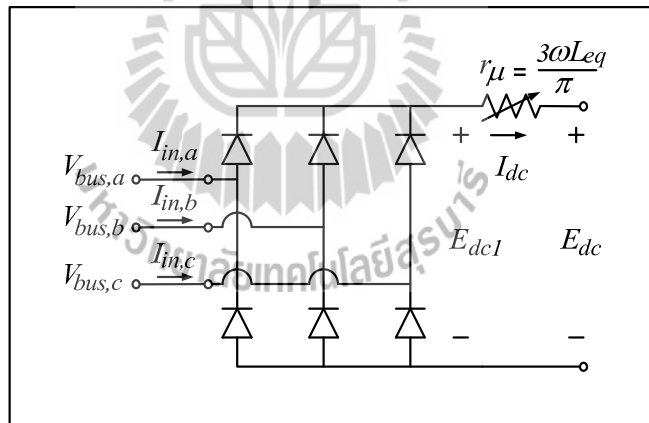
รูปที่ 3.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ

พิจารณาแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นแบบสมมูล R_{eq} , L_{eq} และ C_{eq} แทน พารามิเตอร์วงจรสมมูลของสายส่งกำลังไฟฟ้า ในส่วนพารามิเตอร์ของวงจรกรองสัญญาณดีซีที่แทน ด้วย r_L , L_{dc} , r_c และ C_{dc} ซึ่งมี E_{dc} และ V_{dc} เป็นแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ บริดจ์ และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{dc} ตามลำดับ สำหรับมุมการเลื่อนเฟสระหว่างบัส แหล่งจ่าย (Source bus) และบัสแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (AC bus) แทนด้วย λ แสดงดังรูปที่ 3.1

ผลจาก L_{eq} ด้านไฟฟ้ากระแสสลับส่งผลกระทบต่อให้เกิดมุมความเหลื่อม (Overlap angle) μ ซึ่งจะทำให้แรงดันเอาต์พุตตก ผลกระทบเหล่านี้สามารถพิจารณาให้แทนด้วยความ ด้านทานแบบปรับค่าได้ r_μ ที่บริเวณด้านไฟฟ้ากระแสตรง (Mohan, Underland, and Robbins, 2003) โดยแสดงดังรูปที่ 3.2 ซึ่งความต้านทานปรับค่าได้ r_μ สามารถคำนวณได้โดยสมการที่ (3.1) ดังนี้

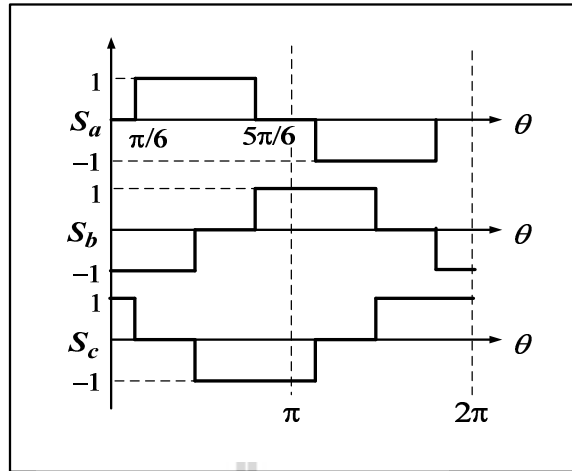
$$r_\mu = \frac{3\omega L_{eq}}{\pi} \tag{3.1}$$

เมื่อ ω คือ ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้า



รูปที่ 3.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสและความต้านทานมุมความเหลื่อม

จากรูปที่ 3.2 E_{dc1} แทนแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตโดยไม่พิจารณาผลกระทบของมุม ความเหลื่อม ในขณะที่ E_{dc} เป็นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่พิจารณาผลกระทบของมุมความ เหลื่อมด้วยความต้านทานที่ปรับค่าได้ เมื่อพิจารณาผลกระทบดังกล่าวให้อยู่ทางด้านไฟฟ้า กระแสตรง ทำให้สามารถวิเคราะห์สัญญาณการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ โดย ไม่พิจารณาผลกระทบมุมความเหลื่อม แสดงดังรูปที่ 3.3 ดังนี้



รูปที่ 3.3 สัญญาณการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์

สัญญาณการสวิตช์ s_a ในรูปที่ 3.3 สามารถแสดงได้โดยอนุกรมฟูรีเยร์ดังสมการที่ (3.2) ดังนี้

$$s_a = \sum_{k=1,5,7,\dots}^{\infty} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{(-1)^{L+1}}{k} \times (-2 \sin k\omega t) \quad (3.2)$$

เมื่อ $k = 6L \pm 1$ ($L = 0, 1, 2, \dots, k > 0$) และสำหรับ s_b และ s_c สามารถแทน ωt ในสมการที่ (3.2) ด้วย $\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$ และ $\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$ ตามลำดับ จาก (Mahdavi, Emadi, Bellar, and Ehsani, 1997) ผลของฮาร์มอนิกจะไม่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ ดังนั้น สัญญาณการสวิตช์ในสมการที่ (3.2) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสามเฟสได้ ดังสมการที่ (3.3) ดังนี้

$$\mathbf{s}_{abc} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin(\omega t + \phi) \quad \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \quad \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \phi\right) \right]^T \quad (3.3)$$

เมื่อ ϕ คือ มุมเฟสของบัสแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันระหว่างเอาต์พุตและอินพุตของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์แสดงดังสมการที่ (3.4) และ (3.5) ตามลำดับ ดังนี้

$$\mathbf{I}_{in,abc} = \mathbf{S}_{abc} I_{dc} \quad (3.4)$$

$$E_{dc1} = \mathbf{S}_{abc}^T \mathbf{V}_{bus,abc} \quad (3.5)$$

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

จากสมการที่ (3.4) และ (3.5) สามารถสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีดีคิว เงื่อนไขสำหรับการพิสูจน์หาแบบจำลองดังกล่าว คือ

- วงจรเรียงกระแสสามเฟสพิจารณาในช่วงโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง
- แอมพลิจูดของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส ต้องมีค่าคงที่และสมดุล
- ไม่พิจารณาฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบ

3.2.2 การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีดีคิว

วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ สามารถสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ให้อยู่ในรูปแบบของแกนหมุนดีคิว ซึ่งมีสมการที่ใช้ในการแปลงดังสมการที่ (3.6) ดังนี้

$$\begin{cases} \mathbf{f}_{dq} = \mathbf{K} \mathbf{f}_{abc} \\ \mathbf{f}_{abc} = \mathbf{K}^{-1} \mathbf{f}_{dq} \end{cases} \quad (3.6)$$

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

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

จากสมการที่ (3.4) ใช้วิธีการแปลงดีคิวของสมการที่ (3.6) จะได้ดังสมการที่ (3.7) ดังนี้

$$\begin{aligned}
\mathbf{I}_{in,abc} &= \mathbf{S}_{abc} I_{dc} \\
\mathbf{K} \mathbf{I}_{in,abc} &= \mathbf{K} \mathbf{S}_{abc} I_{dc} \quad ; \text{คูณด้วย } \mathbf{K} \text{ ทั้งสองข้าง} \\
\mathbf{I}_{in,dq} &= \mathbf{S}_{dq} I_{dc}
\end{aligned} \tag{3.7}$$

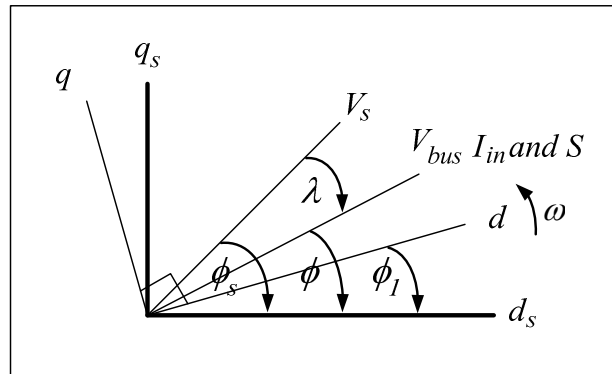
จากสมการที่ (3.5) ใช้วิธีการแปลงดีคิวของสมการที่ (3.6) จะได้ดังสมการที่ (3.8) ดังนี้

$$\begin{aligned}
E_{dc1} &= \mathbf{S}_{abc}^T \mathbf{V}_{bus,abc} \\
E_{dc1} &= [\mathbf{K}^{-1} \mathbf{S}_{dq}]^T [\mathbf{K}^{-1} \mathbf{V}_{bus,dq}] \\
E_{dc1} &= \mathbf{S}_{dq}^T [\mathbf{K}^{-1}]^T \mathbf{K}^{-1} \mathbf{V}_{bus,dq} \\
E_{dc1} &= \mathbf{S}_{dq}^T \mathbf{V}_{bus,dq}
\end{aligned} \tag{3.8}$$

สัญณาณการสวิตซ์สามเฟสในสมการที่ (3.3) สามารถแปลงให้อยู่บนแกนหมุนดีคิวได้ ดังสมการที่ (3.9) ดังนี้

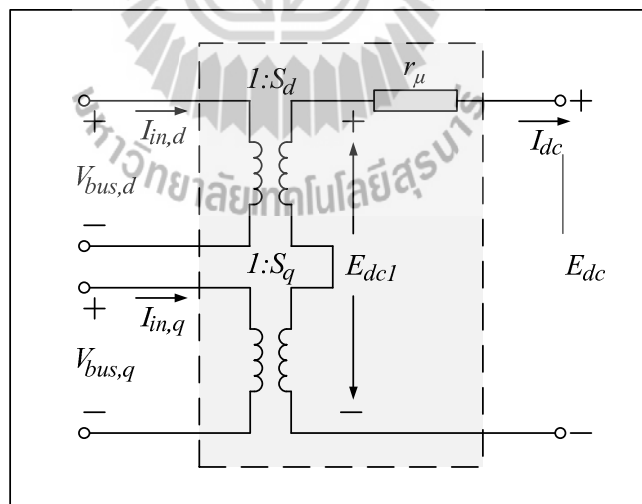
$$\begin{aligned}
\mathbf{S}_{dq} &= \mathbf{K} \mathbf{S}_{abc} \\
\mathbf{S}_{dq} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi) \\ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \\ \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \phi\right) \end{bmatrix} \\
\mathbf{S}_{dq} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi} [\cos(\phi_1 - \phi) \quad -\sin(\phi_1 - \phi)]
\end{aligned} \tag{3.9}$$

แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว แสดงดังรูปที่ 3.4 โดยที่ V_s คือ ค่ายอดแรงดันเฟสที่แหล่งจ่าย, I_{in} คือ ค่ายอดกระแส, V_{bus} คือ ค่ายอดแรงดันที่บัสแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ และ S คือ ค่ายอดของสัญณาณการสวิตซ์ ซึ่งมีค่าเท่า $2\sqrt{3}/\pi$



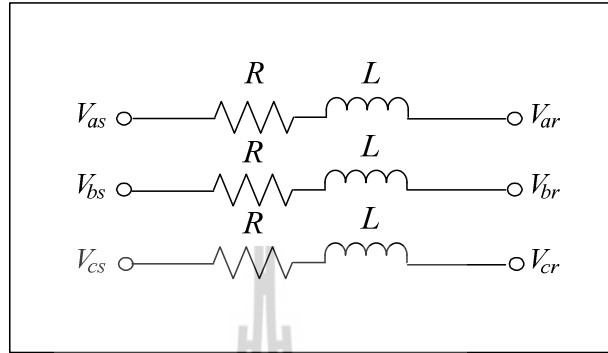
รูปที่ 3.4 แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว

จากสมการที่ (3.7) - (3.9) จะเห็นได้ว่าวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์สามารถแทนให้อยู่ในรูปของหม้อแปลงไฟฟ้า อยู่บนแกนดี และแกนคิว อัตราส่วนของหม้อแปลงสำหรับ s_d และ s_q จะขึ้นอยู่กับมุมการหมุนของแกนดีคิว (ϕ_1) และ เฟสของ $V_{bus}(\phi)$ ดังนั้นผลของการแปลงวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ เมื่อใช้วิธีดีคิว จะทำให้มีวงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 3.5 ดังนี้



รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลเรียงกระแสสามเฟสที่อยู่ในรูปของแกนหมุนดีคิว

จากรูปที่ 3.1 สำหรับวงจรอนุกรมของตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้า สามารถพิจารณาจากสมการแรงดันที่ตกคร่อมของตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำในรูปที่ 3.6 ได้โดยดั่งสมการที่ (3.10) ดังนี้



รูปที่ 3.6 ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของวงจรสายส่งกำลังไฟฟ้า 3 เฟส

$$\Delta \mathbf{V}_{\text{drop,abc}} = R \mathbf{I}_{\text{abc}} + L \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{\text{abc}} \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) สามารถแปลงสมการให้อยู่บนแกนหมุนดีคว ด้วยสมการที่ (3.6) ซึ่งมีขั้นตอนการพิสูจน์แสดงได้ดังนี้

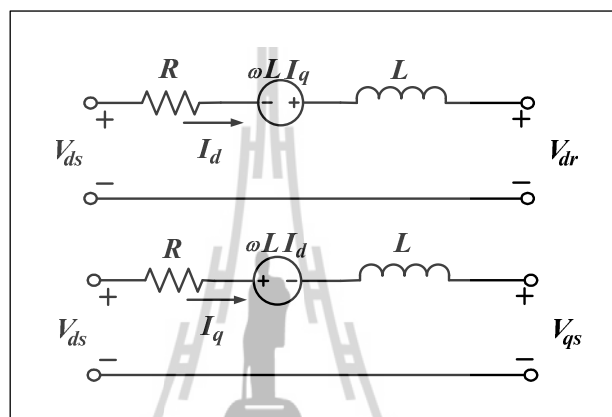
$$\begin{aligned} \mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{V}_{\text{dq0}} &= R (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{\text{dq0}}) + L \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{\text{dq0}}) \\ \mathbf{K} \mathbf{K}^{-1} \Delta \mathbf{V}_{\text{dq0}} &= R (\mathbf{K} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{\text{dq0}}) + L \mathbf{K} \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{\text{dq0}}) \quad ; \text{คูณด้วย } \mathbf{K} \text{ ทั้งสองข้าง} \\ \Delta \mathbf{V}_{\text{dq0}} &= R \mathbf{I}_{\text{dq0}} + L \mathbf{K} \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{\text{dq0}}) \\ \Delta \mathbf{V}_{\text{dq0}} &= R \mathbf{I}_{\text{dq0}} + L \mathbf{K} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{K}^{-1} \right) \mathbf{I}_{\text{dq0}} + L \left(\frac{d}{dt} \mathbf{I}_{\text{dq0}} \right) \end{aligned}$$

ดังนั้น จะได้สมการที่อยู่บนแกนหมุนดีคว แสดงดั่งสมการที่ (3.11) ดังนี้

$$\begin{cases} \Delta V_d = R I_d - \omega L I_q + L \frac{d}{dt} i_d \\ \Delta V_q = R I_q - \omega L I_d + L \frac{d}{dt} i_q \end{cases} \quad (3.11)$$

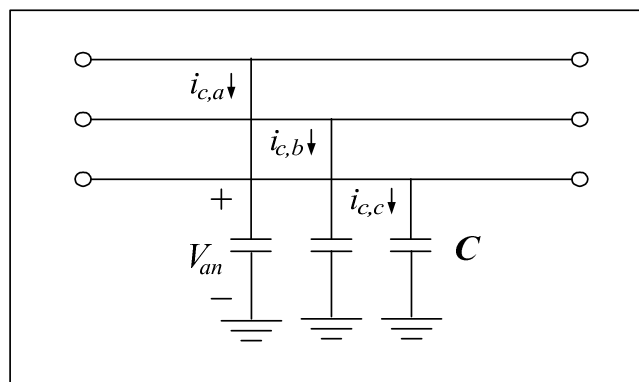
$$\text{เมื่อ } \mathbf{K} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{K}^{-1} \right) = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

จากสมการที่ (3.11) สามารถสร้างวงจรสมมูลของสายส่งกำลังไฟฟ้าที่อยู่บนแกนหมุนดีคิว แสดงดังรูปที่ 3.7 ดังนี้



รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลสายส่งกำลังไฟฟ้าในรูปของแกนหมุนดีคิว

สำหรับวงจรมานของตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้า สามารถพิจารณาสมการกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุในรูปที่ 3.8 ได้โดยตั้งสมการที่ (3.12) ดังนี้



รูปที่ 3.8 ตัวเก็บประจุของวงจรสายส่งกำลังไฟฟ้า 3 เฟส

$$\mathbf{I}_{c,abc} = C \frac{d}{dt} \mathbf{V}_{abc} \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.12) สามารถแปลงสมการให้อยู่บนแกนหมุนดีคิว ด้วยสมการที่ (3.6) ซึ่งมีขั้นตอนการพิสูจน์แสดงได้ดังนี้

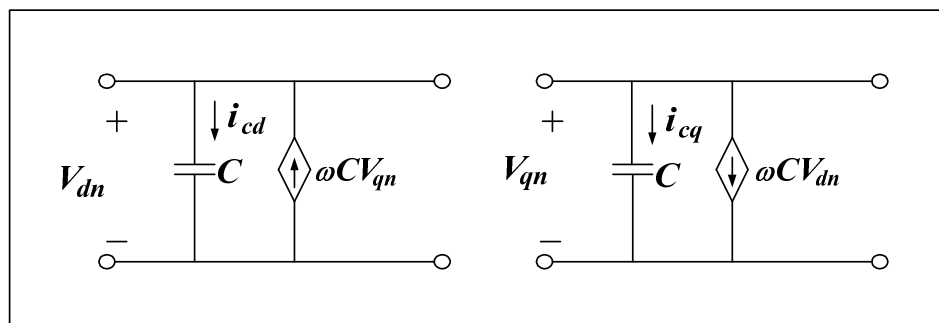
$$\begin{aligned} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{c,dq0} &= C \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{V}_{dq0}) \\ \mathbf{K} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{I}_{c,dq0} &= \mathbf{C} \mathbf{K} \frac{d}{dt} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{V}_{dq0}) \quad ; \text{คูณด้วย } \mathbf{K} \text{ ทั้งสองข้าง} \\ \mathbf{I}_{c,dq0}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

ดังนั้น จะได้สมการที่อยู่บนแกนดีคิว แสดงดังสมการที่ (3.13) ดังนี้

$$\begin{cases} i_{cd} = -\omega C V_q + C \frac{d}{dt} V_d \\ i_{cq} = \omega C V_d + C \frac{d}{dt} V_q \end{cases} \quad (3.13)$$

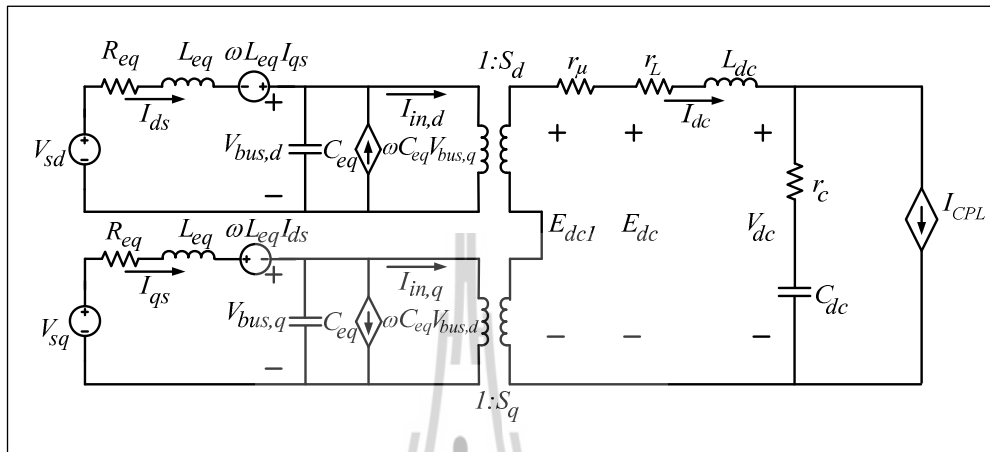
$$\text{เมื่อ } \mathbf{K} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{K}^{-1} \right) = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

จากสมการที่ (3.13) สามารถสร้างวงจรสมมูลของสายส่งกำลังไฟฟ้าที่อยู่บนแกนหมุนดีคิว แสดงดังรูปที่ 3.9 ดังนี้



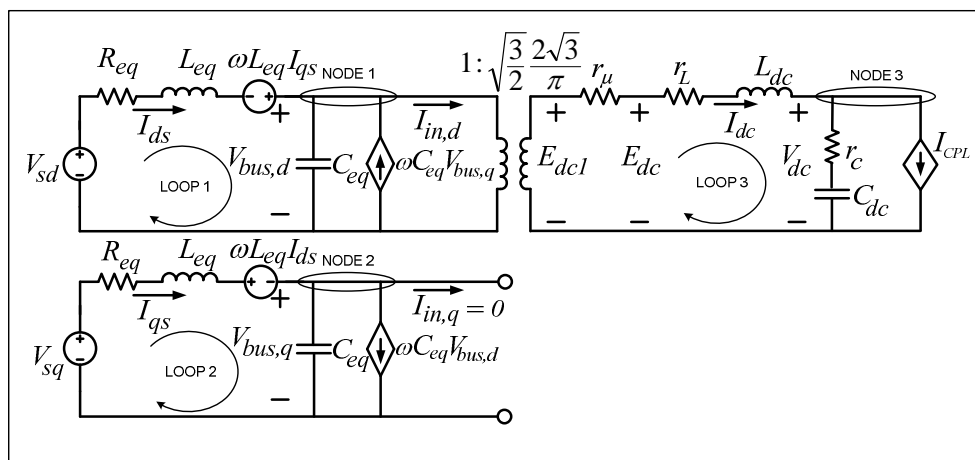
รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลสายส่งกำลังไฟฟ้าในรูปแกนหมุนดีคิว

จากระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 3.1 เมื่อทำการแปลงให้อยู่ในรูปของแกนหมุนดีคิ้วด้วยสมการที่ (3.6) สามารถแทนวงจรของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาด้วยวงจรสมมูลบนแกนหมุนดีคิ้ว ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.10 ดังนี้



รูปที่ 3.10 วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาบนแกนหมุนดีคิ้ว

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.10 สามารถทำให้เป็นวงจรสมมูลอย่างง่ายได้ โดยการกำหนดมุมเฟสการหมุนของสัญญาณการสวิตช์ ($\phi_1 = \phi$) ซึ่งจะสังเกตได้ว่า $I_{in,dq} = 0$ และ หม้อแปลงในแกนดีคิ้วได้ถูกกำจัดทิ้ง ดังนั้น วงจรสมมูลอย่างง่ายที่ได้นำมาวิเคราะห์แสดงดังรูปที่ 3.11 ดังนี้



รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลอย่างง่ายของระบบไฟฟ้ากำลัง

จากรูปที่ 3.11 โหลดที่มีกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ สามารถเขียนสมการแทน โหลดดังกล่าวในรูปแบบของกระแสได้ดังสมการที่ (3.14) เมื่อ V_{dc} เป็นแรงดันตกคร่อมโหลด กำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ และ P_{CPL} เป็นค่ากำลังไฟฟ้าของโหลด

$$I_{CPL} = \frac{P_{CPL}}{V_{dc}} \quad (3.14)$$

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ สามารถวิเคราะห์ได้ด้วยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) กับวงจรสมมูลในรูปที่ 3.11 โดยกำหนด ตัวแปรสถานะ อินพุต และเอาต์พุต แสดงดังสมการที่ (3.15)

$$\begin{aligned} \text{ตัวแปรสถานะ : } \mathbf{x} &= [I_{ds} \ I_{qs} \ V_{bus,d} \ V_{bus,q} \ I_{dc} \ V_{dc}]^T \\ \text{อินพุต : } \mathbf{u} &= [V_m \ P_{CPL}]^T \\ \text{เอาต์พุต : } \mathbf{y} &= [V_{dc}] \end{aligned} \quad (3.15)$$

รายละเอียดขั้นตอนการพิสูจน์สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ วงจรสมมูลอย่างง่ายของระบบไฟฟ้ากำลังในรูปที่ 3.11 สามารถแสดงดังสมการที่ (3.16) – (3.21) ดังนี้

- พิจารณาที่ LOOP 1 โดย KVL แสดงดังสมการที่ (3.16) ดังนี้

$$\begin{aligned} V_{R_{eq}} + V_{L_{eq}} - \omega L_{eq} I_{sq} + V_{bus,d} &= V_{sd} \\ \dot{I}_{ds} &= -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sd} \end{aligned} \quad (3.16)$$

- พิจารณาที่ LOOP 2 โดย KVL แสดงดังสมการที่ (3.17) ดังนี้

$$\begin{aligned} V_{R_{eq}} + V_{L_{eq}} + \omega L_{eq} I_{sq} + V_{bus,q} &= V_{sq} \\ \dot{I}_{qs} &= -\omega I_{ds} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sq} \end{aligned} \quad (3.17)$$

- พิจารณาที่ NODE 1 โดย KCL แสดงดังสมการที่ (3.18) ดังนี้

$$I_{Sd} - I_{in,d} + \omega C_{eq} V_{bus,q} - I_{C_{eq}} = 0$$

$$\dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{ds} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \quad (3.18)$$

- พิจารณาที่ NODE 2 โดย KCL แสดงดังสมการที่ (3.19) ดังนี้

$$I_{Sq} - \omega C_{eq} V_{bus,d} - I_{C_{eq}} = 0$$

$$\dot{V}_{bus,q} = -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}} I_{qs} \quad (3.19)$$

- พิจารณาที่ LOOP 3 โดย KVL แสดงดังสมการที่ (3.20) ดังนี้

$$V_{r_\mu} + V_{r_L} + V_{L_{dc}} + V_{r_c} + V_{C_{dc}} = E_{dc1}$$

$$\dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}} V_{bus,d} - \frac{(r_\mu + r_L + r_c)}{L_{dc}} I_{dc} - \frac{1}{L_{dc}} V_{dc} - \frac{r_c P_{CPL}}{L_{dc} V_{dc}} \quad (3.20)$$

- พิจารณาที่ NODE 3 โดย KCL แสดงดังสมการที่ (3.21) ดังนี้

$$I_{dc} - I_{C_{dc}} - I_{CPL} = 0$$

$$\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} - \frac{1}{C_{dc}} \cdot \frac{P_{CPL}}{V_{dc}} \quad (3.21)$$

3.2.3 การทำให้เป็นเชิงเส้น

จากสมการที่ (3.16) – (3.21) พบว่าเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น หรืออาจเรียกว่า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอาศัยแบบจำลองที่ทำให้เป็นเชิงเส้น (linearized model) ภายใต้ทฤษฎีค่าเจาะจง (eigenvalue theorem) ดังนั้น การทำให้เป็นแบบจำลองเชิงเส้น ผู้วิจัยได้อาศัยวิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์ อันดับ 1 ซึ่งสามารถเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ทำให้เป็นเชิงเส้นได้ ดังสมการที่ (3.22) ดังนี้

$$\begin{aligned}\dot{\delta \mathbf{x}} &= \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} &= \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u}\end{aligned}\quad (3.22)$$

เมื่อ

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

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

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

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 $\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ แสดง
ดังสมการที่ (3.23) ดังนี้

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

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

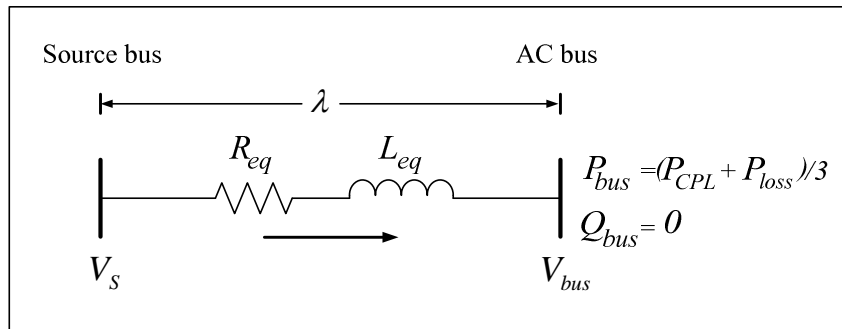
$$\mathbf{B}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = \begin{bmatrix} \frac{\delta I_{ds}}{\delta V_m} & \frac{\delta I_{ds}}{\delta P_{CPL}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\cos(\lambda_o)}{L_{eq}} & 0 \\ \frac{\delta I_{qs}}{\delta V_m} & \frac{\delta I_{qs}}{\delta P_{CPL}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\sin(\lambda_o)}{L_{eq}} & 0 \\ \frac{\delta V_{bus,d}}{\delta V_m} & \frac{\delta V_{bus,d}}{\delta P_{CPL}} & 0 & 0 \\ \frac{\delta V_{bus,q}}{\delta V_m} & \frac{\delta V_{bus,q}}{\delta P_{CPL}} & 0 & 0 \\ \frac{\delta I_{dc}}{\delta V_m} & \frac{\delta I_{dc}}{\delta P_{CPL}} & 0 & \frac{r_c}{L_{dc} V_{dc,o}} \\ \frac{\delta V_{dc}}{\delta V_m} & \frac{\delta V_{dc}}{\delta P_{CPL}} & 0 & -\frac{1}{C_{dc} V_{dc,o}} \end{bmatrix}_{6 \times 2}$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]_{1 \times 6} \quad (3.23)$$

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

3.2.4 การคำนวณค่าในสถานะคงตัว

การคำนวณค่าในสถานะคงตัวของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จากสมการที่ (3.22) มีความจำเป็น สำหรับการคำนวณหาค่า $V_{dc,o}$ และ λ_o โดยวิธีทฤษฎีการไหลของกำลังไฟฟ้ามาวิเคราะห์ระบบไฟฟ้าด้านกระแสสลับในรูปที่ 3.1 โดยจะพิจารณาวงจรสายส่งเพียงเฟสเดียว ดังนั้นแผนภาพการไหลของกำลังไฟฟ้า แสดงดังรูปที่ 3.12 ซึ่งไม่พิจารณาตัวเก็บประจุของสายส่ง เนื่องจากมีค่าความจุที่น้อยมากจึงไม่นำมาวิเคราะห์



รูปที่ 3.12 สายส่งกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟส

จากรูปที่ 3.12 สามารถเขียนขั้นตอนการพิสูจน์หาสมการการไหลของกำลังไฟฟ้าแสดงได้ดังนี้

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

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

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

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

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

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

ดังนั้น จะได้สมการการไหลของกำลังไฟฟ้าแสดงดังสมการที่ (3.24)

$$\begin{cases} \frac{V_s V_{bus}}{Z} \cos(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \cos(\gamma) = P_{bus} \\ \frac{V_s V_{bus}}{Z} \sin(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \sin(\gamma) = Q_{bus} = 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

เมื่อ V_{bus} คือ แรงดันเฟส (rms) ที่บัสเอช λ คือ มุมเฟสการเลื่อนระหว่าง V_s และ V_{bus} และ $Z \angle \gamma$ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่ง โดยที่ กำลังไฟฟ้าจริง และกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ พิจารณาที่บัสแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะได้ดังสมการที่ (3.25) ดังนี้

$$\begin{cases} P_{bus} = (P_{CPL} + P_{loss})/3 \\ Q_{bus} = 0 \end{cases} \quad (3.25)$$

จากสมการที่ (3.24) และ (3.25) สามารถเขียนโปรแกรมการคำนวณค่า $V_{bus,o}$ และ λ_o ด้วยวิธีทางคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ของนิวตัน-ราฟสัน ดูได้จากภาคผนวก ก.1 ซึ่งผลที่ได้จะนำมาคำนวณหาค่า $V_{dc,o}$ ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดีคิวที่ทำให้เป็นเชิงเส้น โดยแสดงดังสมการที่ (3.26) ดังนี้

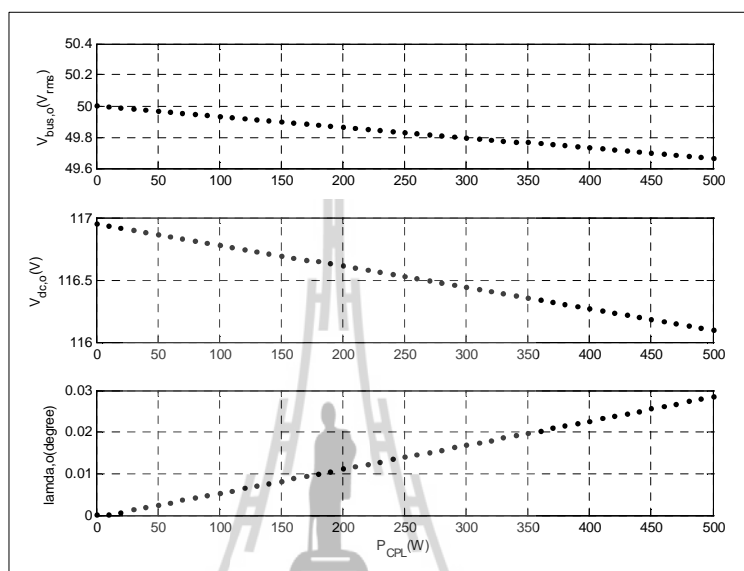
$$V_{dc,o} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} (\sqrt{2}V_{bus,o}) - \frac{3L_{eq}\omega}{\pi} I_{dc,o} - r_L I_{dc,o} \quad (3.26)$$

เมื่อ

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

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

จากสมการที่ (3.24), (3.25) และ (3.26) เป็นการคำนวณหาค่าในสภาวะอยู่ตัวเมื่อระบบจุดการทำงานของระบบ (operating point) เปลี่ยน ซึ่งในที่นี้คือ P_{CPL} ดังนั้น จะส่งผลให้ $V_{dc,o}$ และ λ_o ของแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นเปลี่ยนแปลงตามโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ ผลการคำนวณค่าในสภาวะอยู่ตัวแสดงดังรูปที่ 3.13 ดังนี้



รูปที่ 3.13 ผลการคำนวณค่าในสภาวะอยู่ตัวสำหรับ V_{bus} , V_{dc} และ λ_o ที่มีการเปลี่ยนแปลง P_{CPL}

จากรูปที่ 3.13 สังเกตได้ว่า เมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติมีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้ $V_{bus,o}$ และ $V_{dc,o}$ มีค่าลดลง และมุมการเลื่อน (λ) มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้น แบบจำลองของระบบจะมีการเปลี่ยนแปลงเมื่อจุดการทำงานของระบบ (P_{CPL}) มีการเปลี่ยนแปลง

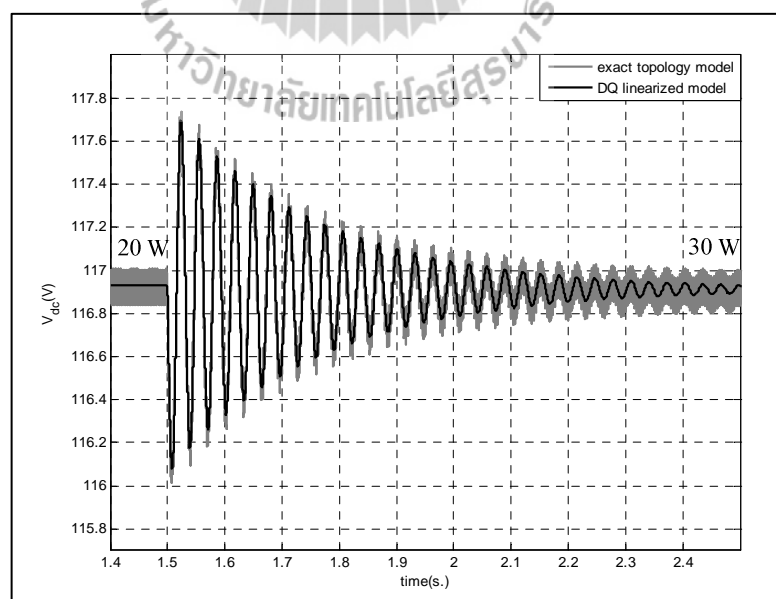
3.2.5 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ

การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (3.22) จะอาศัยการจำลองสถานการณ์ของสัญญาณขนาดเล็กแบบชั่วคราว เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับ การจำลองสถานการณ์ของระบบในรูปที่ 3.1 โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB คูได้จากภาคผนวก ข.1 ซึ่งพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของระบบแสดงดังตารางที่ 3.1 สำหรับรูปที่ 3.14 แสดงผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี (V_{dc}) ที่มีการเปลี่ยนแปลงของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติจาก 20 W ไปเป็น 30 W ที่เวลา 1.5 วินาที และ รูปที่ 3.15 แสดงผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี (V_{dc}) ที่มีการเปลี่ยนแปลงของ โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติจาก 30 W ไปเป็น 40 W ที่เวลา 1.5 วินาที จะสังเกตได้ว่า ผล

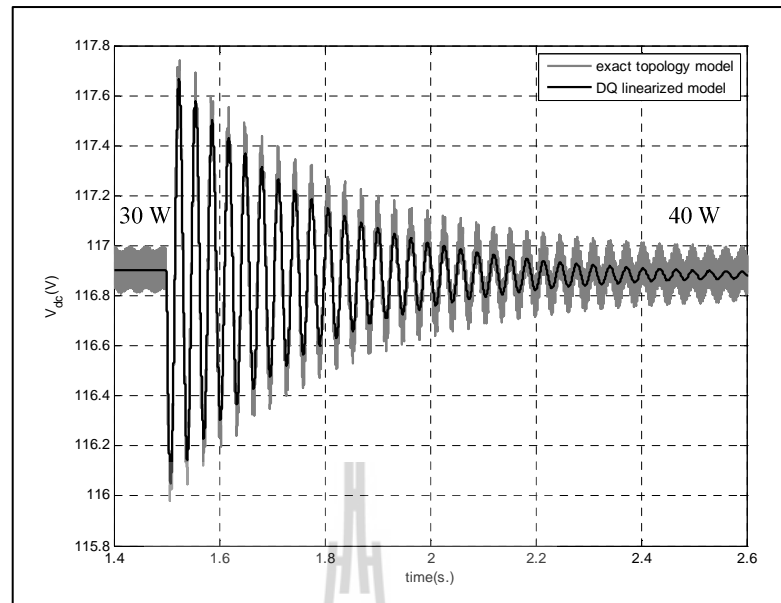
การตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ทำให้เป็นเชิงเส้น มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ทั้งในสภาวะชั่วคราว และสภาวะอยู่ตัว แบบจำลองในบทนี้เป็นพื้นฐานที่สำคัญสำหรับการวิเคราะห์ระบบไฟฟ้าในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ต่อไป

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ของระบบที่พิจารณา

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
V_s	50 V _{rms/phase}	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
ω	$2\pi \times 50$ rad/s	ความถี่ของระบบ
R_{eq}	0.1 Ω	ความต้านทานของสายส่ง
L_{eq}	24 μ H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
C_{eq}	2 nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
r_L	0.01 Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ
L_{dc} ($\Delta I_{dc} \leq 1.5$ A)	50 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
C_{dc} ($\Delta V_{dc} \leq 30$ V)	500 μ F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
r_c	0.4 Ω	ความต้านทานภายในตัวเก็บประจุ



รูปที่ 3.14 ผลการเปลี่ยนแปลงของโหนดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติจาก 20 เป็น 30 W



รูปที่ 3.15 ผลการเปลี่ยนแปลงของโวลตจ่าลิ่งไฟฟ้าคงตัวแบบอูคมคตจก 30 เป็น 40 W

3.3 การวิเคราะห์เสถียรภาพ

การนำโวลตจ่าลิ่งไฟฟ้าคงตัวมาต่อกับระบบไฟฟ้ากำลังผ่านวงจกรอง จะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพโดยตรง ซึ่งการขาดเสถียรภาพอาจก่อให้เกิดความเสียหายต่อโครงสร้างของระบบไฟฟ้ากำลังได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้ ผู้วิจัยจึงได้ศึกษาเกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโวลตจ่าลิ่งไฟฟ้าคงตัวแบบอูคมคต โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ทำให้เป็นเชิงเส้น ซึ่งได้รับการอธิบายไว้แล้วในหัวข้อที่ 3.2 ทฤษฎีค่าเจาะจงได้นำมาใช้การพิจารณาเสถียรภาพของระบบ ค่าเจาะจงสามารถคำนวณได้จากเมตริกซ์จาโคเบียน (jacobian matrix) $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ ดังสมการที่ (3.27) ดังนี้

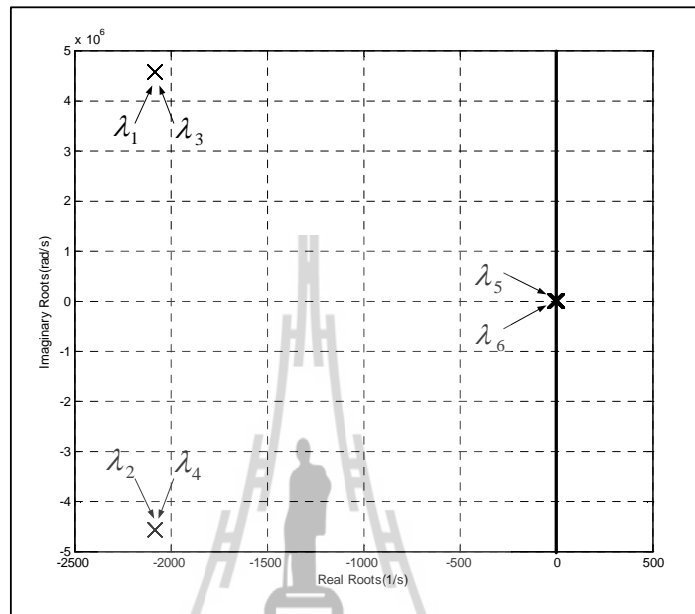
$$\det[\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}] = 0 \quad (3.27)$$

และถ้าระบบมีเสถียรภาพ สามารถเขียนแสดงดังสมการที่ (3.28) ดังนี้

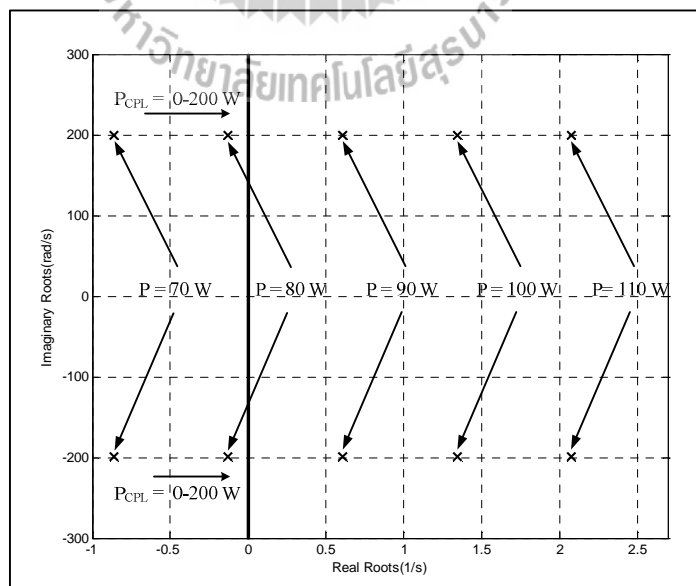
$$\text{real } \lambda_i < 0 \quad (3.28)$$

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

ค่าเฉพาะจางที่คำนวณได้จากแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น สำหรับระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 3.1 แสดงดังรูปที่ 3.16 ประกอบไปด้วย $\lambda_1 - \lambda_6$ โดยค่าเฉพาะจางที่ส่งผลต่อเสถียรภาพของระบบคือ λ_5 และ λ_6 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.17 ดังนี้

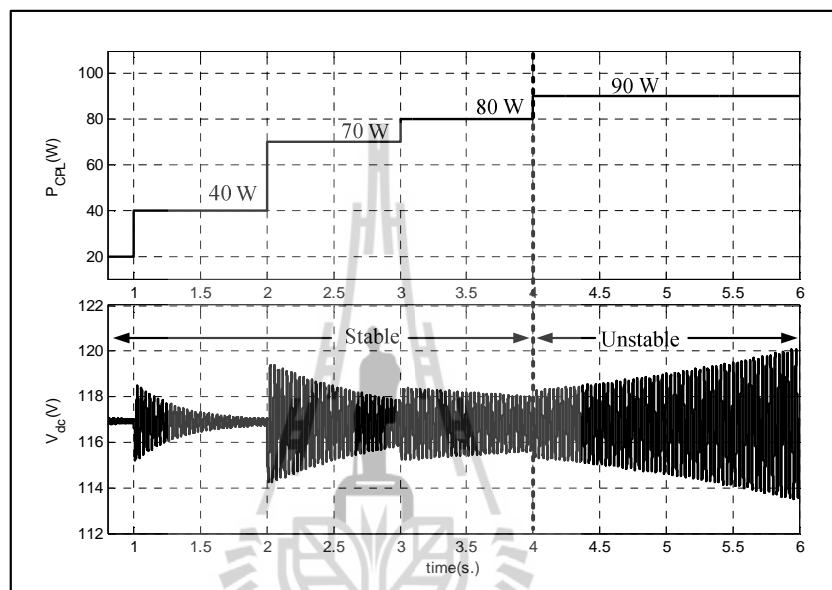


รูปที่ 3.16 ค่าเฉพาะจางของแบบจำลองวิธีคิวกที่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 3.17 ค่าเฉพาะจางที่ใช้สำหรับพิจารณการวิเคราะห์เสถียรภาพ

จากรูปที่ 3.17 เป็นการผลการเปลี่ยนแปลงของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุมคตจาก 0 – 200 W สังเกตได้ว่า ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 3.1 สามารถเปลี่ยนไปเป็นระบบที่ขาดเสถียรภาพได้ เมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุมคตมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 90 W ซึ่งการยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจะอาศัยผลการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ แสดงดังรูปที่ 3.18 ดังนี้



รูปที่ 3.18 การยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพของการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์

จากรูปที่ 3.18 สังเกตได้ว่า เมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าแบบอุมคตมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 90 W จะทำให้ขนาดของแรงดันเอาต์พุตดีซี (V_{dc}) เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เพิ่มมากขึ้น หรือเรียกว่า การขาดเสถียรภาพของระบบ ดังนั้น แบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น สามารถคาดเดาจุดที่ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ

3.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 3 แสดงการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุมคตโดยใช้วิธีดีคิว ซึ่งเป็นวิธีที่มีความแม่นยำสูงและเหมาะสมกับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส อธิบายขั้นตอนการวิเคราะห์สมการเชิงอนุพันธ์ การทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นด้วยอนุกรมเทอร์เลอร์อันดับ 1 และการคำนวณค่าในสภาวะอยู่ตัว ไว้อย่างละเอียดเพื่อง่ายต่อการทำความเข้าใจ อีกทั้งมีการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทาง

คณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น โดยนำผลการจำลองสถานการณ์ที่ได้จากแบบจำลองมาเปรียบเทียบกับ การจำลองสถานการณ์ของระบบที่ใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง พบว่าผลการเปรียบเทียบ แบบจำลอง ทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นมีความถูกต้อง และสามารถนำไปคาดเดาการวิเคราะห์เสถียรภาพได้ ซึ่งการวิเคราะห์เสถียรภาพจะอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง โดยคำนวณค่าเจาะจงจากแบบจำลองที่ ได้รับการพิสูจน์ไว้แล้วด้วยวิธีคิวิ การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพอาศัยผลการจำลอง สถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ จากผลดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าแบบจำลองที่ได้นำเสนอไว้ในบทนี้ สามารถคาดเดาจุดที่ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ ในบทที่ 4 เป็นการสร้าง แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ โดยใช้วิธีการร่วมกันระหว่างวิธีคิวิ และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ซึ่งรายละเอียดต่าง ๆ จะ ได้รับการนำเสนอต่อไป



บทที่ 4

วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์

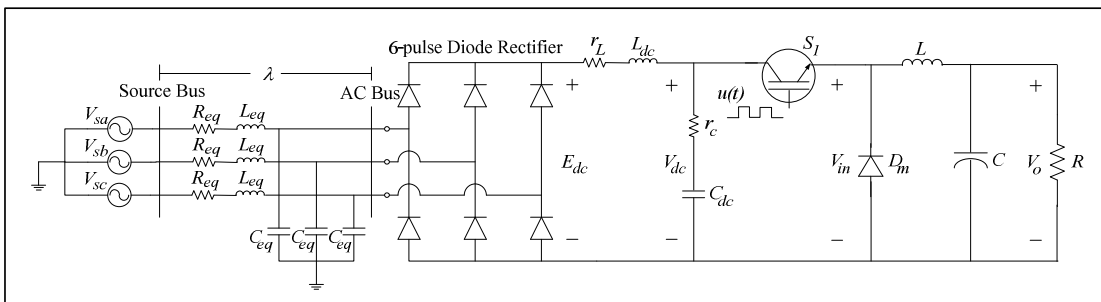
4.1 บทนำ

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ให้มีความถูกต้องและแม่นยำสูง มีความสำคัญอย่างยิ่งสำหรับการนำไปใช้ในการคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพได้ โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ประยุกต์ใช้วิธีการร่วมกันระหว่างดีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปสำหรับการสร้างแบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลาให้ไปเป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา เพื่อง่ายต่อการนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพ ดังนั้นเนื้อหาในบทนี้จึงนำเสนอ การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม เนื่องจากวงจรดังกล่าวเป็นพื้นฐานสำหรับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีตัวควบคุม นอกจากนี้ยังได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ รวมทั้งผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์และการอภิปรายผล

4.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม

4.2.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาและสมมติฐาน

ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงดังรูปที่ 4.1 ประกอบด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส สายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ วงจรกรองสัญญาณดีซี และ โหลด วงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม สำหรับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสและวงจรแปลงผันแบบบัคค์ จะพิจารณาเงื่อนไขการพิสูจน์เช่นเดียวกับเงื่อนไขที่ได้อธิบายไว้แล้วในบทที่ 3

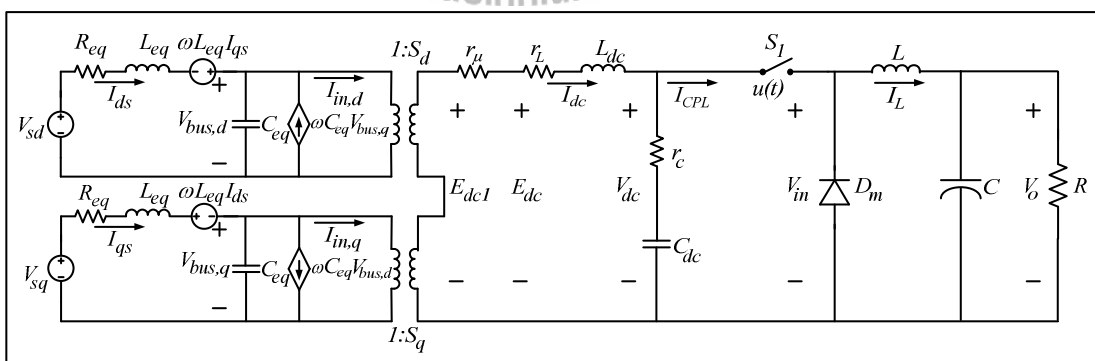


รูปที่ 4.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม

พิจารณาจากวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุมในรูปที่ 4.1 สำหรับ S_1 แทนอุปกรณ์การสวิตช์ ในที่นี้ใช้ มอสเฟส และ $u(t)$ แทนด้วยสัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผัน ในส่วนพารามิเตอร์ของวงจรกรองแทนด้วย L และ C ซึ่งมี V_o เป็นแรงดันที่ตกคร่อมของโหลดตัวต้านทาน R

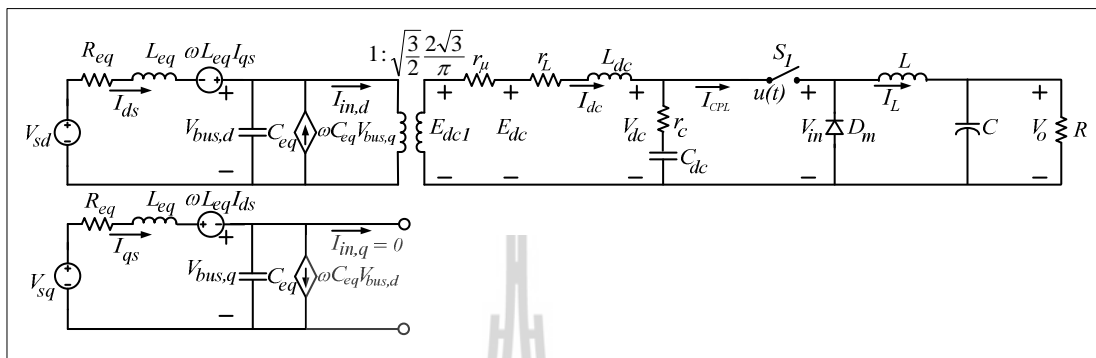
4.2.2 การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยใช้วิธีดีคิมและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป

จากระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 4.1 พิจารณาวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์สามารถแปลงวงจรให้อยู่ในรูปบนแกนหมุนดีคิม โดยอาศัยการพิสูจน์ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์เช่นเดียวกันในบทที่ 3 ซึ่งจะได้วงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 4.2 ดังนี้



รูปที่ 4.2 วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาบนแกนหมุนดีคิม

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 4.2 สามารถทำให้เป็นวงจรสมมูลอย่างง่ายได้ โดยการกำหนดมุมเฟสการหมุนของสัญญาณการสวิตช์ ($\phi = \phi_1$) ดังนั้น จะได้วงจรสมมูลอย่างง่ายแสดงดังรูปที่ 4.3 ดังนี้



รูปที่ 4.3 วงจรสมมูลอย่างง่ายของระบบไฟฟ้ากำลัง

จากรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่า วงจรแปลงผันแบบบักเป็นแบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับการสวิตช์ ดังนั้นวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปเป็นวิธีที่นิยมดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 สำหรับการกำจัดสัญญาณการสวิตช์ที่ขึ้นอยู่กับการสวิตช์ ให้เป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับการสวิตช์ วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปจะใช้สัมประสิทธิ์อนุกรมฟูริเยร์เชิงซ้อนของตัวแปรสถานะของวงจร (complex Fourier series) ไปเป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลอง ซึ่งอนุกรมฟูริเยร์เชิงซ้อน สามารถอธิบายรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

โดยทั่วไป สัญญาณ $f(t)$ ใด ๆ ที่เป็นสัญญาณรายคาบ ซึ่งมีคาบเป็น T สามารถเขียนให้อยู่ในรูป อนุกรมฟูริเยร์เชิงซ้อน (T.W. Gamelin, 2000) ดังสมการที่ (4.1) ดังนี้

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_k(t) e^{jk\omega_s t} \tag{4.1}$$

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

วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะ จะใช้ $\langle x \rangle_k(t)$ ของสัญญาณแทนตัวแปรสถานะของระบบ ซึ่ง สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์เชิงซ้อนสามารถหาได้จากสมการที่ (4.2) ดังนี้

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(t) e^{-jk\omega_s t} dt \quad (4.2)$$

คุณสมบัติที่จำเป็นของสัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์เชิงซ้อน สำหรับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรสมมูลอย่างง่ายของระบบไฟฟ้ากำลังในรูปแบบที่ 4.3 (T.W. Gamelin, 2000) โดยใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะ แสดงได้ดังนี้

- คุณสมบัติของอัตราการเปลี่ยนแปลงตามเวลา แสดงได้ดังสมการที่ (4.3) ดังนี้

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k = \left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_k - jk\omega_s \langle x \rangle_k \quad (4.3)$$

- คุณสมบัติของความสัมพันธ์ของการคูณ แสดงได้ดังสมการที่ (4.4) ดังนี้

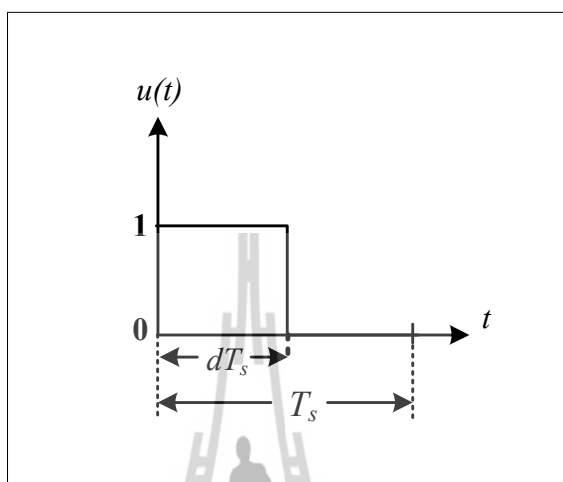
$$\langle xy \rangle_k = \sum_i \langle x \rangle_{k-i} \langle y \rangle_i \quad (4.4)$$

- ถ้า $f(t)$ คือ ค่าจริง (ค่าจริงที่เกิดขึ้นจากสัญญาณรายคาบ) แสดงได้ดังสมการที่ (4.5) ดังนี้

$$\langle x \rangle_{-k} = \overline{\langle x \rangle_k} = \langle x \rangle_k^* \quad (4.5)$$

สมการที่ (4.1) และ (4.2) โดย k เป็นตัวบ่งบอกความถี่ต้องการของการใช้ อนุกรมฟูรีเยร์ ถ้า k มีค่าเป็นอันดับอนันต์ ค่าผิดพลาดจากการประมาณจะมีค่าเท่ากับ 0 และถ้าสัญญาณที่ไม่ปรากฏการสั่นไกว จะให้ $k = 0$ ซึ่งเรียกวิธีนี้ว่า การประมาณค่าอันดับศูนย์ (Mahdavi, Emadi, Bellar, and Ehsani, 1997) หรือถ้าสัญญาณมีการสั่นไกว สามารถกำหนดให้ k มีค่าเป็น 1, 1 ซึ่งจะเรียกวิธีนี้ว่า การประมาณค่าอันดับหนึ่ง (A. Emadi, 2004)

การพิสูจน์ของแบบจำลองของวงจรแปลงผันแบบบักก์ด้วยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป สัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันภายใต้เงื่อนไขโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่องแสดงดังรูปที่ 4.4 ดังนี้



รูปที่ 4.4 สัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผัน

จากรูปที่ 4.4 สามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผัน แสดงดังสมการที่ (4.6) ดังนี้

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < dT_s \\ 0, & dT_s < t < T_s \end{cases} \quad (4.6)$$

โดยที่ d คือ วัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) ของอุปกรณ์การสวิตช์ S_1

จากรูปที่ 4.3 พิจารณาวงจรแปลงผันแบบบักก์ เมื่อ สวิตช์ S_1 ปิด จะทำให้ $I_{CPL} = I_L$ และ $V_{dc} = V_{in}$ และ เมื่อ สวิตช์ S_2 เปิด จะทำให้ $I_{CPL} = 0$ และ $V_{in} = 0$ (สมมติให้แรงดันที่ตกคร่อมไดโอด D_m มีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ เมื่อไดโอดนำกระแส) ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่าง I_{CPL} กับ I_L และความสัมพันธ์ระหว่าง V_{in} กับ V_{dc} สามารถเขียนสมการที่อยู่ในรูปของ $u(t)$ แสดงดังสมการที่ (4.7) ดังนี้

$$\begin{cases} I_{CPL} = u(t)I_L \\ V_{in} = u(t)V_{dc} \end{cases} \quad (4.7)$$

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรสมมูลอย่างง่ายในรูปที่ 4.3 สามารถวิเคราะห์ด้วยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ และกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ ด้วยสมการที่ (4.6) และ (4.7) ซึ่งมีสมการเชิงอนุพันธ์ที่ขึ้นอยู่กับเวลาแสดงดังสมการที่ (4.8) ดังนี้

$$\begin{cases} \dot{I}_{ds} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}}I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}}V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}}V_{sd} \\ \dot{I}_{qs} = -\omega I_{ds} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}}I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}}V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}}V_{sq} \\ V_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}}I_{ds} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}}I_{dc} \\ \dot{V}_{bus,q} = -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}}I_{qs} \\ \dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}}V_{bus,d} - \frac{(r_\mu + r_L + r_c)}{L_{dc}}I_{dc} - \frac{1}{L_{dc}}V_{dc} + \frac{r_c u(t)}{L_{dc}}I_L \\ \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}}I_{dc} - \frac{u(t)}{C_{dc}}I_L \\ \dot{I}_L = \frac{u(t)}{L}V_{dc} - \frac{1}{L}V_o \\ \dot{V}_o = \frac{1}{C}I_L - \frac{1}{RC}V_o \end{cases} \quad (4.8)$$

จากบทที่ 3 สำหรับการวิเคราะห์สมการเชิงอนุพันธ์ในส่วนวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ผลของสัญญาณการสวิตช์ได้ถูกกำจัดทิ้งโดยวิธีดีคิว อย่างไรก็ตาม แบบจำลองที่ได้ในสมการที่ (4.8) ยังขึ้นอยู่กับเวลาเนื่องจากผลการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบักก์ ซึ่งในที่นี้คือ $u(t)$ เราได้จากสมการที่ (4.8) ดังนั้น จึงได้นำวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปมาใช้ร่วมกับแบบจำลองที่ได้จากวิธีดีคิว สำหรับการกำจัดผลการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบักก์ เพื่อให้เป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา ซึ่งตัวแปรสถานะของแบบจำลองในสมการที่ (4.8) สามารถเขียนเป็นสัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของ I_{ds} , I_{qs} , $V_{bus,d}$, $V_{bus,q}$, I_{dc} , V_{dc} , I_L และ V_o โดยเลือกใช้การประมาณค่าอันดับศูนย์ หรือไม่คิดผลของการสั้นไปกวของสัญญาณ ซึ่งสามารถกำหนดตัวแปรสถานะทั้ง 8 ตัวแปร แสดงดังสมการที่ (4.9) ดังนี้

$$\begin{cases} \langle I_{ds} \rangle_0 = I_{ds} \\ \langle I_{qs} \rangle_0 = I_{qs} \\ \langle V_{bus,d} \rangle_0 = V_{bus,d} \\ \langle V_{bus,q} \rangle_0 = V_{bus,q} \\ \langle I_{dc} \rangle_0 = I_{dc} \\ \langle V_{dc} \rangle_0 = V_{dc} \\ \langle I_L \rangle_0 = I_L \\ \langle V_o \rangle_0 = V_o \end{cases} \quad (4.9)$$

ใช้สมการที่ (4.2) เพื่อให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์ฟูริเยร์เชิงซ้อนของสัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันในสมการที่ (4.6) ดังนั้นจะได้สัมประสิทธิ์สำหรับการประมาณค่าอันดับศูนย์ ซึ่งรายละเอียดการพิสูจน์แสดงได้ดังนี้

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

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

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

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

จะได้สัมประสิทธิ์การประมาณค่าอันดับศูนย์ของสัญญาณการสวิตช์แสดงดังสมการที่ (4.10) ดังนี้

$$\langle u \rangle_o = d \quad (4.10)$$

โดยที่ d คือ วัฏจักรหน้าที่ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์

ดังนั้น นำสมการที่ (4.3) – (4.5) มาประยุกต์กับสมการเชิงอนุพันธ์ที่ (4.8) จะได้แบบจำลองเชิงพลวัตของวงจรสมมูลอย่างง่ายของระบบไฟฟ้ากำลังในรูปที่ 4.3 ที่ใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ซึ่งรายละเอียดการพิสูจน์แสดงได้ดังนี้

จากสมการที่ (4.8) สามารถใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะหาแบบจำลอง คือการใช้สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของ I_{ds} เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลอง โดยที่เลือกใช้การประมาณค่าอันดับศูนย์ แสดงได้ดังนี้

$$\left\langle \dot{I}_{ds} \right\rangle_0 = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \langle I_{ds} \rangle_0 + \omega \langle I_{qs} \rangle_0 - \frac{1}{L_{eq}} \langle V_{bus,d} \rangle_0 + \frac{1}{L_{eq}} V_{sd}$$

จากสมการที่ (4.9) สามารถแทน $\langle I_{ds} \rangle_0 = I_{ds}$, $\langle I_{qs} \rangle_0 = I_{qs}$ และ $\langle V_{bus,d} \rangle_0 = V_{bus,d}$ จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองเชิงพลวัตที่ไม่ขึ้นอยู่กัเวลาแสดงดังสมการที่ (4.11) ดังนี้

$$\dot{I}_{ds} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sd} \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.8) ใช้สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของ I_{qs} เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลอง จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองเชิงพลวัตแสดงดังสมการที่ (4.12) ดังนี้

$$\begin{cases} \left\langle \dot{I}_{qs} \right\rangle_0 = -\omega \langle I_{ds} \rangle_0 - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \langle I_{qs} \rangle_0 - \frac{1}{L_{eq}} \langle V_{bus,q} \rangle_0 + \frac{1}{L_{eq}} V_{sq} \\ \dot{I}_{qs} = -\omega I_{ds} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sq} \end{cases} \quad (4.12)$$

จากสมการที่ (4.8) ใช้สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของ $V_{bus,d}$ เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลอง จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองเชิงพลวัตแสดงดังสมการที่ (4.13) ดังนี้

$$\begin{cases} \left\langle \dot{V}_{bus,d} \right\rangle_0 = \frac{1}{C_{eq}} \langle I_{ds} \rangle_0 + \omega \langle V_{bus,q} \rangle_0 - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} \langle I_{dc} \rangle_0 \\ \dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{ds} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \end{cases} \quad (4.13)$$

จากสมการที่ (4.8) ใช้สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของ $V_{bus,q}$ เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลอง จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองเชิงพลวัตแสดงดังสมการที่ (4.14) ดังนี้

$$\begin{cases} \left\langle \dot{V}_{bus,q} \right\rangle_0 = -\omega \langle V_{bus,d} \rangle_0 + \frac{1}{C_{eq}} \langle I_{qs} \rangle_0 \\ \dot{V}_{bus,q} = -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}} I_{qs} \end{cases} \quad (4.14)$$

จากสมการที่ (4.8) ใช้สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของ I_{dc} เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลอง จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองเชิงพลวัตแสดงดังสมการที่ (4.15) ดังนี้

$$\begin{cases} \left\langle \dot{I}_{dc} \right\rangle_0 = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}} \langle V_{bus,d} \rangle_0 - \frac{(r_\mu + r_L + r_c)}{L_{dc}} \langle I_{dc} \rangle_0 - \frac{1}{L_{dc}} \langle V_{dc} \rangle_0 + \frac{r_c \langle u(t) \rangle_0}{L_{dc}} \langle I_L \rangle_0 \\ \dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}} V_{bus,d} - \frac{(r_\mu + r_L + r_c)}{L_{dc}} I_{dc} - \frac{1}{L_{dc}} V_{dc} + \frac{r_c d}{L_{dc}} I_L \end{cases} \quad (4.15)$$

จากสมการที่ (4.8) ใช้สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของ V_{dc} เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลอง จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองเชิงพลวัตแสดงดังสมการที่ (4.16) ดังนี้

$$\begin{cases} \left\langle \dot{V}_{dc} \right\rangle_0 = \frac{1}{C_{dc}} \langle I_{dc} \rangle_0 - \frac{d}{C_{dc}} \langle I_L \rangle_0 \\ \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} - \frac{d}{C_{dc}} I_L \end{cases} \quad (4.16)$$

จากสมการที่ (4.8) ใช้สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของ I_L เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลอง จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองเชิงพลวัตแสดงดังสมการที่ (4.17) ดังนี้

$$\begin{cases} \left\langle \dot{I}_L \right\rangle_0 = \frac{\langle u(t) \rangle_0}{L} \langle V_{dc} \rangle_0 - \frac{1}{L} \langle V_o \rangle_0 \\ \dot{I}_L = \frac{d}{L} V_{dc} - \frac{1}{L} V_o \end{cases} \quad (4.17)$$

จากสมการที่ (4.8) ใช้สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของ I_L เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลอง จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองเชิงพลวัตแสดงดังสมการที่ (4.18) ดังนี้

$$\begin{cases} \langle \dot{V}_o \rangle_0 = \frac{1}{C} \langle I_L \rangle_0 - \frac{1}{RC} \langle V_o \rangle_0 \\ \dot{I}_L = \frac{d}{L} V_{dc} - \frac{1}{L} V_o \end{cases} \quad (4.18)$$

จากสมการที่ (4.11) – (4.18) สามารถเขียนสมการเป็นแบบจำลองปริภูมิสถานะแสดงดังสมการที่ (4.19) ดังนี้

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{u} \end{cases} \quad (4.19)$$

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 $\mathbf{y} = [I_{dc} \quad V_{dc} \quad I_L \quad V_o]^T$

- รายละเอียดของ **A**, **B**, **C** และ **D** แสดงดังสมการที่ (4.20) ดังนี้

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

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

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

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

(4.20)

4.2.3 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ

การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น ในสมการที่ (4.19) จะอาศัยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับกรจำลองสถานการณ์ของระบบในรูปที่ 4.1 โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB คูได้จากภาคผนวก ข.2 ซึ่งพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของระบบแสดงดังตารางที่ 4.1 ดังนี้

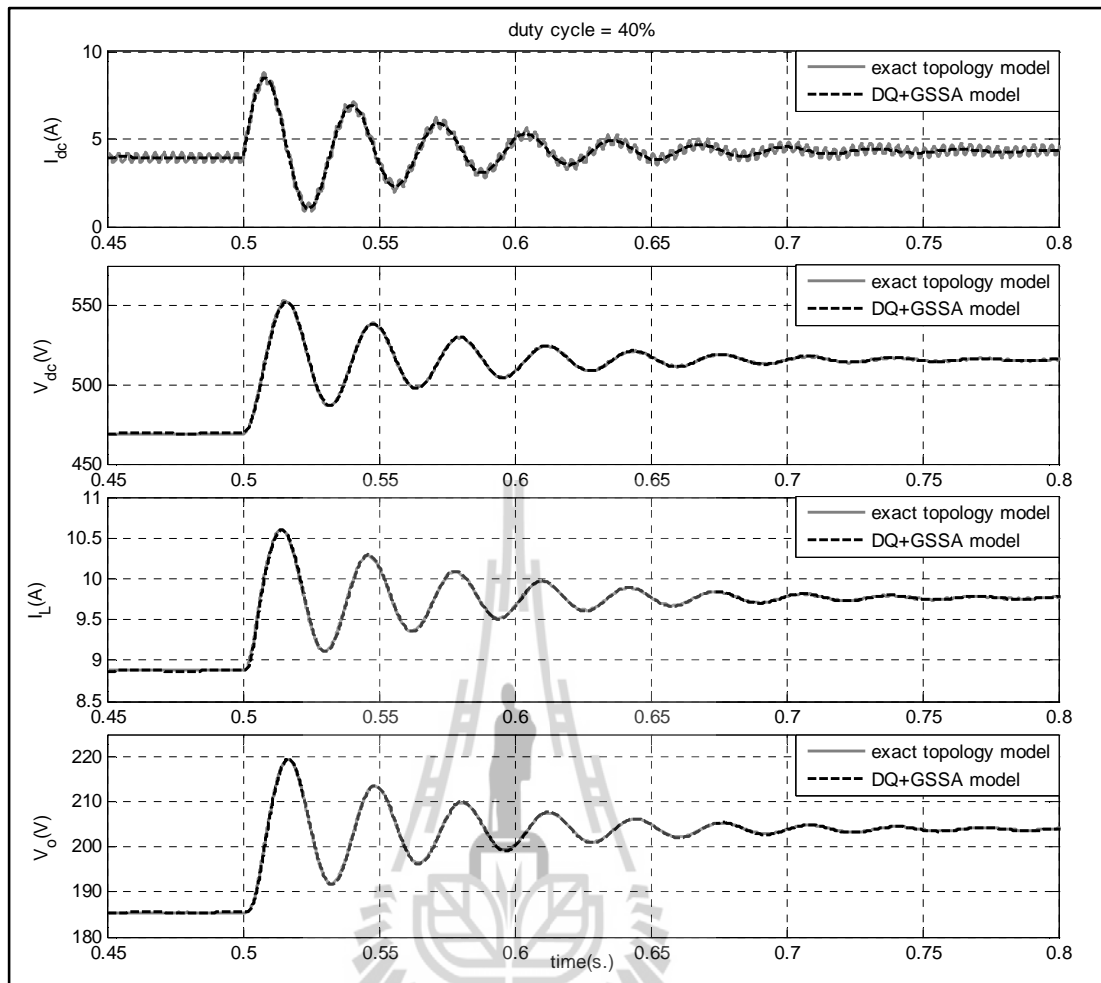
ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 4.1

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
V_s	220 V _{rms/phase}	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
ω	$2\pi \times 50$ rad/s	ความถี่ของระบบ
R_{eq}	0.1 Ω	ความต้านทานของสายส่ง
L_{eq}	24 μ H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
C_{eq}	2 nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง

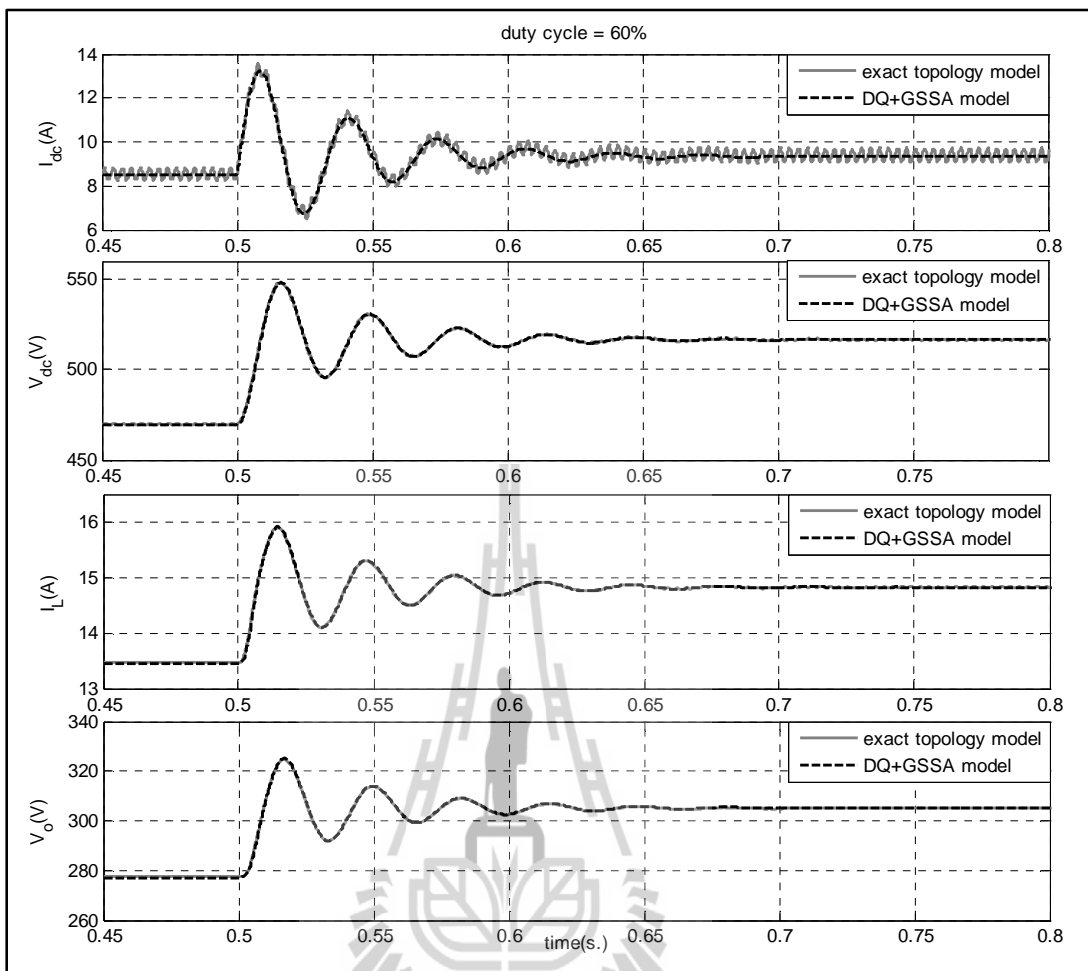
ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 4.1 (ต่อ)

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
r_L	0.01 Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ
L_{dc} ($\Delta I_{dc} \leq 1.5$ A)	50 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
C_{dc} ($\Delta V_{dc} \leq 30$ V)	500 μ F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
r_c	0.4 Ω	ความต้านทานภายในตัวเก็บประจุ
L ($\Delta I_{dc} \leq 0.1$ A)	15 mH	ความเหนี่ยวนำของโพลดวงจรแปลงผันแบบบักค์
C ($\Delta V_{dc} \leq 10$ mV)	125 μ F	ความจุไฟฟ้าของโพลดวงจรแปลงผันแบบบักค์
R	20 Ω	ความต้านทานของโพลดวงจรแปลงผันแบบบักค์

รูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.6 แสดงผลการตอบสนองของ I_{dc} , V_{dc} , I_L และ V_o สำหรับการเปรียบเทียบของรูปสัญญาณระหว่างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้จากการพิสูจน์ด้วยดิฟเฟอเรนเชียลและค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ในสมการที่ (4.19) และรูปสัญญาณของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 4.1 โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK โดยผลการตรวจสอบความถูกต้องได้มีการเปลี่ยนค่าของแรงดันอินพุตจาก 200 V_{rms} ไปเป็น 220 V_{rms} ที่เวลา 0.5 วินาที ซึ่งในรูปที่ 4.5 ได้ปรับค่า $d = 40$ % และ รูปที่ 4.6 ปรับค่า $d = 60$ % โดยที่ d คือ วัฏจักรหน้าที่ของวงจรแปลงผันแบบบักค์



รูปที่ 4.5 ผลการตอบสนอง เมื่อ วัฏจักรหน้าที่ = 40 %



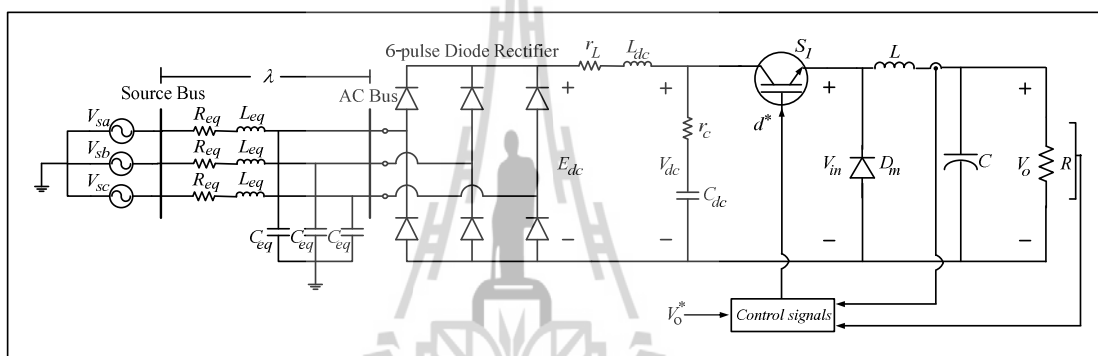
รูปที่ 4.6 ผลการตอบสนอง เมื่อ วัฏจักรหน้าที่ = 60 %

จากผลการเปรียบเทียบของรูปสัญญาณสำหรับการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ในรูปที่ 4.5 และ 4.6 จะสังเกตได้ว่า ผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ทั้งในสถานะชั่วคราว และสถานะอยู่ตัว ดังนั้น การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ใช้วิธีการร่วมกันระหว่างคิควและค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 4.1 ถือเป็นแบบจำลองที่มีความถูกต้อง แม่นยำ และสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัลค์ที่มีการควบคุม ซึ่งรายละเอียดต่าง ๆ จะได้รับการนำเสนอต่อไปในหัวข้อที่ 4.3

4.3 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีการควบคุม

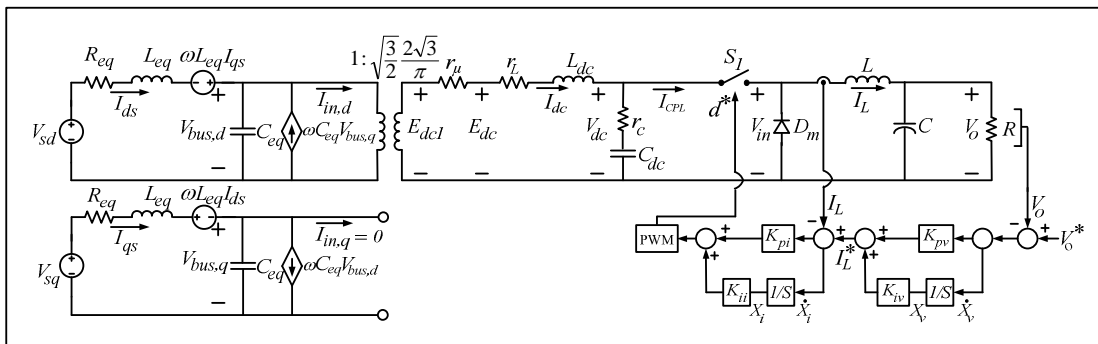
4.3.1 การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เชิงพลวัตของระบบ

ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงดังรูปที่ 4.7 ประกอบด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส สายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ และวงจรกรองสัญญาณคี่ซีที่เชื่อมต่อด้วยโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีตัวควบคุม ซึ่งตัวควบคุมของโหลดวงจรดังกล่าว จะทำหน้าที่ควบคุมกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L และแรงดันเอาต์พุต (V_o) ที่ตกคร่อมของโหลดความต้านทาน R ให้คงที่ได้ด้วยการปรับแรงดันจาก V_o^*



รูปที่ 4.7 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีการควบคุม

จากระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 4.7 พิจารณาวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์สามารถแปลงวงจรให้อยู่ในรูปบนแกนหมุนดีคิว โดยอาศัยการพิสูจน์ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์เช่นเดียวกันในหัวข้อที่ผ่านมาและ กำหนดมุมเฟสการหมุนของสัญญาณการสวิตช์ ($\phi = \phi$) ดังนั้น จะได้วงจรสมมูลอย่างง่ายแสดงดังรูปที่ 4.8 ดังนี้



รูปที่ 4.8 วงจรสมมูลบนแกนหมุนดีคิว เมื่อ กำหนด $\phi_1 = \phi$

พิจารณาจากวงจรแปลงผันแบบบักก์ที่มีตัวควบคุมในรูปที่ 4.8 เป็นตัวควบคุมแบบฟีดแบ็ก โดยโครงสร้างภายในของตัวควบคุมแบ่งออกเป็น 2 ลูป คือ ลูปการควบคุมกระแสไฟฟ้เป็นลูปภายใน และลูปการควบคุมแรงดันไฟฟ้เป็นลูปภายนอก ซึ่งมีพารามิเตอร์ของตัวควบคุม คือ K_{pv} , K_{iv} , K_{pi} , และ K_{ii} ตามลำดับ สำหรับการวิเคราะห์โครงสร้างระบบควบคุมในรูปที่ 4.8 สามารถเขียนสมการของตัวควบคุมแบบฟีดแบ็กให้อยู่ในรูปของ d^* แสดงดังสมการที่ (4.21) ดังนี้

$$d^* = -K_{pi}I_L - K_{pv}K_{pi}V_o + K_{iv}K_{pi}X_v + K_{ii}X_i + K_{pv}K_{pi}V_o^* \tag{4.21}$$

พิจารณาจากตัวควบคุมแบบฟีดแบ็ก จะเห็นได้ว่า x_v ของลูปแรงดัน และ x_i ของลูปกระแส จะกำหนดให้เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ใดก็ได้ตาม เมื่อวงจรแปลงผันแบบบักก์ที่มีการควบคุมการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ดำเนินการได้โดยการแทนค่า d ในสมการที่ (4.15) – (4.18) ด้วย d^* จากสมการที่ (4.21) ดังนั้น จะได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์เชิงพลวัตของระบบในรูปที่ 4.7 ที่ได้จากการพิสูจน์ด้วยวิธีดีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ซึ่งสามารถเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แสดงดังสมการที่ (4.22) ดังนี้

$$\begin{cases}
\dot{I}_{ds} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sd} \\
\dot{I}_{qs} = -\omega I_{ds} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sq} \\
\dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{ds} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\
\dot{V}_{bus,q} = -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}} I_{qs} \\
\dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}} V_{bus,d} - \frac{(r_\mu + r_L + r_c)}{L_{dc}} I_{dc} - \frac{1}{L_{dc}} V_{dc} - \frac{r_c K_{pi}}{L_{dc}} I_L^2 \\
\quad - \frac{r_c K_{pv} K_{pi}}{L_{dc}} I_L V_o + \frac{r_c K_{iv} K_{pi}}{L_{dc}} I_L X_v + \frac{r_c K_{ii}}{L_{dc}} I_L X_i + \frac{r_c K_{pv} K_{pi}}{L_{dc}} I_L V_o^* \\
\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} + \frac{K_{pi}}{C_{dc}} I_L^2 + \frac{K_{pv} K_{pi}}{C_{dc}} I_L V_o - \frac{K_{iv} K_{pi}}{C_{dc}} I_L X_v - \frac{K_{ii}}{C_{dc}} I_L X_i - \frac{K_{pv} K_{pi}}{C_{dc}} I_L V_o^* \\
\dot{I}_L = -\frac{K_{pi}}{L} V_{dc} I_L - \frac{K_{pv} K_{pi}}{L} V_{dc} V_o - \frac{V_o}{L} + \frac{K_{iv} K_{pi}}{L} V_{dc} X_v + \frac{K_{ii}}{L} V_{dc} X_i + \frac{K_{pv} K_{pi}}{L} V_{dc} V_o^* \\
\dot{V}_o = \frac{1}{C} I_L - \frac{1}{RC} V_o \\
\dot{X}_v = -V_o + V_o^* \\
\dot{X}_i = -I_L - K_{pv} V_o + K_{iv} X_v + K_{pv} V_o^*
\end{cases} \tag{4.22}$$

จากสมการที่ (4.22) สังเกตได้ว่าเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อพิจารณา ระบบที่มีโหลดจรรยาแปลงผันแบบบักก์ที่มีตัวควบคุม แบบจำลองเชิงพลวัตของระบบที่ได้รับการอธิบายไว้ในสมการที่ (4.11)–(4.18) ได้ถูกนำมาใช้เป็นสมการที่ (4.22) โดยมีพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบพีไอ นอกจากนี้ ยังมีตัวแปรสถานะ X_v และ X_i ที่เพิ่มเข้ามาในแบบจำลอง

การทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นสามารถนำแบบจำลองเชิงเส้นมาใช้ในการออกแบบระบบตัวควบคุมผ่านทางทฤษฎีการควบคุมแบบเชิงเส้น นอกจากนี้แบบจำลองเชิงเส้นสามารถนำไปใช้วิเคราะห์เสถียรภาพสัญญาณขนาดเล็กของระบบไฟฟ้ากำลัง รวมทั้งโหลดกำลังไฟฟ้าแบบอุดมคติ (K-N. Areerak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas, 2008) ภายใต้สมมติฐานที่ว่า จุดระบบการทำงานจะไม่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ดังนั้น แบบจำลองในสมการที่ (4.22) สามารถใช้วิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์ อันดับ 1 ซึ่งรายละเอียดของการทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้น จะได้รับการเสนอในหัวข้อที่ 4.3.2

4.3.2 การทำให้เป็นเชิงเส้น

จากสมการที่ (4.22) สามารถทำแบบจำลองเชิงเส้นได้ โดยอาศัยวิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์ อันดับ 1 ซึ่งสามารถเขียนแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น ได้แสดงดังสมการที่ (4.23) ดังนี้

$$\begin{cases} \dot{\delta \mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \end{cases} \quad (4.23)$$

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

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 (4.24) ดังนี้

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

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

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

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

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

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

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

(4.24)

4.3.3 การคำนวณค่าในสถานะคงตัว

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (4.23) มีความสอดคล้องสำหรับการคำนวณหาค่า $V_{dc,o}$, λ_o , $V_{o,o}$, $I_{L,o}$, $X_{v,o}$ และ $X_{i,o}$ โดยในส่วนแรกสามารถประยุกต์สมการการไหลกำลังไฟฟ้าสำหรับการคำนวณค่าในสถานะคงตัวทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับ ในที่นี้คือ $V_{bus,o}$ และ λ_o ซึ่งได้มีการพิสูจน์ที่ได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 3 โดยมีสมการการไหลกำลังไฟฟ้าแสดงดังสมการที่ (4.25) ดังนี้

$$\begin{cases} \frac{V_s V_{bus}}{Z} \cos(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \cos(\gamma) = P_{bus} \\ \frac{V_s V_{bus}}{Z} \sin(\gamma - \lambda) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \sin(\gamma) = Q_{bus} = 0 \end{cases} \quad (4.25)$$

เมื่อ V_{bus} คือ แรงดันเฟส (rms) ที่บัสเอช λ คือ มุมเฟสการเลื่อนระหว่าง V_s และ V_{bus} และ $Z \angle \gamma$ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่ง โดยที่ กำลังไฟฟ้าจริง และกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟพิจารณาที่บัสแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะได้ดังสมการที่ (4.26) ดังนี้

$$\begin{cases} P_{bus} = \frac{1}{3} \left(\frac{V_o^{*2}}{R} + P_{loss} \right) \\ Q_{bus} = 0 \end{cases} \quad (4.26)$$

เมื่อ V_o^* คือ แรงดันเอาต์พุตที่กำหนด และ P_{loss} คือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจาก r_L Q_{bus} ถูกกำหนดให้เป็นศูนย์ เนื่องจากการสมมติฐานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสพิจารณากระแสอินพุต ($I_{in,abc}$) ที่มีเฟสเดียวกันกับแรงดันอินพุต ($V_{bus,abc}$)

จากสมการที่ (4.25) สามารถเขียนโปรแกรมการคำนวณค่า $V_{bus,o}$ และ λ_o ที่สภาวะคงตัวด้วยวิธีทางคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ของนิวตัน – ราฟสัน คูได้จาก ภาคผนวก ก.2 ดังนั้น $V_{dc,o}$, $V_{o,o}$, $I_{L,o}$, $X_{V,o}$ และ $X_{i,o}$ สำหรับแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (4.23) สามารถคำนวณได้จากค่า $V_{bus,o}$ และ λ_o โดยอาศัยสมการที่ (4.27) ดังนี้

$$\begin{cases} V_{dc,o} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} (\sqrt{2}V_{bus,o}) - \frac{3L_{eq}\omega}{\pi} I_{dc,o} - r_L I_{dc,o} \\ V_{o,o} = V_o^* \\ I_{L,o} = \frac{V_{o,o}}{R} \\ X_{V,o} = \frac{I_{L,o}}{K_{iv}} \\ X_{i,o} = \frac{V_o}{K_{ii}V_{dc,o}} \end{cases} \quad (4.27)$$

โดยที่

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

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

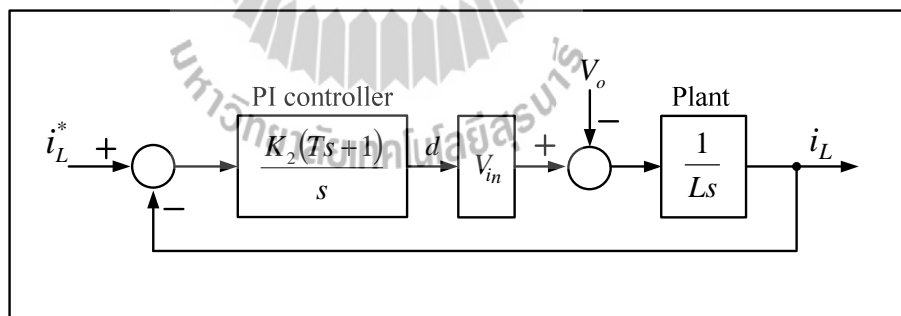
จากแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (4.23) และการคำนวณค่าในสถานะคงตัวในสมการที่ (4.27) สังเกตได้ว่า สมการดังกล่าวมีพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ดังนั้น การออกแบบตัวควบคุมของวงจรแปลงผันแบบบักค์ จึงมีความจำเป็นเพื่อให้ผลการตอบสนองของการควบคุมแรงดันเอาต์พุต (V_o) มีผลการตอบสนองที่ดี ซึ่งรายละเอียดการออกแบบตัวควบคุมจะได้รับการอธิบายในหัวข้อที่ 4.3.4

4.3.4 การออกแบบตัวควบคุมของวงจรแปลงผันแบบบักค์

การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอของวงจรแปลงผันแบบบักค์ ได้อาศัยวิธีการแบบดั้งเดิมของระบบควบคุม (K.M. Tsang and W.L. Chan, 2005) เนื่องจากเป็นวิธีที่ให้ผลการตอบสนองที่ดีและมีขั้นตอนการออกแบบที่ง่ายไม่ซับซ้อน โดยการออกแบบตัวควบคุมจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ การออกแบบตัวควบคุมลูประแสไฟฟ้า และการออกแบบตัวควบคุมลูประแสไฟฟ้า ซึ่งรายละเอียดต่างๆ จะได้รับนำเสนอดังต่อไปนี้

- การออกแบบตัวควบคุมลูประแสไฟฟ้า
- แผนภาพของลูประแสไฟฟ้าของระบบในรูปที่ 4.7 แสดงดังรูปที่ 4.9

ดังนี้



รูปที่ 4.9 ลูประแสไฟฟ้า

จากรูปที่ 4.9 K_2 และ T คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของตัวควบคุมลูประแสไฟฟ้า ในขณะที่ L คือ ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบักค์ ดังนั้นจากรูปที่ 4.9 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของลูประแสไฟฟ้าแสดงได้ดังสมการที่ (4.28) ดังนี้

$$\frac{I_L}{I_L^*} = \frac{K_2 V_{in} (Ts + 1)}{Ls^2 + K_2 T V_{in} s + K_2 V_{in}} \quad (4.28)$$

สำหรับระบบมาตรฐานอันดับ 2 ของระบบควบคุมแบบวงปิด มีฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงดังสมการที่ (4.29) ดังนี้

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.29)$$

ดังนั้น ตัวควบคุมลูประแส สามารถออกแบบด้วยการเปรียบเทียบระหว่างตัวหารของสมการที่ (4.28) และ (4.29) ซึ่งผลที่ได้แสดงดังสมการที่ (4.30) และ (4.31) ดังนี้

$$T = \frac{2\zeta_i}{N\omega_{nv}} \quad (4.30)$$

$$\omega_{ni} = N\omega_{nv} = \sqrt{\frac{K_2 V_{in}}{L}}, \quad N > 4 \quad (4.31)$$

จากสมการที่ (4.31) สามารถหาค่า K_2 แสดงดังสมการที่ (4.32) ดังนี้

$$K_2 = \frac{\omega_{ni}^2 L}{V_{in}} \quad (4.32)$$

จากรูปที่ 4.9 สามารถเขียนตัวควบคุมแบบพีไอให้อยู่ในรูปตามสมการที่ (4.33) ดังนี้

$$K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} = \frac{K_2 (Ts + 1)}{s} \quad (4.33)$$

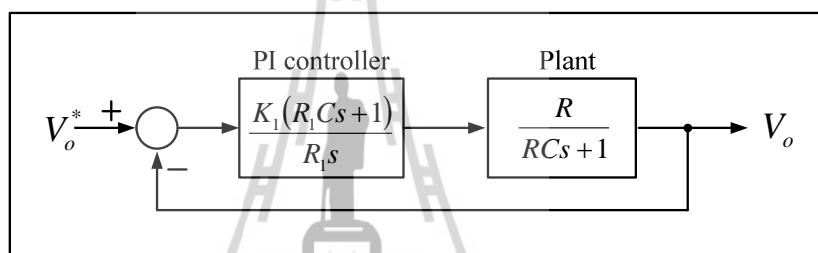
จากสมการที่ (4.30), (4.32) และ (4.33) สามารถเขียนพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ (K_{pi} และ K_{ii}) สำหรับลูประแสไฟฟ้าแสดงดังสมการที่ (4.34) และ (4.35) ดังนี้

$$K_{pi} = \frac{2N\zeta_i\omega_{nv}L}{V_{in}} \quad (4.34)$$

$$K_{ii} = \frac{N^2\omega_{nv}^2L}{V_{in}} \quad (4.35)$$

- การออกแบบตัวควบคุมรูปแรงดันไฟฟ้า
แผนภาพของลูปรการควบคุมแรงดันไฟฟ้าของระบบในรูปที่ 4.7 แสดงดังรูปที่ 4.10

ดังนี้



รูปที่ 4.10 ลูปรการควบคุมแรงดันไฟฟ้า

จากรูปที่ 4.10 K_1 และ R_1 คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของตัวควบคุมรูปแรงดันไฟฟ้า ในขณะที่ R และ C คือ ความจุไฟฟ้าและความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบักค์ ตามลำดับ ดังนั้นสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของลูปรการควบคุมแรงดันไฟฟ้าแสดงสมการที่ (4.36) ดังนี้

$$\frac{V_o(s)}{V_o^*(s)} = \frac{K_1R_1RCs + K_1R}{R_1RCs^2 + (R_1 + K_1R_1RC)s + K_1R} \quad (4.36)$$

ดังนั้น ตัวควบคุมลูปรการควบคุมแรงดันไฟฟ้า สามารถออกแบบด้วยการเปรียบเทียบระหว่างตัวหารของสมการที่ (4.29) และ (4.36) ซึ่งผลที่ได้แสดงดังสมการที่ (4.37) และ (4.38) ดังนี้

$$\omega_{nv} = \sqrt{\frac{K_1}{R_1 C}} \quad (4.37)$$

$$2\zeta_v \omega_{nv} = \frac{1}{RC} + K_1 \quad (4.38)$$

จากสมการที่ (4.38) จะกำหนดให้ $R = R_1$ และ $\zeta_v = 1$ สำหรับการตอบสนองแบบหน่วงวิกฤต (K.M. Tsang and W.L. Chan, 2005) แสดงดังสมการที่ (4.39) ดังนี้

$$2\omega_{nv} = \frac{1}{R_1 C} + K_1 \quad (4.39)$$

จากสมการที่ (4.37) และ (4.39) สามารถคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของตัวควบคุมลูบแรงดันไฟฟ้า K_1 ซึ่งแสดงดังสมการที่ (4.40) ดังนี้

$$K_1 = \frac{1}{R_1 C} \quad (4.40)$$

ภายใต้เงื่อนไขการออกแบบตัวควบคุม ความกว้างแถบ (Bandwidth) ของลูบแรงดันไฟฟ้า แสดงดังสมการที่ (4.41) ดังนี้

$$\omega_{nv} = \frac{1}{R_1 C} \quad (4.41)$$

จากรูปที่ 4.9 สามารถเขียนตัวควบคุมแบบพีไอให้อยู่ในรูปตามสมการที่ (4.42) ดังนี้

$$K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} = \frac{K_1(R_1 C s + 1)}{R_1 s} \quad (4.42)$$

จากสมการที่ (4.40) และ (4.42) สามารถเขียนพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ (K_{pv} และ K_{iv}) แสดงดังสมการที่ (4.43) และ (4.44) ดังนี้

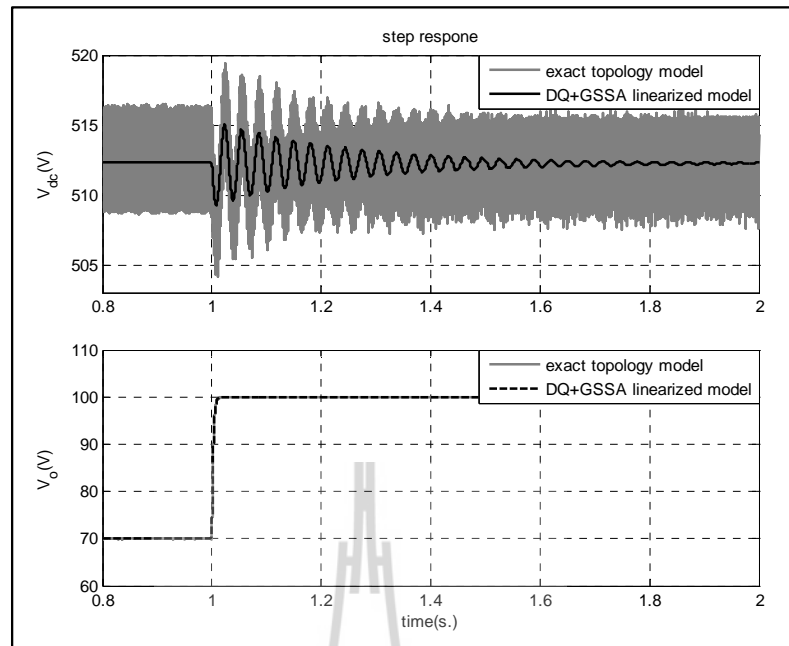
$$K_{pv} = K_1 C = \frac{1}{R_1} \quad (4.43)$$

$$K_{iv} = \frac{K_1}{R_1} = \frac{1}{R_1^2 C} \quad (4.44)$$

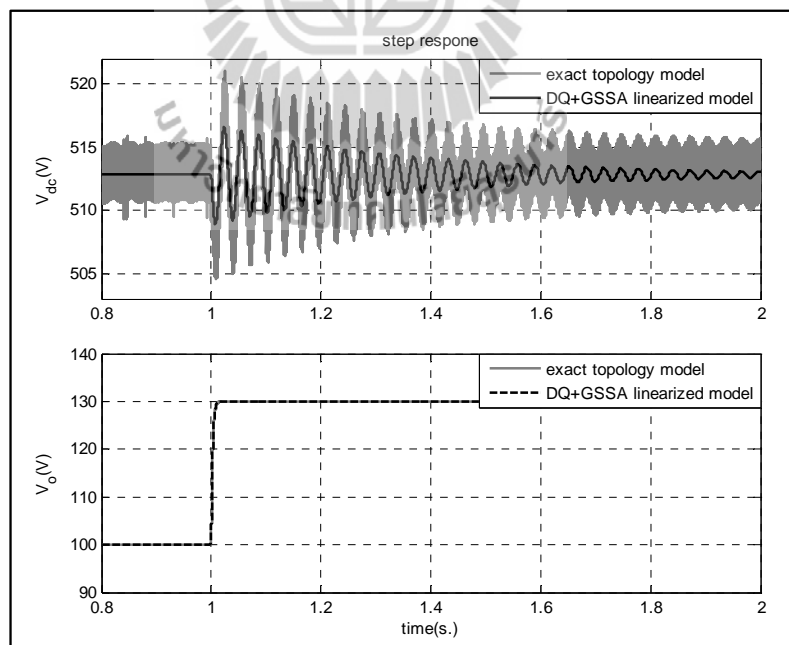
ตัวควบคุมแบบพีไอของรูปกระแสไฟฟ้าและรูปแรงดันไฟฟ้า สามารถออกแบบได้จากสมการที่ (4.34), (4.35), (4.43) และ (4.44) ตามลำดับ ซึ่งสมการของตัวควบคุมดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ของระบบ คือ อัตราส่วนการหน่วงของรูปแรงดันไฟฟ้า (ζ_v) และรูปกระแสไฟฟ้า (ζ_i), ความกว้างแถบของรูปแรงดันไฟฟ้า (ω_{nv}) และรูปกระแสไฟฟ้า (ω_{ni}) ตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับวิธีแบบดั้งเดิมในหัวข้อนี้ สามารถออกแบบได้โดยการเลือก $\zeta_v = 1$, $\zeta_i = 0.7$, $\omega_{nv} = 2\pi \times 400$ rad/s และ $\omega_{ni} = 2\pi \times 4000$ rad/s ดังนั้น พารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิม คือ $K_{pv} = 0.05$, $K_{iv} = 20$, $K_{pi} = 0.6819$ และ $K_{ii} = 1948$ เป็นต้น

4.3.5 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (4.23) จะอาศัยการจำลองสถานการณ์ของสัญญาณขนาดเล็กแบบชั่วคราวเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ของระบบในรูปที่ 4.7 โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB ดูได้จากภาคผนวก ข.3 ซึ่งพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของระบบแสดงดังตารางที่ 4.1 สำหรับรูปที่ 4.11 แสดงผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี (V_{dc}) และแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ (V_o) ที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตที่กำหนด (V_o^*) จาก 70 V ไปเป็น 100 V ที่เวลา 1 วินาที และ รูปที่ 4.12 แสดงผลการตอบสนองเช่นเดียวกันกับรูปที่ 4.12 โดยที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตที่กำหนด (V_o^*) จาก 100 V ไปเป็น 130 V



รูปที่ 4.11 ผลการตอบสนอง V_{dc} และ V_o ของระบบ ที่มีการเปลี่ยนแปลง V_o^* จาก 70 V ไปเป็น 100 V



รูปที่ 4.12 ผลการตอบสนอง V_{dc} และ V_o ของระบบ ที่มีการเปลี่ยนแปลง V_o^* จาก 100 V ไปเป็น 130 V

จากการเปรียบเทียบของรูปสัญญาณในรูปที่ 4.11 และ 4.12 จะสังเกตได้ว่า ผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ทั้งในสถานะชั่วคราว และสถานะอยู่ตัว ดังนั้น การสร้างแบบจำลองของระบบที่มีโพลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีตัวควบคุมด้วยวิธีดีคิว และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ถือเป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้อง แม่นยำ และสามารถนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพได้ เนื่องจากโพลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตมีพฤติกรรมเช่นเดียวกับโพลค้ำกำลังไฟฟ้าแบบอุดมคติ

4.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 4 นำเสนอวิธีการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโพลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีตัวควบคุมและไม่มีตัวควบคุม โดยใช้วิธีดีคิวสำหรับการวิเคราะห์ในส่วนของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปนำไปวิเคราะห์วงจรแปลงผันแบบบัคค์ ซึ่งในขั้นต้น ผู้วิจัยได้เริ่มจากการหาแบบจำลองของระบบที่มีโพลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม โดยได้อธิบายรายละเอียดเกี่ยวกับการหาแบบจำลองไว้พอสมควร ซึ่งผลจากการตรวจสอบความถูกต้องของระบบดังกล่าวถือว่าเป็นแบบจำลองที่มีความถูกต้องแม่นยำ จึงได้นำมาประยุกต์กับระบบที่มีโพลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีตัวควบคุมแบบพีไอ แบบจำลองที่ได้เป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้นและมีพารามิเตอร์ของตัวควบคุม ด้วยเหตุนี้ผู้วิจัยจึงได้ทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นด้วยอนุกรมเทอร์เลอร์อันดับ 1 และนำเสนอรายละเอียดเกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีแบบดั้งเดิม จากนั้นได้ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น จะสังเกตได้ว่า ผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ทั้งในสถานะชั่วคราว และสถานะอยู่ตัว ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นของระบบที่นำเสนอไว้ในบทนี้ ถือเป็นองค์ความรู้ในส่วนที่สำคัญสำหรับการนำไปประยุกต์การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่มีการต่อขนานของโพลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ ซึ่งจะเป็นเนื้อหาในส่วนของบทที่ 5 โดยรายละเอียดต่างๆ จะได้รับการนำเสนอต่อไป

บทที่ 5

วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผัน แบบบัคกึ่งขนานกัน

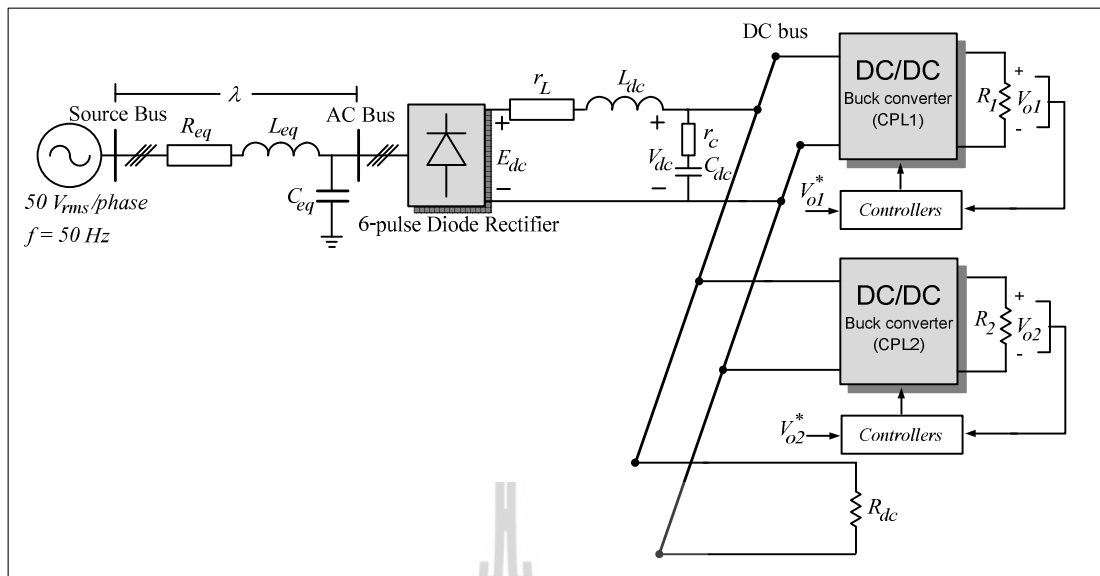
5.1 บทนำ

การเพิ่มจำนวนของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซีผ่านวงจรกรอง จะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบโดยตรงเพิ่มมากขึ้น ซึ่งการขาดเสถียรภาพนั้นอาจก่อให้เกิดความเสียหายต่อโครงสร้างของระบบไฟฟ้ากำลัง หรือส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของระบบควบคุมได้ ดังนั้น เนื้อหาในบทนี้ จึงนำเสนอการออกแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่งขนานกัน โดยใช้วิธีการร่วมกันระหว่างวิธีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ซึ่งอาศัยองค์ความรู้มาจากบทที่ 4 การทำให้เป็นเชิงเส้น การคำนวณค่าในสภาวะคงตัว การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ และการวิเคราะห์เสถียรภาพ อีกทั้งยังนำเสนอการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่มีผลต่อเสถียรภาพพร้อมการยืนยันผลด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์และการอภิปรายผล

5.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์

5.2.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาและสมมติฐาน

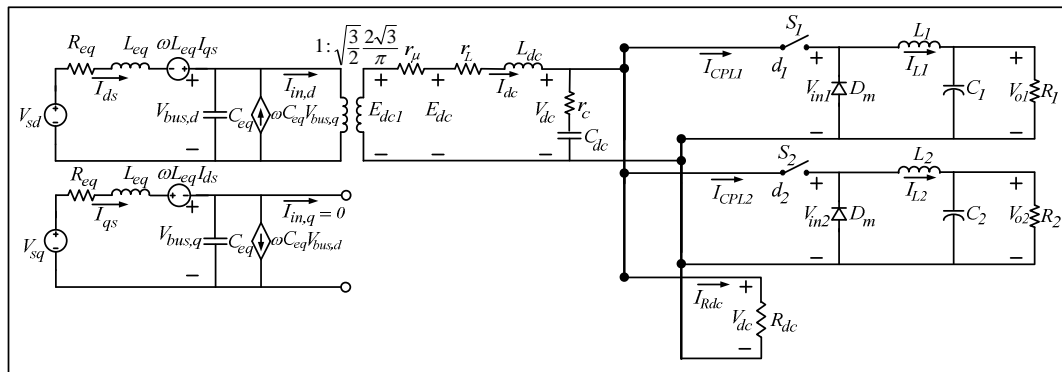
ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงดังรูปที่ 5.1 ประกอบด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสมดุล สายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ และวงจรกรองสัญญาณดีซีที่เชื่อมต่อกับโหลดตัวต้านทานและโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่งขนานกันที่มีการควบคุมทั้ง 2 ชุด ซึ่งโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่งขนานกันที่มีการควบคุม จะมีพฤติกรรมเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว โดยที่สามารถปรับแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมของโหลดตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ให้คงที่ได้ด้วยการปรับแรงดันจาก V_{o1}^* และ V_{o2}^* ตามลำดับ สำหรับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสและวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่งขนานกัน จะพิจารณาเงื่อนไขการพิสูจน์เช่นเดียวกับเงื่อนไขที่ได้อธิบายไว้แล้วในบทที่ 3



รูปที่ 5.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคคั่นกัน

5.2.2 การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เชิงพลวัตของระบบ

วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคคั่นกันในรูปแบบที่ 5.1 สามารถสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยใช้วิธีการร่วมกันระหว่างดีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป โดยในส่วนแรกจะใช้วิธีดีคิวสำหรับการพิสูจน์หาแบบจำลองเชิงพลวัตของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคคั่นกันโดยที่ไม่พิจารณาการควบคุมซึ่งสามารถแปลงวงจรให้อยู่ในรูปแบบบนแกนหมุนดีคิว โดยอาศัยการพิสูจน์ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์เช่นเดียวกับสมการที่ได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 3 และบทที่ 4 โดยสามารถกำหนดมุมเฟสการหมุนของสัญญาณการสวิตช์ ($\phi_1 = \phi$) ดังนั้น จะได้วงจรสมมูลอย่างง่ายแสดงดังรูปที่ 5.2 ดังนี้

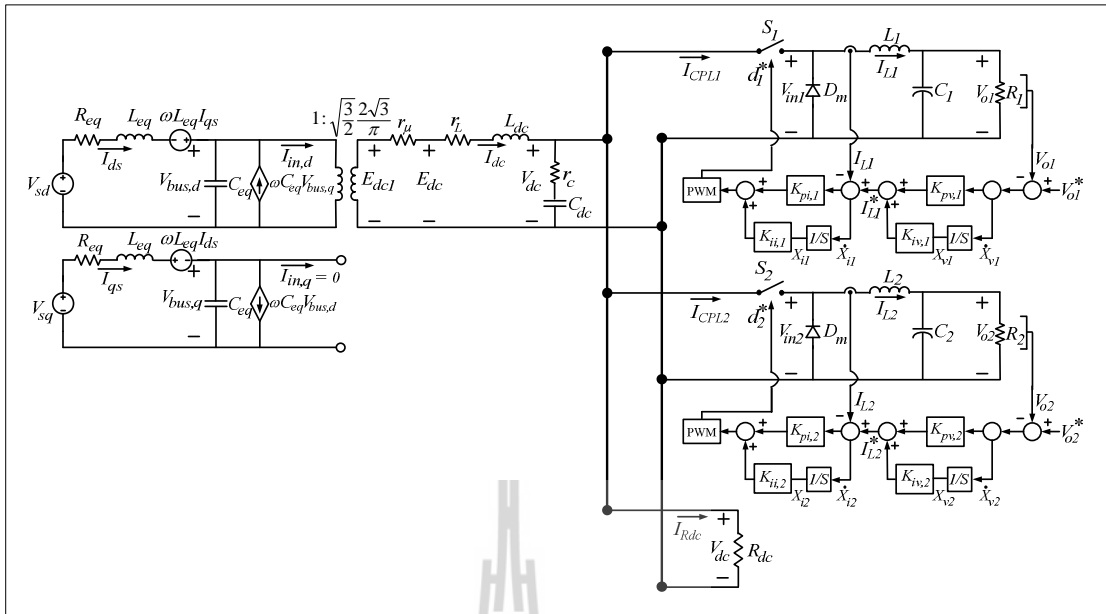


รูปที่ 5.2 วงจรสมมูลบนแกนดีคิว เมื่อ กำหนด $\phi_1 = \phi$

จากรูปที่ 5.2 พิจารณาจากวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์รวมทั้งสายส่งกำลังไฟฟ้าที่อยู่ฝั่งเอซี จะถูกเปลี่ยนให้อยู่บนแกนหมุนดีคิว โดยไดโอดเรียงกระแสสามเฟสได้ถูกเปลี่ยนให้ไปเป็นรูปของหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งจะทำให้เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กัเวลา สำหรับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป จะใช้สำหรับการกำจัดสัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบักค์ของทั้งสองชุด ซึ่งวิธีการพิสูจน์ของวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ได้อาศัยการพิสูจน์เช่นเดียวกันในบทที่ 4 โดยแบบจำลองเชิงพลวัตของระบบในรูปที่ 5.2 สามารถวิเคราะห์ด้วยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ และกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ ซึ่งมีสมการเชิงอนุพันธ์ที่ไม่ขึ้นอยู่กัเวลาแสดงสมการที่ (5.1) ดังนี้

$$\begin{cases}
 \dot{I}_{ds} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sd} \\
 \dot{I}_{qs} = -\omega I_{ds} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sq} \\
 \dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{ds} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\
 \dot{V}_{bus,q} = -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}} I_{qs} \\
 \dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}} V_{bus,d} - \left(\frac{r_\mu + r_L + r_c}{L_{dc}} \right) I_{dc} - \left(\frac{R_{dc} - r_c}{L_{dc} R_{dc}} \right) V_{dc} + \frac{r_c d_1}{L_{dc}} I_{L1} + \frac{r_c d_1}{L_{dc}} I_{L1} \\
 \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} - \frac{1}{C_{dc} R_{dc}} V_{dc} - \frac{d_1}{C_{dc}} I_{L1} - \frac{d_2}{C_{dc}} I_{L2} \\
 \dot{I}_{L1} = \frac{d_1}{L_1} V_{dc} - \frac{1}{L_1} V_{o1} \\
 \dot{V}_{o1} = \frac{1}{C_1} I_{L1} - \frac{1}{R_1 C_1} V_{o1} \\
 \dot{I}_{L2} = \frac{d_2}{L_2} V_{dc} - \frac{1}{L_2} V_{o2} \\
 \dot{V}_{o2} = \frac{1}{C_2} I_{L2} - \frac{1}{R_2 C_2} V_{o2}
 \end{cases} \quad (5.1)$$

สำหรับการพิสูจน์หาแบบจำลองเชิงพลวัตของระบบไฟฟ้ากำลังรวมถึงพิจารณาการควบคุมของโพลดวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งในรูปที่ 5.1 โครงสร้างภายในของตัวควบคุมที่พิจารณาเป็นตัวควบคุมแบบพีไอ โดยแบบออกเป็น 2 ลูป คือ ลูปการควบคุมกระแสไฟฟ้าเป็นลูปภายใน และลูปการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเป็นลูปภายนอก ซึ่งมีพารามิเตอร์สำหรับวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งทั้ง 2 ชุด คือ K_{pv1} , K_{iv1} , K_{pi1} , K_{ii1} , K_{pv2} , K_{iv2} , K_{pi2} และ K_{ii2} ตามลำดับ โดยแสดงดังรูปที่ 5.3 ดังนี้



รูปที่ 5.3 วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้ากำลังที่พิจารณาบนแกนหมุนดีคิวรวมถึงตัวควบคุมของวงจรแปลงผันแบบบักค์

สำหรับการวิเคราะห์โครงสร้างระบบควบคุมของวงจรแปลงผันแบบบักค์ทั้ง 2 ชุด ในรูปที่ 5.3 สามารถเขียนสมการของตัวควบคุมแบบพีไอให้อยู่ในรูป d_1^* และ d_2^* แสดงดังสมการที่ (5.2) ดังนี้

$$\begin{cases} d_1^* = -K_{pi,1}I_{L1} - K_{pv,1}K_{pi,1}V_{o1} + K_{iv,1}K_{pi,1}X_{v1} + K_{ii,1}X_{i1} + K_{pv,1}K_{pi,1}V_{o1} \\ d_2^* = -K_{pi,2}I_{L2} - K_{pv,2}K_{pi,2}V_{o2} + K_{iv,2}K_{pi,2}X_{v2} + K_{ii,2}X_{i2} + K_{pv,2}K_{pi,2}V_{o2} \end{cases} \quad (5.2)$$

พิจารณาจากตัวควบคุมแบบพีไอของวงจรแปลงผันแบบบักค์ทั้ง 2 ชุด จะเห็นได้ว่า X_{v1} , X_{v2} ของลูปแรงดัน และ X_{i1} , X_{i2} ของลูปกระแส จะกำหนดให้เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ อย่างไรก็ตามเมื่อวงจรแปลงผันแบบบักค์ที่มีการควบคุม การพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดำเนินการได้โดยการแทนค่า d_1 และ d_2 ในสมการที่ (5.1) ด้วย d_1^* และ d_2^* จากสมการที่ (5.2) ดังนั้นจะได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์เชิงพลวัตของระบบในรูปที่ 5.1 ที่ได้จากการพิสูจน์ด้วยวิธีคิควและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ซึ่งสามารถเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แสดงดังสมการที่ (5.3) ดังนี้

$$\begin{cases}
\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} \\
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} = \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} - \left(\frac{R_{dc} - r_c}{L_{dc} R_{dc}} \right) V_{dc} - \frac{r_c K_{pi,1}}{L_{dc}} I_{L1}^2 - \frac{r_c K_{pv,1} K_{pi,1}}{L_{dc}} I_{L1} V_{o1} \\
+ \frac{r_c K_{iv,1} K_{pi,1}}{L_{dc}} I_{L1} X_{v1} + \frac{r_c K_{ii,1}}{L_{dc}} I_{L1} X_{i1} + \frac{r_c K_{pv,1} K_{pi,1}}{L_{dc}} I_{L1} V_{o1}^* - \frac{r_c K_{pi,2}}{L_{dc}} I_{L2}^2 \\
- \frac{r_c K_{pv,2} K_{pi,2}}{L_{dc}} I_{L2} V_{o2} + \frac{r_c K_{iv,2} K_{pi,2}}{L_{dc}} I_{L2} X_{v2} + \frac{r_c K_{ii,2}}{L_{dc}} I_{L2} X_{i2} + \frac{r_c K_{pv,2} K_{pi,2}}{L_{dc}} I_{L2} V_{o2}^* \\
\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} + \frac{1}{C_{dc} R_{dc}} V_{dc} + \frac{K_{pi,1}}{C_{dc}} I_{L1}^2 + \frac{K_{pv,1} K_{pi,1}}{C_{dc}} I_{L1} V_{o1} - \frac{K_{iv,1} K_{pi,1}}{C_{dc}} I_{L1} X_{v1} - \frac{K_{ii,1}}{C_{dc}} I_{L1} X_{i1} \\
- \frac{K_{pv,1} K_{pi,1}}{C_{dc}} I_{L1} V_{o1}^* - \frac{K_{pv,1} K_{pi,1}}{C_{dc}} I_{L1} V_{o1}^* + \frac{K_{pi,2}}{C_{dc}} I_{L2}^2 + \frac{K_{pv,2} K_{pi,2}}{C_{dc}} I_{L2} V_{o2} - \frac{K_{iv,2} K_{pi,2}}{C_{dc}} I_{L2} X_{v2} \\
- \frac{K_{ii,2}}{C_{dc}} I_{L2} X_{i2} - \frac{K_{pv,2} K_{pi,2}}{C_{dc}} I_{L2} V_{o2}^* \\
\dot{I}_{L1} = -\frac{K_{pi,1}}{L_1} V_{dc} I_{L1} - \frac{K_{pv,1} K_{pi,1}}{L_1} V_{dc} V_{o1} - \frac{V_{o1}}{L_1} + \frac{K_{iv,1} K_{pi,1}}{L_1} V_{dc} X_{v1} + \frac{K_{ii,1}}{L_1} V_{dc} X_{i1} + \frac{K_{pv,1} K_{pi,1}}{L_1} V_{dc} V_{o1}^* \\
\dot{V}_{o1} = \frac{1}{C_1} I_{L1} - \frac{1}{R_1 C_1} V_{o1} \\
\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}}{L_2} V_{dc} I_{L2} - \frac{K_{pv,2} K_{pi,2}}{L_2} V_{dc} V_{o2} - \frac{V_{o2}}{L_2} + \frac{K_{iv,2} K_{pi,2}}{L_2} V_{dc} X_{v2} + \frac{K_{ii,2}}{L_2} V_{dc} X_{i2} + \frac{K_{pv,2} K_{pi,2}}{L_2} V_{dc} V_{o2}^* \\
\dot{V}_{o2} = \frac{1}{C_2} I_{L2} - \frac{1}{R_2 C_2} V_{o2} \\
\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} \quad (5.3)$$

จากสมการที่ (5.3) จะเห็นได้ว่า เมื่อพิจารณาตัวควบคุมของวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งของทั้ง 2 ชุด แบบจำลองเชิงพลวัตของระบบที่ได้รับการอธิบายไว้ในสมการที่ (5.1) ได้ถูกนำมาใช้เป็นสมการที่ (5.3) ซึ่งมีพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ รวมถึงตัวแปรสถานะ X_{v1} , X_{v2} , X_{i1} และ X_{i2} ที่เพิ่มเข้ามาในแบบจำลอง นอกจากนี้ แบบจำลองเชิงพลวัตของระบบยังเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้น จากสมการที่ (5.3) สามารถทำให้เป็นเชิงเส้นโดยใช้วิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์ อันดับ 1 ซึ่งรายละเอียดของการทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้น จะได้รับการนำเสนอในหัวข้อที่ 5.2.3

5.2.3 การทำให้เป็นเชิงเส้น

จากสมการที่ (5.3) สามารถทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นได้ โดยอาศัยวิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์ อันดับ 1 ซึ่งสามารถเขียนแบบจำลองที่ทำให้เป็นเชิงเส้นจากสมการที่ (5.3) แสดงดังสมการที่ (5.4) ดังนี้

$$\begin{cases} \delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \end{cases} \quad (5.4)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} \delta \mathbf{x} &= [\delta I_{ds} \quad \delta I_{qs} \quad \delta V_{bus,d} \quad \delta V_{bus,q} \quad \delta I_{dc} \quad \delta V_{dc} \quad \delta I_{L1} \quad \delta V_{o1} \quad \delta X_{v1} \quad \delta X_{i1} \quad \delta I_{L2} \quad \delta V_{o2} \quad \delta X_{v2} \quad \delta X_{i2}]^T \\ \delta \mathbf{u} &= [\delta V_m \quad \delta V_{o1}^* \quad \delta V_{o2}^*]^T \\ \delta \mathbf{y} &= [\delta V_{dc} \quad \delta V_{o1} \quad \delta V_{o2}]^T \end{aligned}$$

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 (5.5) ดังนี้



$$\mathbf{A}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \omega & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 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 \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \omega & -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}} & 0 & -\frac{(r_\mu + r_L + r_c)}{L_{dc}} & -\left(\frac{R_{dc} - r_c}{L_{dc} R_{dc}}\right) & a(5,7) & -\frac{r_c K_{pv,1} K_{pi,1} I_{L1,o}}{L_{dc}} & \frac{r_c K_{iv,1} K_{pi,1} I_{L1,o}}{L_{dc}} & \frac{r_c K_{ii,1} I_{L1,o}}{L_{dc}} & a(5,11) & -\frac{r_c K_{pv,2} K_{pi,2} I_{L2,o}}{L_{dc}} & \frac{r_c K_{iv,2} K_{pi,2} I_{L2,o}}{L_{dc}} & \frac{r_c K_{ii,2} I_{L2,o}}{L_{dc}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{dc}} & 0 & a(6,7) & \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} I_{L1,o}}{C_{dc}} & -\frac{K_{iv,1} K_{pi,1} I_{L1,o}}{C_{dc}} & -\frac{K_{ii,1} I_{L1,o}}{C_{dc}} & a(6,11) & \frac{K_{pv,2} K_{pi,2} I_{L2,o}}{C_{dc}} & -\frac{K_{iv,2} K_{pi,2} I_{L2,o}}{C_{dc}} & -\frac{K_{ii,2} I_{L2,o}}{C_{dc}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a(7,6) & -\frac{K_{pi,1} V_{dc,o}}{L_1} & -\frac{K_{pv,1} K_{pi,1} V_{dc,o} + 1}{L_1} & \frac{K_{vi,1} K_{pi,1} V_{dc,o}}{L_1} & 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 & 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 & 0 & a(11,6) & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{pi,2} V_{dc,o}}{L_2} & -\frac{K_{pv,2} K_{pi,2} V_{dc,o} + 1}{L_2} & \frac{K_{vi,2} K_{pi,2} V_{dc,o}}{L_2} & \frac{K_{ii,2} V_{dc,o}}{L_2} \\ 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 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{pv,2} & -K_{iv,2} & 0 & 0 \end{bmatrix}_{14 \times 14}$$

$$a(5,7) = -\frac{2r_c K_{pi,1} I_{L1,o}}{L_{dc}} - \frac{r_c K_{pv,1} K_{pi,1} V_{o1,o}}{L_{dc}} + \frac{r_c K_{iv,1} K_{pi,1} X_{v1,o}}{L_{dc}} + \frac{r_c K_{ii,1} X_{i1,o}}{L_{dc}} + \frac{r_c K_{pv,1} K_{pi,1} V_{o1,o}^*}{L_{dc}} \quad a(6,7) = \frac{2K_{pi,1} I_{L1,o}}{C_{dc}} + \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} V_{o1,o}}{C_{dc}} - \frac{K_{iv,1} K_{pi,1} X_{v1,o}}{C_{dc}} - \frac{K_{ii,1} X_{i1,o}}{C_{dc}} - \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} V_{o1,o}^*}{C_{dc}}$$

$$a(5,11) = -\frac{2r_c K_{pi,2} I_{L2,o}}{L_{dc}} - \frac{r_c K_{pv,2} K_{pi,2} V_{o2,o}}{L_{dc}} + \frac{r_c K_{iv,2} K_{pi,2} X_{v2,o}}{L_{dc}} + \frac{r_c K_{ii,2} X_{i2,o}}{L_{dc}} + \frac{r_c K_{pv,2} K_{pi,2} V_{o2,o}^*}{L_{dc}} \quad a(6,11) = \frac{2K_{pi,2} I_{L2,o}}{C_{dc}} + \frac{K_{pv,2} K_{pi,2} V_{o2,o}}{C_{dc}} - \frac{K_{iv,2} K_{pi,2} X_{v2,o}}{C_{dc}} - \frac{K_{ii,2} X_{i2,o}}{C_{dc}} - \frac{K_{pv,2} K_{pi,2} V_{o2,o}^*}{C_{dc}}$$

$$a(7,6) = -\frac{K_{pi,1}I_{L1,o}}{L_1} - \frac{K_{pv,1}K_{pi,1}V_{o1,o}}{L_1} + \frac{K_{iv,1}K_{pi,1}X_{v1,o}}{L_1} + \frac{K_{ii,1}X_{i1,o}}{L_1} + \frac{K_{pv,1}K_{pi,1}V_{o1,o}^*}{L_1}$$

$$a(11,6) = -\frac{K_{pi,2}I_{L2,o}}{L_2} - \frac{K_{pv,2}K_{pi,2}V_{o2,o}}{L_2} + \frac{K_{iv,2}K_{pi,2}X_{v2,o}}{L_2} + \frac{K_{ii,2}X_{i2,o}}{L_2} + \frac{K_{pv,2}K_{pi,2}V_{o2,o}^*}{L_2}$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\cos(\lambda_o)}{L_{eq}} & 0 & 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\sin(\lambda_o)}{L_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{r_c K_{pv,1} K_{pi,1} I_{L1,o}}{L_{dc}} & \frac{r_c K_{pv,2} K_{pi,2} I_{L2,o}}{L_{dc}} \\ 0 & \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} I_{L1,o}}{C_{dc}} & \frac{K_{pv,2} K_{pi,2} I_{L2,o}}{C_{dc}} \\ 0 & \frac{K_{pv,1} K_{pi,1} V_{dc,o}}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & K_{pv,1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_{pv,2} K_{pi,2} V_{dc,o}}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & K_{pv,2} \end{bmatrix}_{14 \times 3}$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 14}$$

$$\mathbf{D}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 3}$$

(5.5)



5.2.1 การคำนวณค่าในสถานะคงตัว

แบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (5.4) มีความสอดคล้องสำหรับการคำนวณหาค่า $V_{dc,o}$, λ_o , $V_{o1,o}$, $V_{o2,o}$, $I_{L1,o}$, $I_{L2,o}$, $X_{v1,o}$, $X_{v2,o}$, $X_{i1,o}$, และ $X_{i2,o}$ โดยในครั้งแรกสามารถประยุกต์สมการการไหลกำลังไฟฟ้าสำหรับการคำนวณค่าในสถานะอยู่ตัวทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับ ในที่นี้คือ $V_{bus,o}$ และ λ_o ซึ่งได้มีการพิสูจน์ไว้ในบทที่ 4 ดังนั้น ค่าในสถานะคงตัวที่สอดคล้องกับแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (5.4) สามารถคำนวณได้จากค่า $V_{bus,o}$ และ λ_o โดยอาศัยสมการที่ (5.6) ดังนี้

$$\begin{cases} V_{dc,o} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} (\sqrt{2}V_{bus,o}) - \frac{3L_{eq}\omega}{\pi} I_{dc,o} - r_L I_{dc,o} \\ V_{o1,o} = V_{o1}^*, \quad V_{o2,o} = V_{o2}^* \\ I_{L1,o} = \frac{V_{o1,o}}{R_1}, \quad I_{L2,o} = \frac{V_{o2,o}}{R_2} \\ X_{v1,o} = \frac{I_{L1,o}}{K_{iv,1}}, \quad X_{v2,o} = \frac{I_{L2,o}}{K_{iv,2}} \\ X_{i1,o} = \frac{V_{o1}}{K_{ii,1}V_{dc,o}}, \quad X_{i2,o} = \frac{V_{o2}}{K_{ii,2}V_{dc,o}} \end{cases} \quad (5.6)$$

โดยที่

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

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

5.2.2 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ

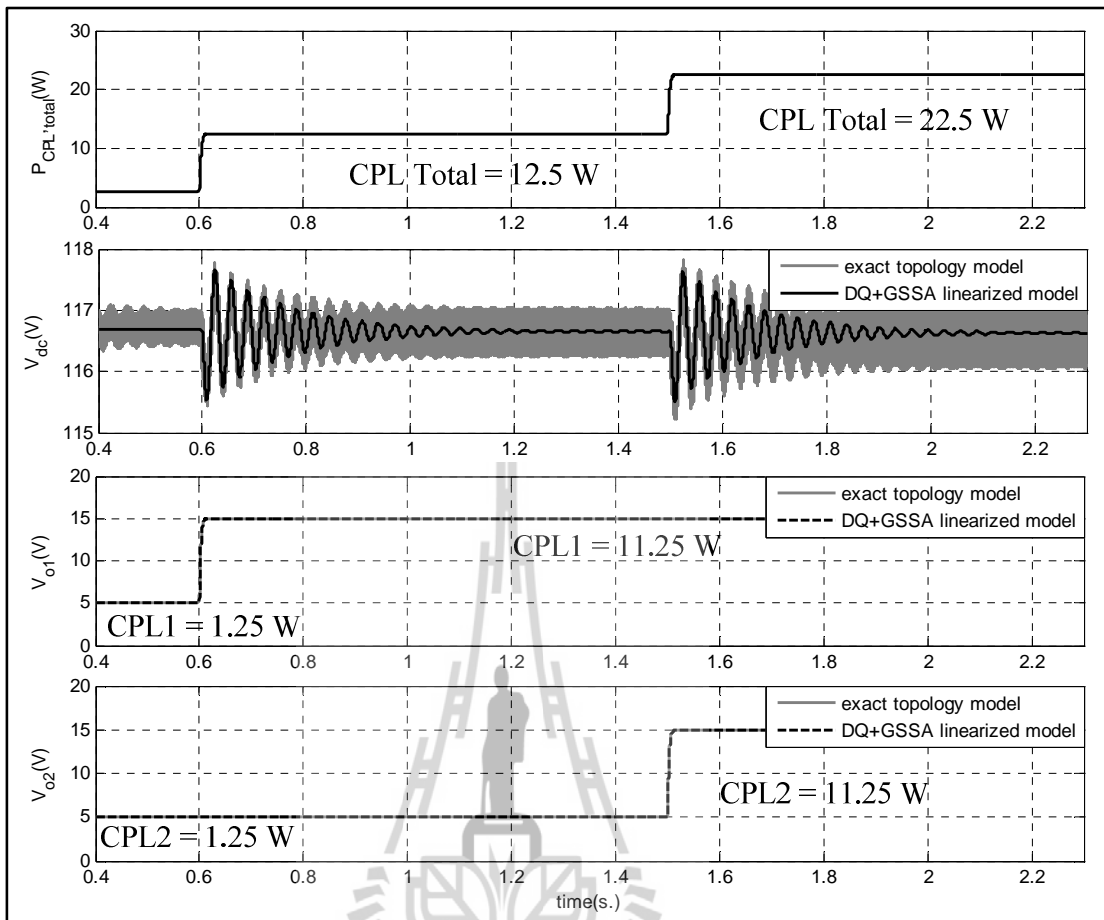
แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (5.4) จะอาศัยการจำลองสถานการณ์ของสัญญาณขนาดเล็บบนตัวเครื่อง เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ของระบบในรูปแบบที่ 5.1 โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB คู่มือได้จากภาคผนวก ข.4 ซึ่งพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของระบบแสดงดังตารางที่ 5.1

พร้อมด้วยพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ควบคุมแรงดันไฟฟ้าและอุปกรณ์ควบคุมกระแสไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบัก์ค์ที่ได้รับการออกแบบไว้ในบทที่ 4 สามารถแสดงได้ดังนี้ $K_{pv1} = K_{pv2} = 0.05$, $K_{iv1} = K_{iv2} = 50$, $K_{iv1} = K_{iv2} = 0.7728$, และ $K_{ii1} = K_{ii2} = 11040$ ตามลำดับ

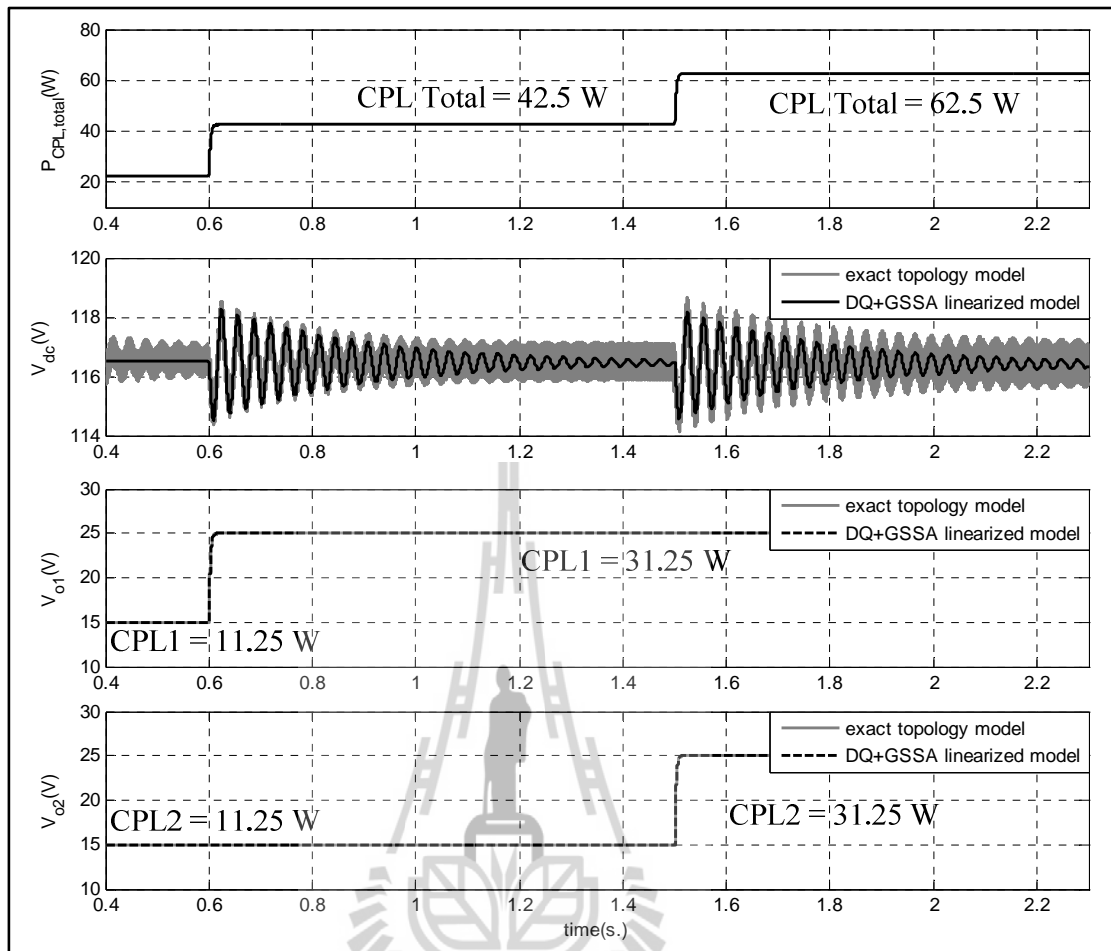
ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 5.1

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
V_s	50 V _{rms/phase}	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
ω	$2\pi \times 50$ rad/s	ความถี่ของระบบ
R_{eq}	0.1 Ω	ความต้านทานของสายส่ง
L_{eq}	24 μ H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
C_{eq}	2 nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
r_L	0.01 Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ
L_{dc} ($\Delta I_{dc} \leq 1.5$ A)	50 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
C_{dc} ($\Delta V_{dc} \leq 30$ V)	500 μ F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
r_c	0.4 Ω	ความต้านทานภายในตัวเก็บประจุ
R_{dc}	500 Ω	ความต้านทานที่เชื่อมต่อกับวงจรกรอง
$L_1 = L_2$ ($\Delta I_{dc} \leq 0.1$ A)	15 mH	ความเหนี่ยวนำของโพลดวงจรแปลงผันแบบบัก์ค์
$C_1 = C_2$ ($\Delta V_{dc} \leq 10$ mV)	125 μ F	ความจุไฟฟ้าของโพลดวงจรแปลงผันแบบบัก์ค์
$R_1 = R_2$	20 Ω	ความต้านทานของโพลดวงจรแปลงผันแบบบัก์ค์

รูปที่ 5.4 แสดงผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี (V_{dc}) แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัก์ค์ชุดที่ 1 (V_{o1}) และ แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัก์ค์ชุดที่ 2 (V_{o2}) โดยมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตที่กำหนดของวงจรแปลงผันแบบบัก์ค์ชุดที่ 1 (V_{o1}^*) และชุดที่ 2 (V_{o2}^*) จาก 5 V ไปเป็น 15 V ที่เวลา 0.6 วินาที และ จาก 5 V ไปเป็น 15 V ที่เวลา 1.5 วินาที ตามลำดับ สำหรับรูปที่ 5.5 แสดงผลการตอบสนองเช่นเดียวกันกับรูปที่ 5.4 โดยมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตที่กำหนดของวงจรแปลงผันแบบบัก์ค์ชุดที่ 1 (V_{o1}^*) และชุดที่ 2 (V_{o2}^*) จาก 15 V ไปเป็น 25 V ที่เวลา 0.6 วินาที และ จาก 15 V ไปเป็น 25 V ที่เวลา 1.5 วินาที ตามลำดับ



รูปที่ 5.4 ผลการตอบสนอง V_{dc} , V_{o1} และ V_{o2} ของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 5.1
ที่มีการเปลี่ยนแปลง V_{o1}^* และ V_{o2}^*



รูปที่ 5.5 ผลการตอบสนอง V_{dc} , V_{o1} และ V_{o2} ของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 5.1
ที่มีการเปลี่ยนแปลง V_{od}^* และ V_{o2}^*

จากผลการเปรียบเทียบของรูปสัญญาณในรูปที่ 5.4 และ 5.5 จะสังเกตได้ว่า ผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ทั้งในสถานะชั่วคราว และสถานะอยู่ตัว ดังนั้น จึงยืนยันได้ว่า การสร้างแบบจำลองด้วยวิธีดิว และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปของระบบไฟฟ้ากำลังที่มีการต่อขนานของโหลดวงจรแปลงผันแบบบักก์ที่มีการควบคุมและโหลดความต้านทานถือเป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้อง แม่นยำ จึงสามารถนำแบบจำลองดังกล่าวไปวิเคราะห์เสถียรภาพโดยอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง ซึ่งรายละเอียดการวิเคราะห์เสถียรภาพจะได้รับการนำเสนอในหัวข้อที่ 5.3

5.1 การวิเคราะห์เสถียรภาพ

แบบจำลองเชิงพลวัตของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบ บั๊กคั่นานกันที่ได้จากสมการที่ (5.4) มีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับการศึกษาและการตรวจสอบ เสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่จ่ายโหลดให้กับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ดังนั้น แบบจำลองที่เป็นเชิง เส้นในสมการที่ (5.4) ได้อาศัยทฤษฎีบทค่าเฉพาะนำมาใช้ในการพิจารณาเสถียรภาพของระบบ ค่า เฉพาะสามารถคำนวณได้จากเมทริกซ์จาโคเบียน $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ ดังสมการที่ (5.7) ดังนี้

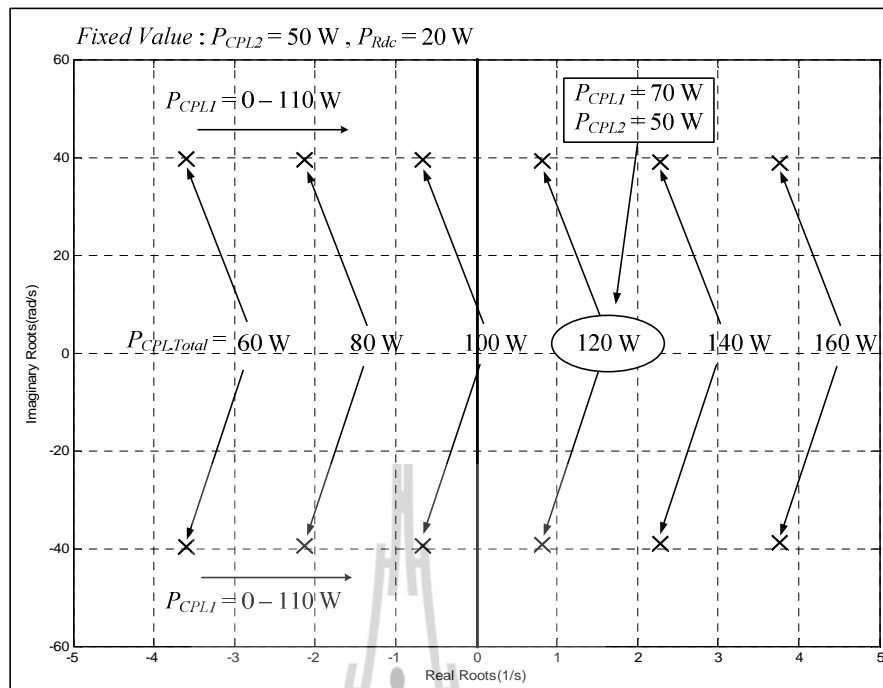
$$\det[\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}] = 0 \quad (5.7)$$

และถ้าระบบมีเสถียรภาพ สามารถเขียนแสดงดังสมการที่ (5.8) ดังนี้

$$\text{real } \lambda_i < 0 \quad (5.8)$$

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

การตรวจสอบเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 5.1 ค่าเฉพาะที่คำนวณได้จาก แบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น ประกอบไปด้วย $\lambda_1 - \lambda_{14}$ โดยค่าเฉพาะสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพ จะพิจารณาเฉพาะ λ_5 และ λ_6 เนื่องจากเป็นค่าเฉพาะที่มีผลต่อเสถียรภาพมากที่สุด ซึ่งแสดงได้ดัง รูปที่ 5.6 ดังนี้

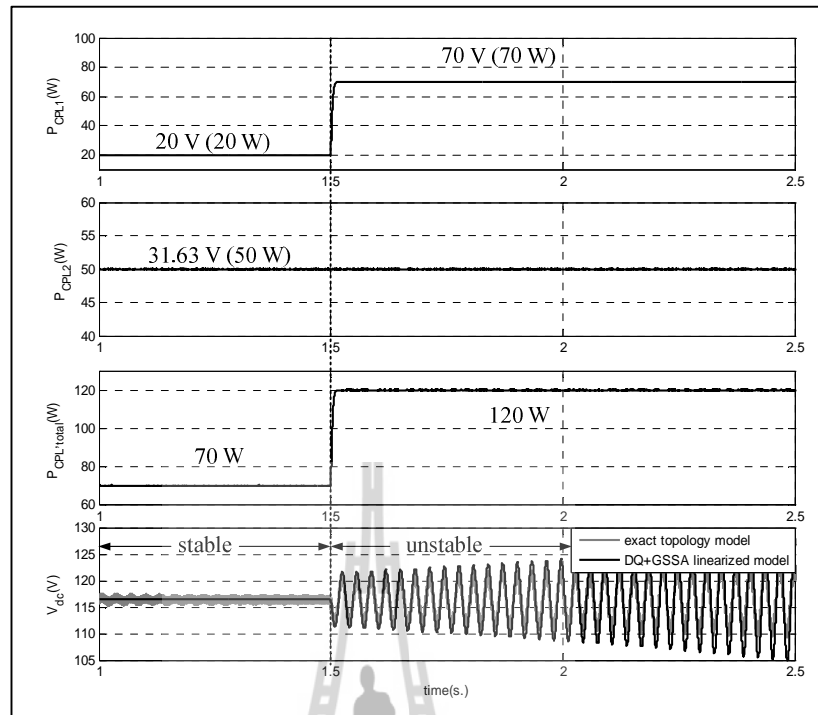


รูปที่ 5.6 ค่าเจาะจงที่ใช้สำหรับพิจารณาการวิเคราะห์เสถียรภาพ

จากรูปที่ 5.6 เป็นการพิจารณาผลการเปลี่ยนแปลงของโหนด วงจรแปลงผันแบบบัคค์ชดที่ 1 (P_{CPL1}) จาก 0 – 110 W โดยกำหนดให้โหนดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ชดที่ 2 (P_{CPL2}) และโหนดความต้านทานที่เชื่อมต่อกับวงจรกรอง (P_{Rdc}) มีค่ากำลังไฟฟ้ามี่ค่า 50 W และ 27 W ตามลำดับ ซึ่งสังเกตได้ว่า ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 5.1 สามารถเปลี่ยนไปเป็นระบบที่ขาดเสถียรภาพได้เมื่อโหนดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ชดที่ 1 มีค่าประมาณ 70 W หรือผลรวมของโหนดกำลังไฟฟ้าคงตัว ($P_{CPL.Total}$) มีค่าประมาณ 120 W ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการแสดงดังสมการที่ (5.9)

$$P_{CPLtotal} = P_{CPL1} + P_{CPL2} \quad (5.9)$$

สำหรับการยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบในรูปที่ 5.1 จะอาศัยผลการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังเช่นเดียวกันกับการตรวจความถูกต้องของแบบจำลองที่ได้รับการนำเสนอในหัวข้อที่ผ่านมา ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ แสดงดังรูปที่ 5.7 ดังนี้



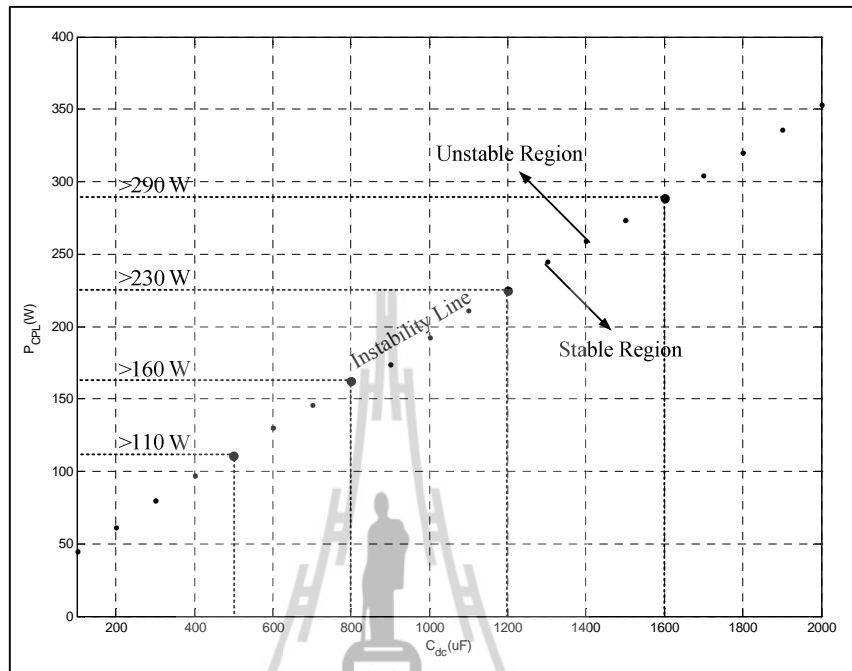
รูปที่ 5.7 การยืนยันการวิเคราะห์เสถียรภาพของการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์

จากรูปที่ 5.7 สังเกตได้ว่า เมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าแบบอุดมคติมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 120 W จะทำให้ขนาดของแรงดันเอาต์พุตดีซี (V_{dc}) เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เพิ่มมากขึ้น หรือเรียกว่า การขาดเสถียรภาพของระบบ ดังนั้น แบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นที่ได้อาศัยทฤษฎีค่าเจาะจงมาใช้ในการพิจารณาการวิเคราะห์เสถียรภาพ ซึ่งสามารถคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ นอกจากนี้ ยังได้นำทฤษฎีค่าเจาะจงมาประยุกต์ใช้สำหรับการวิเคราะห์ผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่มีต่อเสถียรภาพ ซึ่งรายละเอียดต่างๆ จะได้รับการนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.4

5.2 การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่มีผลต่อเสถียรภาพของระบบ

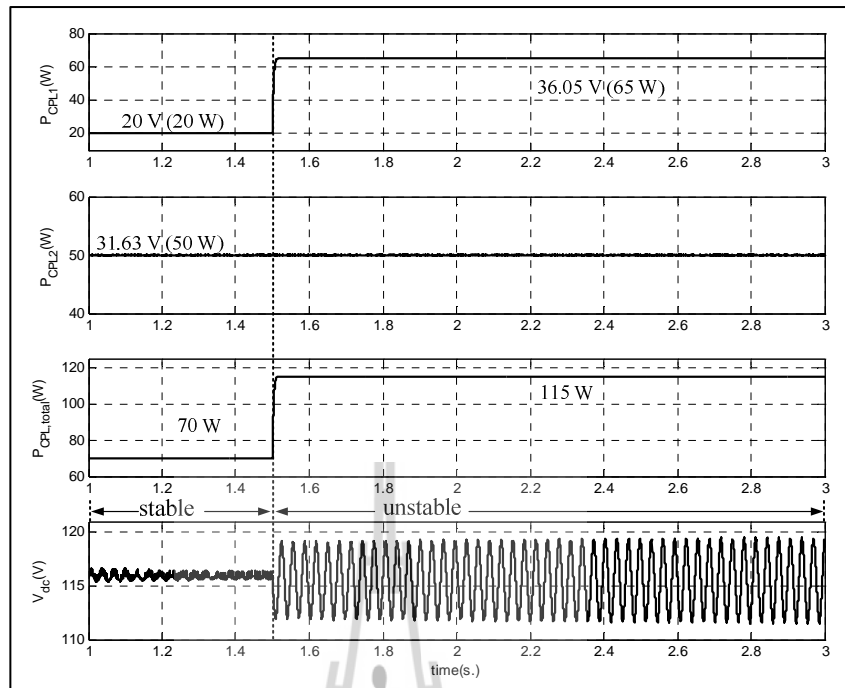
แบบจำลองเชิงพลวัตสามารถนำไปใช้สำหรับการคาดเดาการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบที่มีผลต่อเสถียรภาพได้โดยอาศัยทฤษฎีค่าเจาะจง โดยทั่วไป พารามิเตอร์ของสายส่งกำลังไฟฟ้าจะเปลี่ยนแปลงตามความยาวของสายเคเบิล ในขณะที่พารามิเตอร์ของวงจรกรองสัญญาณดีซีในที่นี้คือ L_{dc} และ C_{dc} ซึ่งจะขึ้นอยู่กับกรอกแบบด้วยวิศวกร ดังนั้น จึงเป็นเรื่องที่น่าสนใจสำหรับการศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรกรองสัญญาณดีซีที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ ซึ่งผลการวิเคราะห์สามารถแสดงเป็นแผนภาพได้ดังต่อไปนี้

รูปที่ 5.8 แสดงผลการมีเสถียรภาพและการขาดเสถียรภาพที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่า C_{dc} ของระบบตั้งแต่ 200 – 2000 μF ซึ่งค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ กำหนดให้มีค่าตามตารางที่ 5.1

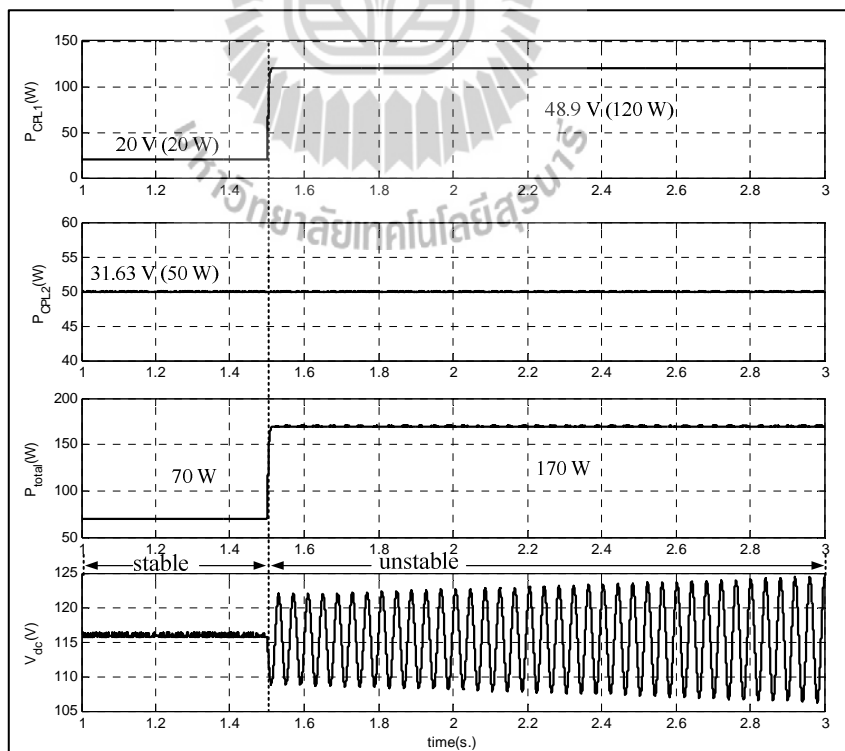


รูปที่ 5.8 ผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ C_{dc} ที่มีผลต่อเสถียรภาพ

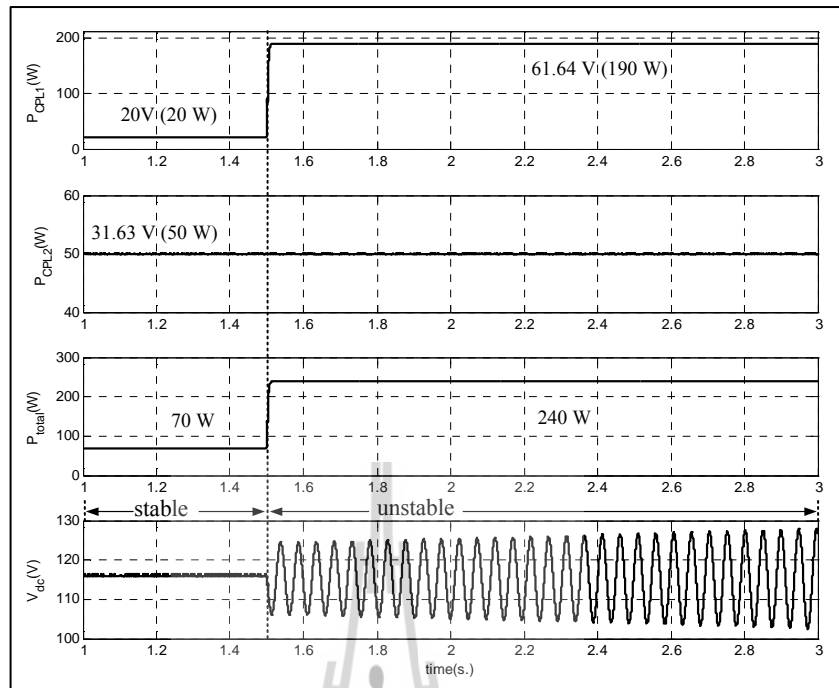
จากรูปที่ 5.8 สังเกตได้ว่าเมื่อพารามิเตอร์ C_{dc} มีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้ระบบไฟฟ้ามีเสถียรภาพเพิ่มขึ้น และเมื่อพารามิเตอร์ C_{dc} มีค่าน้อยลงจะทำให้ระบบไฟฟ้ามีเสถียรภาพน้อยลงเช่นกัน สำหรับการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพจากรูปที่ 5.8 เมื่อ C_{dc} มีค่า 500, 800, 1200 และ 1600 μF แสดงดังรูปที่ 5.9, 5.10, 5.11 และ 5.12 ตามลำดับ



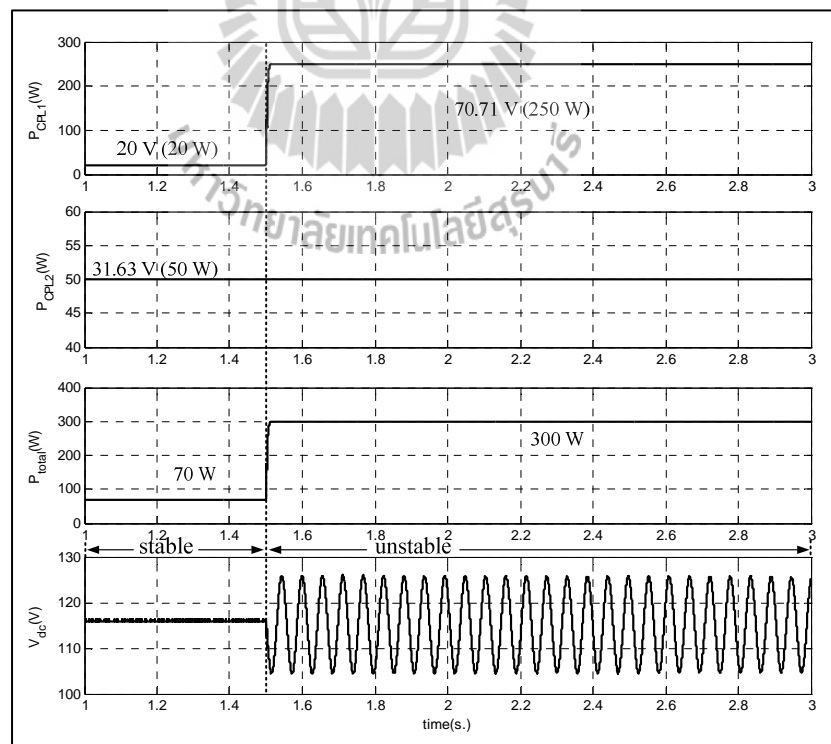
รูปที่ 5.9 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPLtotal} = 115$ W เมื่อกำหนดให้ $C_{dc} = 500$ μ F



รูปที่ 5.10 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPLtotal} = 170$ W เมื่อกำหนดให้ $C_{dc} = 800$ μ F



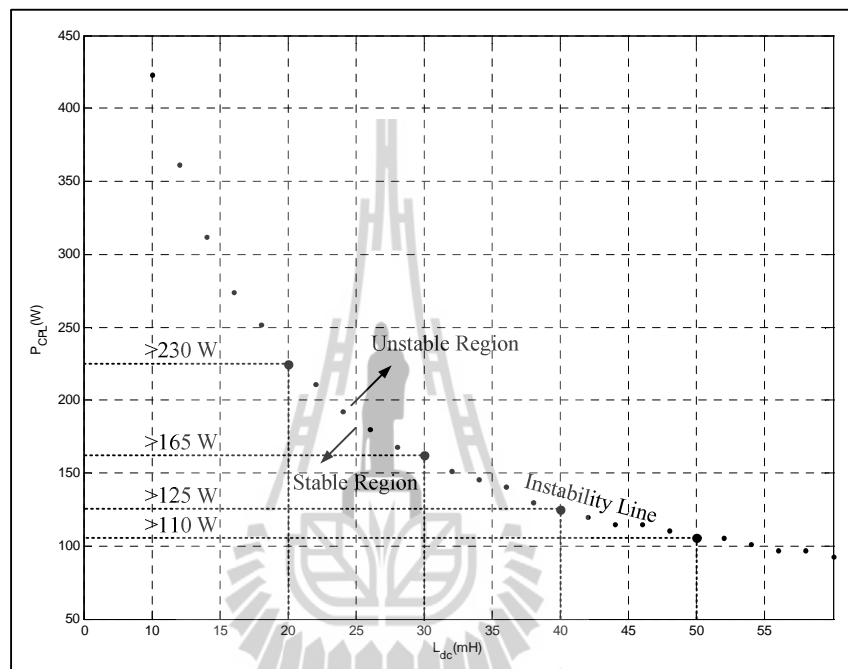
รูปที่ 5.11 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL,total} = 240$ W เมื่อกำหนดให้ $C_{dc} = 1200$ μ F



รูปที่ 5.12 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL,total} = 300$ W เมื่อกำหนดให้ $C_{dc} = 1600$ μ F

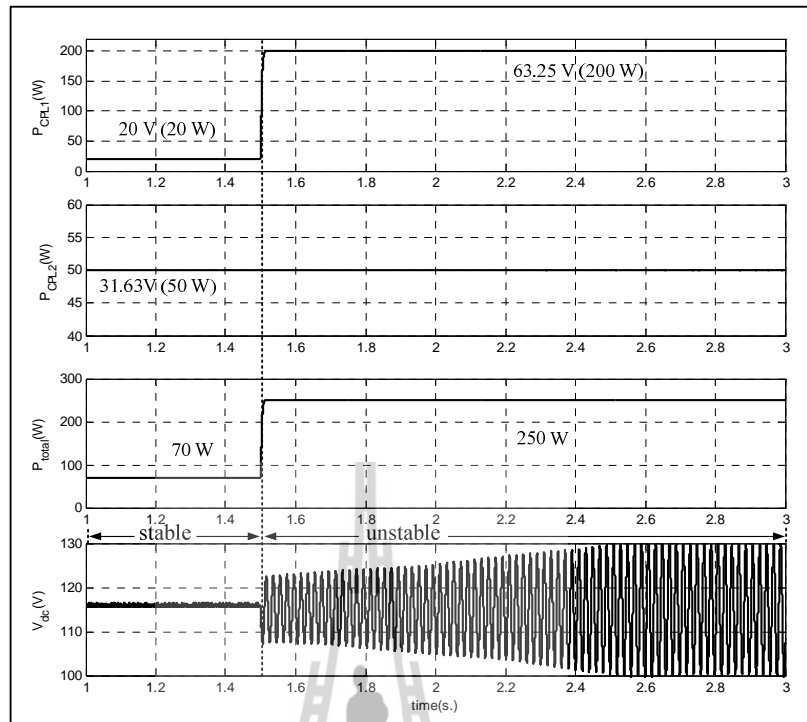
จากรูปที่ 5.9, 5.10, 5.11 และ 5.12 สังเกตได้ว่า การขึ้นชั้นผลการคาดเดาการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ โดยที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้า C_{dc} ของวงจรกรองสัญญาณดีซี มีความถูกต้องแม่นยำและสอดคล้องตามรูปที่ 5.7

รูปที่ 5.13 แสดงผลการมีเสถียรภาพและการขาดเสถียรภาพที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่า L_{dc} ของระบบตั้งแต่ 10 – 60 mH ซึ่งค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ กำหนดให้มีค่าตามตารางที่ 5.1

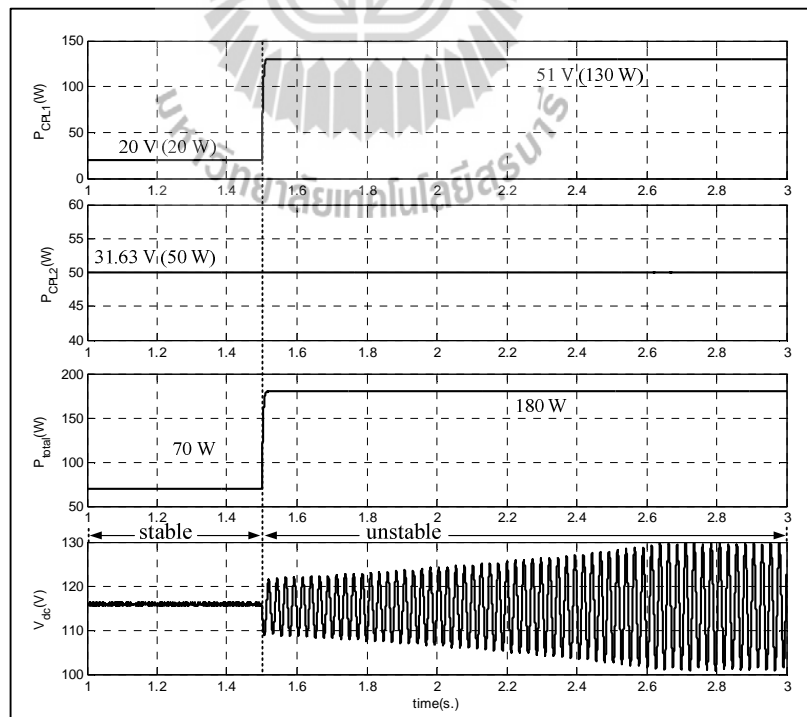


รูปที่ 5.13 ผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ L_{dc} ที่มีผลต่อเสถียรภาพ

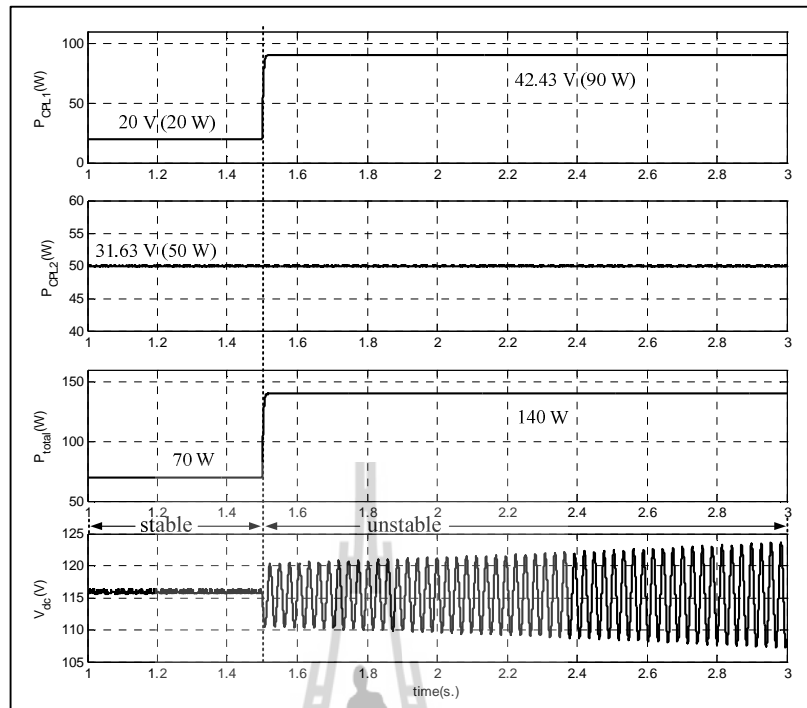
จากรูปที่ 5.13 สังเกตได้ว่าเมื่อพารามิเตอร์ L_{dc} มีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้ระบบไฟฟ้ามีเสถียรภาพน้อยลง และเมื่อพารามิเตอร์ L_{dc} มีค่าน้อยลงจะทำให้ระบบไฟฟ้ามีเสถียรภาพเพิ่มขึ้นเช่นกัน สำหรับการขึ้นชั้นผลการวิเคราะห์เสถียรภาพจากรูปที่ 5.13 เมื่อ L_{dc} มีค่า 20, 30, 40 และ 50 mH แสดงดังรูปที่ 5.14, 5.15, 5.16 และ 5.17 ตามลำดับ



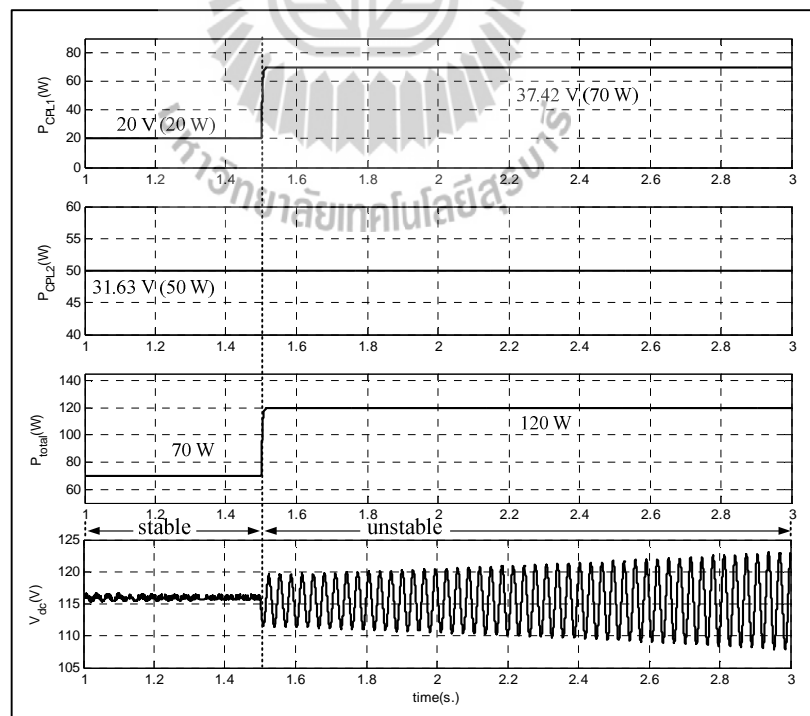
รูปที่ 5.14 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL,total} = 250$ W เมื่อกำหนดให้ $L_{dc} = 20$ mH



รูปที่ 5.15 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL,total} = 180$ W เมื่อกำหนดให้ $L_{dc} = 30$ mH



รูปที่ 5.16 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL,total} = 140$ W เมื่อกำหนดให้ $L_{dc} = 40$ mH



รูปที่ 5.17 ผลการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL,total} = 120$ W เมื่อกำหนดให้ $L_{dc} = 50$ mH

จากรูปที่ 5.14, 5.15, 5.16 และ 5.17 สังเกตได้ว่า การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์โดยที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าความเหนียว L_{dc} ของวงจรกรองสัญญาณดีซี มีความถูกต้องแม่นยำและสอดคล้องตามรูปที่ 5.13

5.3 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 5 นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบักซ์นานกัน โดยใช้วิธีการร่วมกันระหว่างวิธีดีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป จึงได้อาศัยความรู้จากการพิสูจน์หาแบบจำลองที่ได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 3 และบทที่ 4 ซึ่งในขั้นต้น ผู้วิจัยได้เริ่มจากการพิสูจน์หาแบบจำลองเชิงพลวัต การทำให้เป็นเชิงเส้น การคำนวณค่าในสภาวะคงตัว และการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ซึ่งสังเกตได้ว่า ผลการตอบสนองของแบบจำลองของระบบมีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังทั้งในสภาวะชั่วคราว และสภาวะอยู่ตัว ดังนั้น แบบจำลองของระบบถือว่าเป็นแบบจำลองที่มีความถูกต้องแม่นยำ และสามารถนำไปคาดเดาการวิเคราะห์เสถียรภาพได้ ซึ่งการวิเคราะห์เสถียรภาพจะอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง โดยคำนวณค่าเจาะจงจากแบบจำลองที่ได้รับการพิสูจน์ไว้แล้ว จากผลดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าแบบจำลองที่ได้นำเสนอไว้ในบทนี้ สามารถคาดเดาจุดที่ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ อีกทั้งยังได้นำเสนอผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่มีผลต่อเสถียรภาพด้วย อย่างไรก็ตาม การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ อาจจะไม่เพียงพอต่อความน่าเชื่อถือมากนัก ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้สร้างชุดทดสอบสำหรับการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพให้มีความน่าเชื่อถือมากขึ้น ซึ่งการสร้างชุดทดสอบจะเป็นเนื้อหาในส่วนของบทที่ 6 โดยรายละเอียดจะได้รับการนำเสนอต่อไป

บทที่ 6

การสร้างชุดทดสอบ

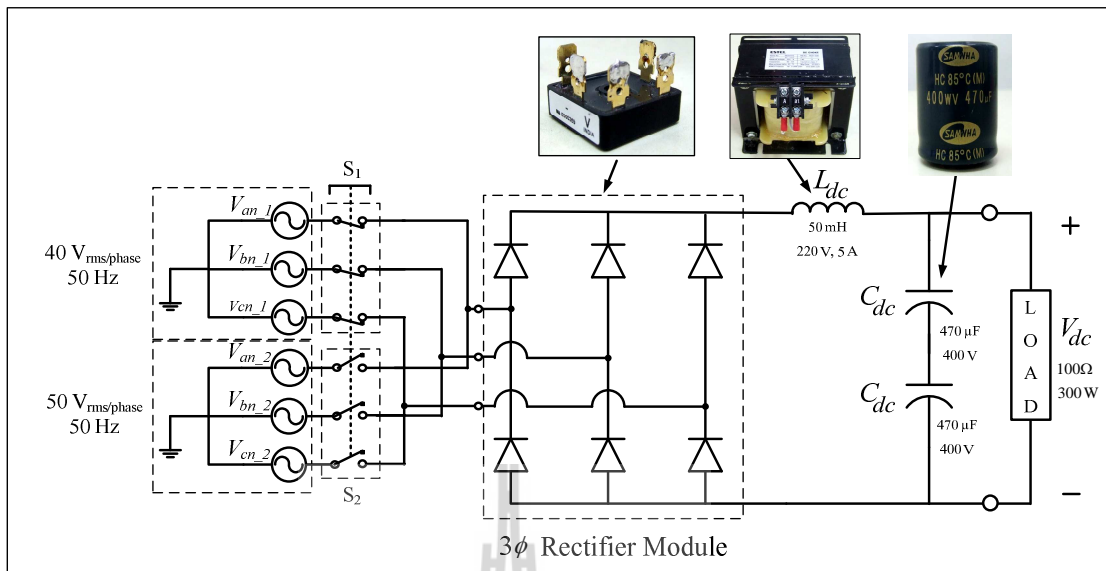
6.1 บทนำ

การวิเคราะห์เสถียรภาพที่อาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง โดยคำนวณค่าเจาะจงจากแบบจำลองที่ได้รับการพิสูจน์ไว้แล้ว สามารถคาดเดาจุดที่ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ อาจไม่เพียงพอต่อความน่าเชื่อถือมากนัก ดังนั้น จึงมีความจำเป็นสำหรับการสร้างชุดทดสอบ เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพให้มีความถูกต้องแม่นยำ และมีความน่าเชื่อถือมากขึ้น ด้วยเหตุนี้ในบทนี้ จึงได้นำเสนอการสร้างชุดทดสอบโดยแบ่งออกเป็นสองส่วนหลัก คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้านทาน และวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีโหลดความต้านทาน จากนั้นจึงได้นำวงจรทั้งสองมาเชื่อมต่อกัน ซึ่งเรียกว่า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกันที่มีการควบคุม โดยใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR รุ่น ET-EASY MEGA1280 เป็นตัวควบคุมสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์ เนื่องจาก ผู้วิจัยมีความถนัดและเชี่ยวชาญเป็นอย่างดี ดังนั้น ผู้วิจัยจึงได้นำเสนอเพิ่มเติมในส่วนที่เกี่ยวกับไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR คือ ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับการใช้งานบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR การทดสอบบอร์ด AVR การสร้างตัวควบคุมแบบพีไอด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR การสร้างชุดตรวจจับกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า รวมถึงการอธิบายหลักการทำงานและเสนอผลการทดสอบในแต่ละวงจรอย่างละเอียด

6.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน

6.2.1 ภาพรวมอุปกรณ์ของระบบ

การสร้างชุดทดสอบของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดตัวต้านทาน แสดงดังรูปที่ 6.1 ประกอบด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับค่าได้จำนวน 2 ชุด โดยมีรีเลย์ (relay) ทำหน้าที่สำหรับการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต ไดโอดเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุต่ออนุกรมกัน 2 ตัว และโหลดตัวต้านทาน



รูปที่ 6.1 แผนภาพผังงาน (schematic diagram) สำหรับการทดสอบวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

จากรูปที่ 6.1 ของการต่อวงจรทดสอบ จะสังเกตได้ว่า มีอินพุตที่จ่ายให้กับมอดูลเรียงกระแสสามเฟส (3 ϕ rectifier module) 2 ค่า เนื่องจาก ผู้วิจัยต้องการผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี (V_{dc}) เพื่อสามารถนำไปประยุกต์สำหรับการระบุเอกลักษณ์ของระบบได้ ซึ่งเป็นเนื้อหาในส่วนของบทที่ 7 และการเลือกพิกัดของมอดูลเรียงกระแสสามเฟส ผู้วิจัยได้พิจารณาจากโพลดวงจรที่ได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 5 พบว่ามีโพลดวงจรแปลงผันแบบบักค์ 2 ชุด ซึ่งมีพิกัดกำลังไฟฟ้าของแต่ละชุดคือ 300 W และโพลดความต้านทาน 27 W และ เมื่อกำหนดค่าตัวประกอบนิรภัย (safety factor) 25 เปอร์เซ็นต์ มอดูลเรียงกระแสสามเฟสจะต้องรองรับกำลังไฟฟ้ามูลค่าเป็น 784 W หรือ พิกัดแรงดัน 117 V และพิกัดกระแส 6.7 A ตามลำดับ เมื่อแรงดันอินพุตของวงจรเรียงกระแสสามเฟสมีค่าแรงดันเฟส 50 V_{rms} ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์จึงเลือกใช้มอดูลเรียงกระแสสามเฟสที่สามารถหาซื้อในท้องตลาดได้ง่าย คือ พิกัดแรงดันไฟฟ้า 500 V และพิกัดกระแส 10 A สำหรับการคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (N. Mohan, T.M. Underland, and W.P. Robbins, 2003) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6.1) ดังนี้

$$V_{dc} = 1.654V_m \quad (6.1)$$

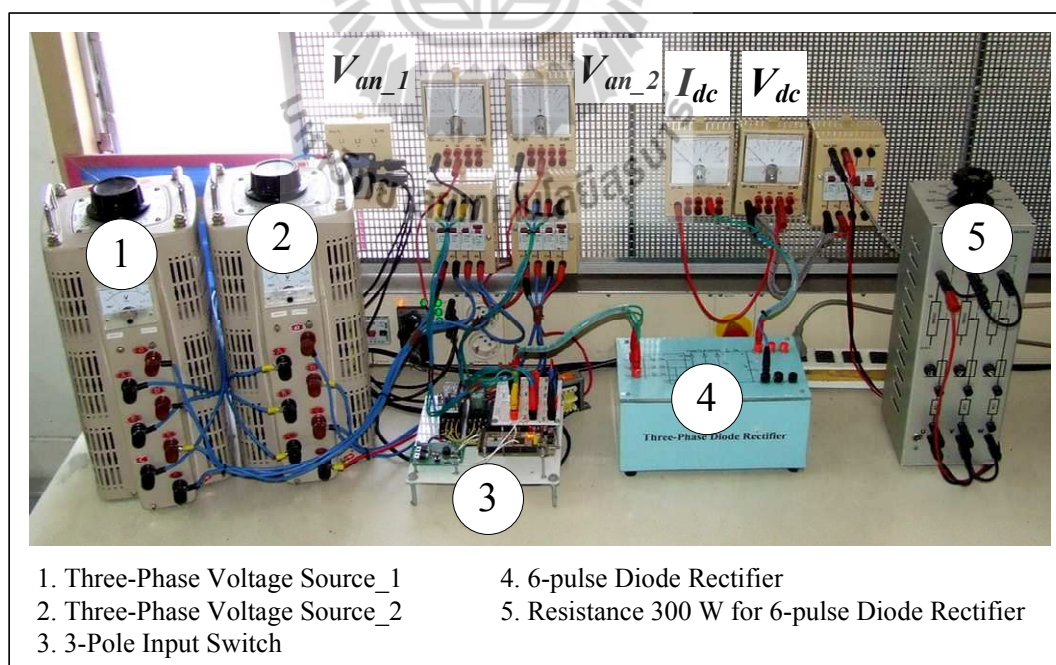
โดยที่ V_m คือ ค่ายอดของแรงดันอินพุตที่จ่ายให้กับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์

จากรูปที่ 6.1 แรงดันอินพุตของวงจรเรียงกระแสสามเฟสมีค่าแรงดันเฟสเท่ากับ $40 V_{rms}$ และ $50 V_{rms}$ ดังนั้นค่าออกของแรงดันอินพุตที่จ่ายให้กับวงจรเรียงกระแสสามเฟสจะมีค่าเท่ากับ $56.59 V$ และ $70.71 V$ ตามลำดับ ซึ่งการคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตดีซีของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ แสดงดังสมการที่ (6.2) ดังนี้

$$\begin{cases} V_{dc1} = 1.654 \times \sqrt{2} \times 40 = 93.56 V \\ V_{dc2} = 1.654 \times \sqrt{2} \times 50 = 116.95 V \end{cases} \quad (6.2)$$

6.2.2 ผลการทดสอบวงจรและอภิปรายผล

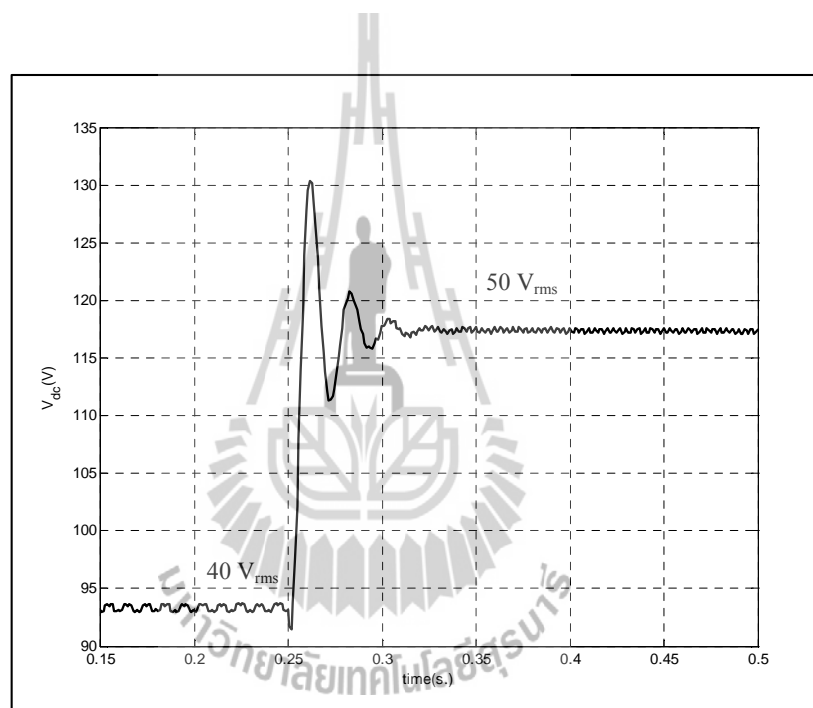
การทดสอบวงจรจะทดสอบที่แรงดันอินพุตเท่ากับ $40 V_{rms}$ และ $50 V_{rms}$ จ่ายให้กับมอดู โดยโหลดของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ในขณะทดสอบนี้จะใช้ความต้านทาน 100Ω พิกัดสูงสุด $300 W$ ซึ่งการทดสอบจะแบ่งเป็น 2 ขั้นตอนโดยขั้นตอนแรกจะจ่ายแรงดันอินพุตเท่ากับ $40 V_{rms}$ โดยให้สวิตช์ที่ S_1 ปิดและ S_2 เปิด และขั้นตอนสุดท้ายทำการจ่ายแรงดันอินพุตเท่ากับ $50 V_{rms}$ โดยให้สวิตช์ที่ S_1 เปิดและ S_2 ปิด ซึ่งในการทดสอบดังกล่าวได้ต่อวงจรตามแผนภาพแสดงดังรูปที่ 6.2 ดังนี้



รูปที่ 6.2 ภาพการต่อวงจรสำหรับทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์

จากหมายเลข 3 ในรูปที่ 6.2 จะเห็นได้ว่าการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุตของวงจรเรียงกระแสสามเฟส จะใช้ รีเลย์ทั้งหมด 2 ตัว ซึ่งการกดสวิตช์ทั้งสองตัวดำเนินการด้วยมือ อาจจะทำให้ได้ยาก และมีโอกาสที่จะทำให้อุปกรณ์ป้องกันเกิดการทริปได้และสร้างความเสียหายต่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับค่าได้ ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้นำไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR เป็นตัวสั่งการกดสวิตช์ให้กับรีเลย์ทั้ง 2 ตัว โดยเขียนโปรแกรมให้กดสวิตช์เพียงปุ่มเดียว ซึ่งผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.3 ดังนี้

รูปที่ 6.3 แสดงผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีซี เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตจาก 40 V_{rms} และเปลี่ยนไปเป็นแรงดัน 50 V_{rms} ที่เวลา 0.25 วินาที

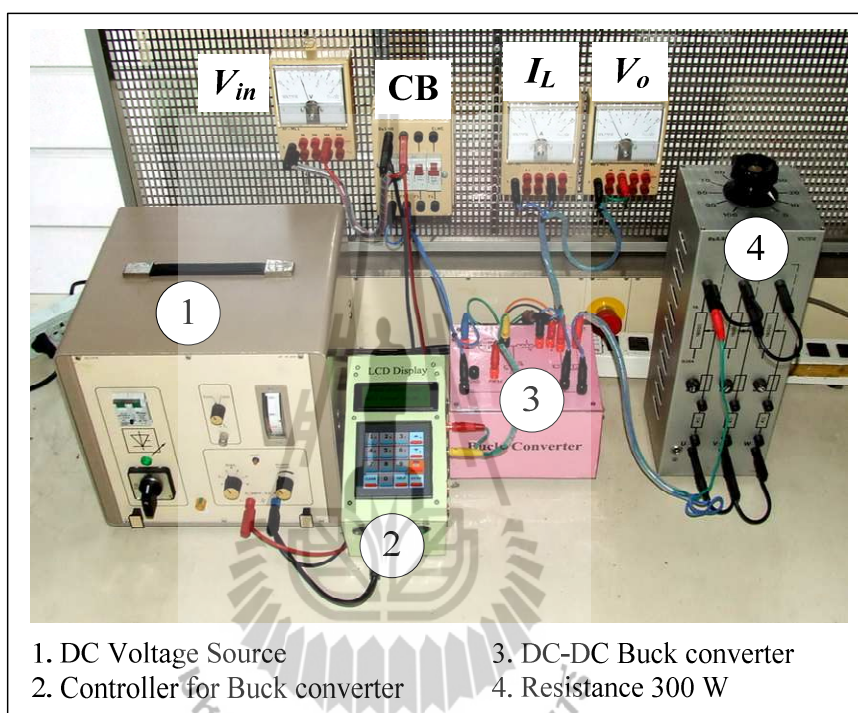


รูปที่ 6.3 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีซี (V_{dc})

จากรูปที่ 6.3 จะสังเกตได้ว่า แรงดันเอาต์พุตดีซีซี มีค่าประมาณ 93.56 โวลต์ เมื่อแรงดันอินพุตต่อเฟสมีค่าเท่ากับ 40 V_{rms} และ แรงดันเอาต์พุตดีซีซีมีค่าประมาณ 116.95 โวลต์ เมื่อแรงดันอินพุตต่อเฟสมีค่าเท่ากับ 50 V_{rms} ดังนั้น แรงดันเอาต์พุตดีซีซีที่ได้จากผลการทดสอบของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้าน มีค่าเท่ากับผลที่ได้จากการคำนวณในสมการที่ (6.2)

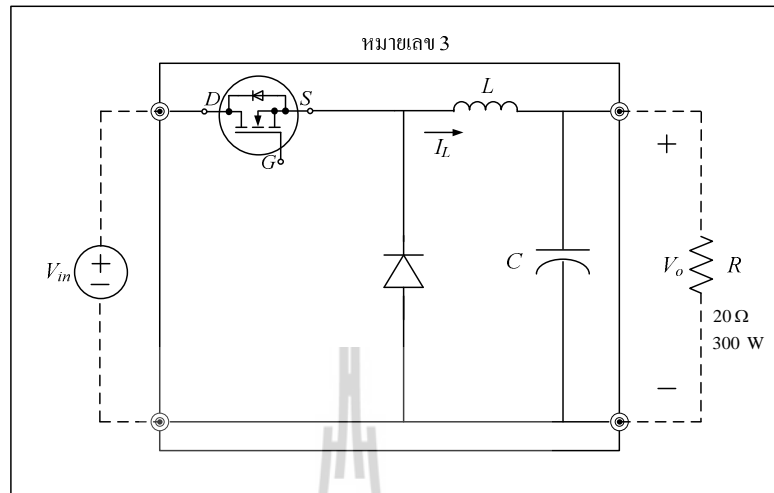
6.3 วงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน

การสร้างชุดทดสอบของวงจรแปลงผันแบบบัคค์แสดงดังรูปที่ 6.4 ประกอบด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ชุดสร้างสัญญาณPWM ด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR ชุดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ และโหลดความต้านทาน สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยเลือกใช้มอสเฟตเบอร์ IRFP460 เป็นอุปกรณ์สวิตช์



รูปที่ 6.4 ภาพต่อวงจรสำหรับทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีโหลดความต้านทาน

จากหมายเลข 3 ในรูปที่ 6.4 คือวงจรแปลงผันแบบบัคค์ ที่มีแผนภาพวงจรดังรูปที่ 6.5 ดังนี้



รูปที่ 6.5 โครงสร้างของวงจรแปลงผันแบบบัคค์

จากรูปที่ 6.5 การคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากวงจรแปลงผันแบบบัคค์ (V_o) (N. Mohan, T.M. Underland, and W.P. Robbins, 2003) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6.3) ดังนี้

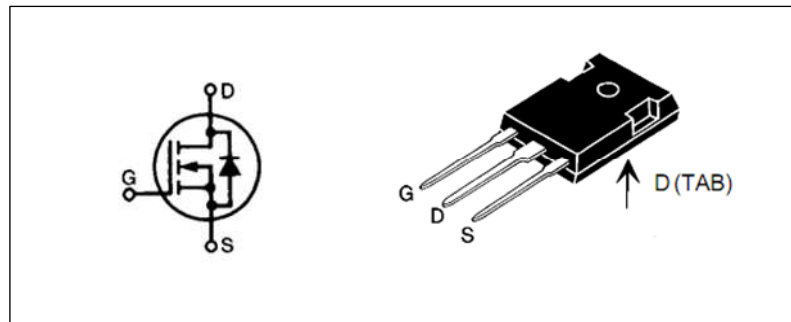
$$V_o = kV_{in} \quad (6.3)$$

โดยที่ V_{in} คือ แรงดันอินพุตที่จ่ายให้กับวงจรแปลงผันแบบบัคค์
 k คือ วัฏจักรหน้าที่ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์

6.3.1 วิธีการออกแบบ

วิธีการออกแบบมอดูของวงจรแปลงผันแบบบัคค์

วงจรแปลงผันแบบบัคค์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ใช้วงจรที่เป็นลักษณะมอดู การออกแบบจะคำนึงถึงพิกัดของแรงดันและกระแสเป็นสำคัญ โดยค่าพิกัดกระแสของโหลดเท่ากับ 3 A ในขณะที่แรงดันมีค่าเท่ากับ 100 V และเมื่อคำนึงถึงค่าตัวประกอบนิรภัย (safety factor) 25 เปอร์เซนต์ มอดูที่ใช้สำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์จะมีค่าพิกัดกระแสมากกว่า 3.75 A และมีค่าพิกัดแรงดันมากกว่า 125 V เพราะฉะนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์จึงเลือกใช้มอดูที่มีพิกัดแรงดัน 500 V พิกัดกระแส 20 A ซึ่งมอดูดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 6.6 ดังนี้



รูป 6.6 มอดูลของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

วิธีการออกแบบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าตัวเก็บประจุ

การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุ ต้องคำนึงถึงค่าแรงดันพลิว (ΔV_c : ripple voltage) ของแรงดันตกคร่อมโหลด และค่ากระแสพลิว (ΔI_L : ripple current) ของกระแสที่ไหลผ่านโหลด โดยสมการที่ใช้สำหรับการออกแบบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าของตัวเก็บประจุ (N. Mohan, T.M. Underland, and W.P. Robbins, 2003) แสดงดังสมการที่ (6.4) และ (6.5) ดังนี้

$$\Delta I_L = \frac{V_o (V_{in} - V_o)}{f L V_{in}} \quad (6.4)$$

$$\Delta V_c = \frac{\Delta I_L}{8 f C} \quad (6.5)$$

โดยที่ V_{in} คือ แรงดันอินพุต, V_o คือ แรงดันเอาต์พุต, f คือ ความถี่ในการสวิตช์
 L คือ ค่าความเหนี่ยวนำ, ΔI_L คือ ค่ากระแสพลิว, ΔV_c คือ ค่าแรงดันพลิว
 C คือ ค่าความเหนี่ยวนำ

สำหรับค่าแรงดันอินพุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส ซึ่งมีค่าเท่ากับ 116.9 V สามารถดูการคำนวณได้จากสมการที่ (6.2) ซึ่งค่าดังกล่าวคือ ค่า V_{in} ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ เพื่อง่ายต่อการคำนวณจะประมาณค่า V_{in} ให้มีค่าเท่ากับ 117 V โดยมีเงื่อนไขสำหรับการออกแบบเป็นดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_m &= 117 \text{ V} \\
 V_o &= 5 - 100 \text{ V} \\
 \Delta V_c &< 10 \text{ mV} \\
 \Delta I_L &< 0.1 \text{ A} \\
 f &= 10 \text{ kHz}
 \end{aligned}$$

จากเงื่อนไขดังกล่าวการออกแบบจะแบ่งเป็น 2 ช่วง คือ ช่วงแรงดันเอาต์พุตน้อยที่สุด และช่วงแรงดันเอาต์พุตมากที่สุดดังนี้

ช่วงที่ 1 ($V_o = 5 \text{ V}$)

การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าตัวเก็บประจุจะพิจารณาจากสมการที่ (6.4) และ (6.5) เป็นสำคัญ และในงานวิจัยวิทยานิพนธ์กำหนดให้ค่ากระแสฟลักซ์มีค่าไม่เกิน 0.1 A เพราะฉะนั้นเมื่อแทนค่าดังกล่าวในสมการที่ (6.4) จะได้

$$L = \frac{5(117 - 5)}{10 \times 10^3 \times 117 \times 0.1} = 4.79 \text{ mH}$$

นอกจากนี้เมื่อพิจารณาสมการที่ (6.5) งานวิจัยวิทยานิพนธ์กำหนดให้ค่าแรงดันฟลักซ์มีค่าไม่เกิน 10 mV เพราะฉะนั้นเมื่อแทนค่าดังกล่าวในสมการที่ (6.5) จะได้

$$C = \frac{0.1}{8 \times 10 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-3}} = 125 \mu\text{F}$$

ช่วงที่ 2 ($V_o = 100 \text{ โวลต์}$)

หลักการออกแบบจะเหมือนกับช่วงที่ 1 ทุกประการ เพียงแต่เปลี่ยนค่า V_o จาก 5 V เป็น 100 V เพราะฉะนั้นการออกแบบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าตัวเก็บประจุสำหรับช่วงนี้จะได้

$$L = \frac{100(117 - 100)}{10 \times 10^3 \times 117 \times 0.1} = 14.5 \text{ mH}$$

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

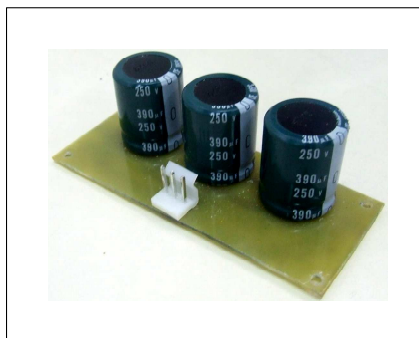
จากการออกแบบข้างต้น การเลือกใช้ความเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าตัวเก็บประจุต้องครอบคลุมการทำงานทั้งหมดของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ โดยมีเงื่อนไขว่าค่ากระแสพลีมีค่าไม่เกิน 0.1 A และค่าแรงดันพลีมีค่าไม่เกิน 10 mV นอกจากนี้ค่าพิกัดกระแสของขดลวดจะพิจารณาจากค่ากระแสพิกัดของโหลดความต้านทาน R ที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยถ้าคำนึงถึงตัวประกอบนิรภัย 25 เปอร์เซ็นต์ ค่าพิกัดกระแสของขดลวดจะมีค่ามากกว่า 3.75 A และในส่วนของค่าพิกัดแรงดันของตัวเก็บประจุจะมีค่ามากกว่า 125 โวลต์ เพราะฉะนั้นค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าตัวเก็บประจุ ที่ใช้ในวงจรแปลงผันกำลังแบบบัคสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ จะมีค่าดังนี้

- $L = 15 \text{ mH}$ พิกัดกระแส 5 A แรงดัน 220 V แสดงดังรูปที่ 6.7 ดังนี้



รูปที่ 6.7 ตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัค

- $C = 390 \text{ }\mu\text{F}$ พิกัดแรงดัน 250 V อนุกรมกัน 3 ตัว เพื่อให้มีค่าความจุประมาณ 125 μF แสดงดังรูปที่ 6.8 ดังนี้



รูปที่ 6.8 ตัวเก็บประจุของวงจรแปลงผันแบบบัคค์

วิธีการออกแบบไดโอด (D_m)

พิจารณาจากวงจรแปลงผันแบบบัคค์ในรูปที่ 6.5 ไดโอด D_m ต้องมีพิคัดแรงดันมากกว่าค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 116.9 V แต่เมื่อพิจารณาค่าตัวประกอบนิรภัย 25 เปอร์เซ็นต์ ค่าพิคัดแรงดันของไดโอด D_m จะมีค่ามากกว่า 146.13 V เพราะฉะนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์ จึงเลือกใช้ไดโอด D_m ที่มีพิคัดแรงดัน 200 V ซึ่งแสดงดังรูปที่ 6.9 ดังนี้

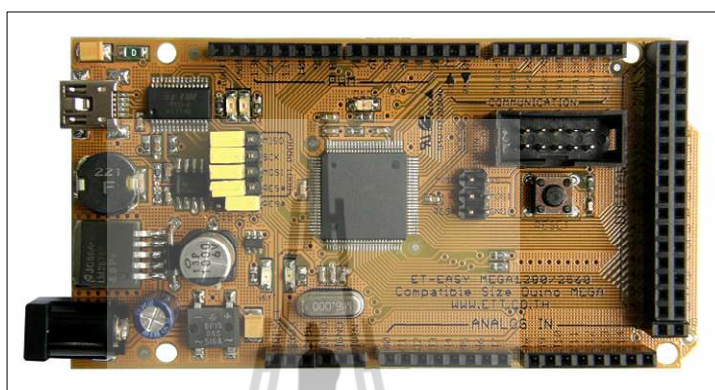


รูปที่ 6.9 ไดโอดของวงจรแปลงผันแบบบัคค์

6.3.2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR

ไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR เป็นหนึ่งในไมโครคอนโทรลเลอร์ ที่ผลิตโดยบริษัท ATMEL โดย AVR จัดเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลใหม่จาก ATMEL ที่มีประสิทธิภาพและความสามารถสูง โดยแบ่งออกเป็นหลายรุ่น เพื่อรองรับความต้องการที่แตกต่างของผู้ใช้งาน ในขณะที่ยังคงความมีประสิทธิภาพที่เท่ากัน สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยเลือกใช้เบอร์ ATMEGA 1280 เนื่องจากเป็นชุดบอร์ด AVR ที่พัฒนาโปรแกรมด้วยภาษา C++ ของ Arduino ของทางบริษัท อีทีที เป็นผู้จัดทำ ซึ่งง่ายต่อการเขียนโปรแกรมสำหรับการใช้งาน และสามารถรองรับ

การใช้งานได้หลากหลาย โดยปรับปรุงโปรแกรมให้ใช้กับชิพ AVR ที่ใหญ่ขึ้น เพื่อให้มีจำนวนพอร์ตอินพุต,พอร์ตเอาต์พุต รวมทั้ง พอร์ตดิจิตอล, พอร์ตแอนะล็อก, พอร์ตสร้างสัญญาณ PWM, พอร์ตการสื่อสารอนุกรม ผ่านมอดูและขนาดหน่วยความจำที่เพิ่มมากขึ้นกว่าเดิม ทางบริษัทที่นี้ จึงได้นำ ATMEGA1280 มาพัฒนาเป็นชุดบอร์ด โดยใช้ชื่อว่า ET-EASY MEGA1280 (โครงสร้างของชุดบอร์ด ET-EASY MEGA1280 สามารถดูได้จากภาคผนวก ค) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 6.10 ดังนี้



รูปที่ 6.10 ชุดบอร์ด ET-EASY MEGA1280

คุณสมบัติที่สำคัญสำหรับชุดบอร์ด 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 MHz
- หน่วยความจำ
 - หน่วยความจำแฟลชสำหรับโปรแกรม 128 กิโลไบต์ เขียน/ลบได้ 10,000 ครั้ง
 - หน่วยความจำแบบ EEROM ขนาด 4 กิโลไบต์ เขียน/ลบได้ 100,000 ครั้ง
 - หน่วยความจำแรมชนิดเอสแรม (SRAM) ขนาด 8 กิโลไบต์

- เก็บข้อมูลได้กว่า 20 ปี ที่อุณหภูมิ 85 °C และกว่า 100 ปี ที่ 25 °C
- มีระบบ โปรแกรมตัวเองอยู่ในชิพ
- สามารถทำการอ่านขณะเขียนได้จริง โดยสามารถล็อกการทำงานได้เพื่อความปลอดภัยของซอฟต์แวร์
- มีการเชื่อมประสานกับ JTAG (IEEE std. 1149.1 compliant)
- คุณสมบัติการเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอก
 - มีตัวตั้งเวลา และตัวนับขนาด 8 บิต จำนวน 2 ตัว ที่สามารถแยกโหมดการทำงานได้ 2 โหมด
 - มีตัวตั้งเวลา และตัวนับเวลาขนาด 16 บิต จำนวน 4 ตัว ที่แยกโหมดการทำงานได้ 3 โหมด คือ prescaler, compare และ capture
 - มีตัวนับเวลาเวลาจริง (real time counter) ที่แยกวงจรถูกกำหนดความถี่ได้
 - มี PWM จำนวน 12 ช่องสัญญาณที่สามารถกำหนดความละเอียดได้ 16 บิต
 - มีตัวปรับผลการเปรียบเทียบของเอาต์พุต
 - มีตัวแปลงสัญญาณแอนาล็อกเป็นดิจิทัลขนาด 10 บิต จำนวน 16 ช่องสัญญาณ
 - มีพอร์ตสื่อสารอนุกรมที่สามารถกำหนดอัตราการรับ/ส่งได้ จำนวน 4 พอร์ต
 - เชื่อมประสานแบบอนุกรมแบบ SPI ได้ทั้งแบบมาสเตอร์และสเลฟ
 - มีการเชื่อมประสานแบบอนุกรมด้วยสายสัญญาณ 2 เส้น แบบ ส่งข้อมูลเรียงไปด้
 - มีตัวตั้งเวลาแบบวอตช์ดีอกที่สามารถกำหนดการทำงานได้โดยสามารถแยกสัญญาณนาฬิกาได้จากตัวชิพ
 - มีตัวเปรียบเทียบสัญญาณแอนาล็อกในตัว
 - มีการรองรับการขัดจังหวะและ เวก-อัพ (wake-up) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของขาชิพ
- คุณสมบัติพิเศษ
 - มีระบบเริ่มระบบเมื่อมีการรีเซ็ตและมีระบบตรวจจับเกิดบราวน์เอาต์ (brown-out) ที่สามารถกำหนดการทำงานได้
 - มีตัวตรวจจับหาความเที่ยงตรงของออสซิลเลเตอร์ในตัว
 - มีแหล่งการขัดจังหวะทั้งภายในและภายนอก
- อินพุต/เอาต์พุต และตัวถ่วง

- มีขาของอินพุตและเอาต์พุตที่สามารถกำหนดการทำงานได้ 86 พิน
- ตัวถังแบบ TQFP ชนิด 100 ขา
- ช่วงอุณหภูมิที่ชิพทำงานได้ -40 °C ถึง 85 °C
- การใช้พลังงาน
 - โหมดการทำงาน: ที่ 1 MHz ต้องการแรงดัน 1.8 V กระแส 0.5 mA
 - โหมดเพาเวอร์ดาวน์ (Power-down) ต้องการกระแส 0.1 μ A ที่แรงดัน 1.8 V

พอร์ตอินพุตเอาต์พุตสำหรับบอร์ด ET-EASY MEGA1280

ไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR รุ่น ET-EASY MEGA1280 มีจำนวน 100 พิน โดยมีพอร์ตอินพุตเอาต์พุตที่ใช้จำนวน 11 พอร์ต ประกอบไปด้วย พอร์ต A ถึง พอร์ต K แต่ละพอร์ตมีขนาด 8 บิต ซึ่งรายละเอียดของแต่ละพอร์ต สามารถดูได้จากภาคผนวก ง สำหรับพอร์ตที่จำเป็นสำหรับการใช้งานในวิจัยวิทยานิพนธ์ คือ พอร์ต A บิตที่ 0 ถึงบิตที่ 7 ทำหน้าที่ส่งข้อมูลไปยังมอดูล LCD เพื่อแสดงผล พอร์ต B บิตที่ 5 ทำหน้าที่เป็นเอาต์พุตเพื่อสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม พอร์ต C บิตที่ 0 ถึง บิตที่ 7 โดยให้ บิตที่ 0 ถึงบิตที่ 3 ทำหน้าที่เป็นอินพุต ส่วนบิตที่ 4 ถึงบิตที่ 7 ทำหน้าที่เป็นเอาต์พุต เพื่ออ่านค่าคีย์สวิตช์ปุ่มกดทั้ง 16 ตัว โดยใช้หลักการคีย์สวิตช์แบบเมตริกซ์ และ พอร์ต F บิตที่ 0 และ บิตที่ 1 ทำหน้าที่เป็นอินพุตเพื่อรับสัญญาณแอนะล็อก

การใช้งานมอดูลแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

ไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR มีมอดูลแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลหรือ ADC (analog to digital converter) ความละเอียดขนาด 10 บิต (10-bit resolution) ที่แรงดัน +5V ซึ่งหมายถึงเมื่อแปลงเป็นสัญญาณเป็นดิจิทัลแล้วจะได้ค่าตัวเลขอยู่ระหว่าง 0 – 1024 โดยมีมอดูล ADC จำนวน 16 ช่องอินพุตสัญญาณ คือ ADC0-ADC15 ซึ่งจะกำหนดไว้ที่พอร์ต F ของไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้ใช้ช่องสัญญาณเพียง 2 ช่อง คือ ช่อง ADC0 และ ช่องADC1โดยผลการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล คำนวณได้จากสมการที่ (6.6)

$$ADC = \frac{V_{IN} \cdot 1024}{V_{REF}} \quad (6.6)$$

โดยที่ V_{IN} คือ แรงดันด้านขาอินพุต

V_{REF} คือ แรงดันอ้างอิงจะถูกกำหนดไว้ที่ 5 V

การสร้างสัญญาณ PWM กับไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 1

การสร้างสัญญาณ PWM ด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR จะแบ่งออกเป็น 3 โหมด ได้แก่

- Fast PWM mode เป็นการสร้างสัญญาณ PWM ความถี่สูง ด้วยวิธีการแบบสโลปเดียว (single-slope) เหมาะสำหรับนำไปใช้งานทางด้าน power regulation, rectification เป็นต้น ข้อเสีย คือ ไม่สามารถปรับความถี่ได้ตามต้องการ
- Phase Correct PWM Mode เป็นการสร้างสัญญาณ PWM ความละเอียดสูง ด้วยวิธีการแบบสโลปคู่ (dual-slope) เหมาะสำหรับการนำไปใช้งานทางด้านควบคุมมอเตอร์ ข้อเสีย เช่นเดียวกับ Fast PWM Mode
- Phase and Frequency Correct PWM Mode เป็นการสร้างเฟสและความถี่ของสัญญาณ PWM ความละเอียดสูง ซึ่งเป็นโหมดที่นำไปใช้สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยความถี่ของสัญญาณ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6.7) ดังนี้

$$f_{pwm} = \frac{f_{clk}}{2 \cdot N \cdot TOP} \quad (6.7)$$

โดยที่ N คือ ค่าปริสเกลเลอร์ (ตัวลดทอนสัญญาณ) ซึ่งมีค่าเป็น 1, 8, 64, 256 และ 1024 โดยสามารถกำหนดได้จากรีจิสเตอร์ที่ใช้สำหรับการกำหนดแหล่งสัญญาณนาฬิกา (TCCR1B) ในที่นี้กำหนดให้ $N = 1$

TOP คือ ค่าที่กำหนดให้กับรีจิสเตอร์ ICR1 ซึ่งมีขนาด 16 บิต

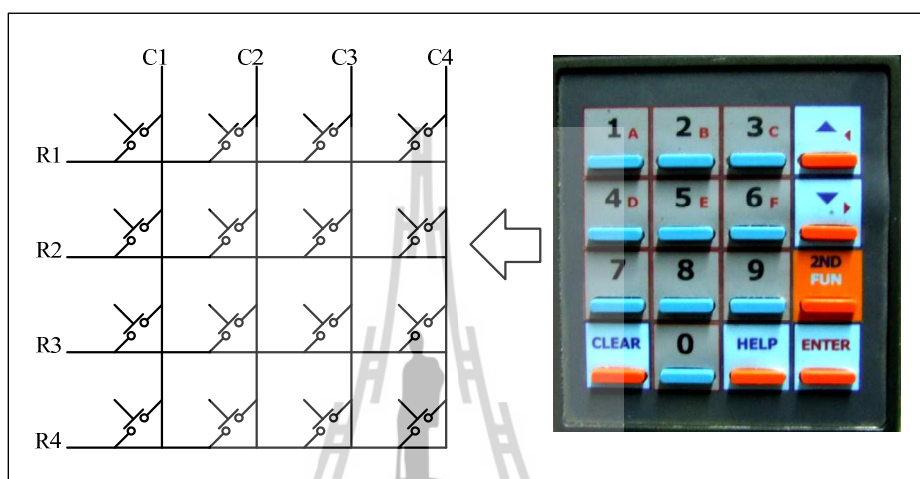
f_{clk} คือ ความถี่ของสัญญาณนาฬิกา ในที่นี้ใช้ 16 MHz

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ความถี่การสวิตช์มีค่าเท่ากับ 10 KHz ดังนั้น จากสมการที่ (6.7) จะสามารถหาค่าที่กำหนดให้กับรีจิสเตอร์ IRC1 แสดงได้ดังนี้

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

การใช้งานคีย์สวิตช์เมตริกซ์ (KEYPAD)

การอ่านค่าคีย์สวิตช์ปุ่มกด หากใช้ขาพอร์ตต่อเข้ากับปุ่มโดยตรง จำนวนขาพอร์ตจะถูกใช้ไปเท่ากับจำนวนปุ่มกดที่ใช้งาน หากใช้สวิตช์จำนวน 16 ตัว จะต้องเสียขาพอร์ตไปทั้งหมด 16 ขาพอร์ต การต่อใช้งานพอร์ตจำนวนมากๆ จึงนิยมที่จะต่อในรูปแบบที่เรียกว่าคีย์สวิตช์เมตริกซ์ โดยการออกแบบคีย์เมตริกซ์แสดงดังรูปที่ 6.11 ดังนี้

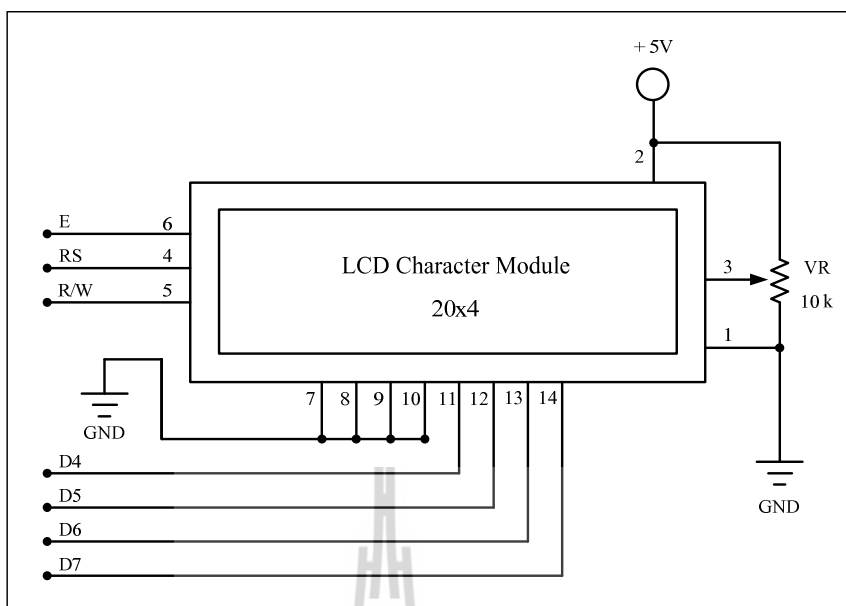


รูปที่ 6.11 การต่อสัญญาณแบบคีย์สวิตช์

จากรูปที่ 6.11 มีจำนวนปุ่มสวิตช์ทั้งหมด 16 ปุ่ม (4x4) จะใช้สัญญาณเพียง 8 เส้น โดยที่การต่อสัญญาณคีย์สวิตช์เมตริกซ์นั้น นิยมต่อแบบ pull-up สัญญาณ เพราะฉะนั้นสถานะของสวิตช์จะมีลอจิกเป็น 1 หรือเป็น High ทั้งหมด จากนั้นเมื่อต้องการอ่านค่าคีย์สวิตช์ จะต้องกำหนดค่าของคอลัมน์ (column) ที่ต้องการอ่านค่าโดยกำหนดให้เป็นลอจิก 0 หรือ Low เพราะค่าของคอลัมน์จะเป็นขาสัญญาณควบคุม เมื่อเขียนโปรแกรมและอ่านค่าจากแถว (row) ทั้งหมด โดยหากแถวใดมีการเปลี่ยนแปลง แสดงว่าแถวนั้นมีการกดคีย์สวิตช์ ทำให้ทราบว่าคีย์สวิตช์ตำแหน่งใดมีการกดเกิดขึ้น ซึ่งการสแกนคีย์บอร์ดจะต้องกำหนดตำแหน่งที่จะสแกนในคอลัมน์และอ่านคีย์จากแถว

การใช้งานมอดูล LCD (LIQUID CRYSTAL DISPLAY MODULE)

หน่วยแสดงผลมอดูล LCD หรือ หน่วยแสดงผลแบบผลึกเหลว โดยมอดูล LCD จะมีอยู่สองชนิดด้วยกัน คือ แบบตัวอักษร และแบบกราฟิก สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ใช้แบบตัวอักษรซึ่งโครงสร้างการต่อใช้งานพื้นฐานของมอดูล LCD แสดงดังรูปที่ 6.12 ดังนี้



รูปที่ 6.12 ภาพการต่อใช้งานมอดูล LCD

จากรูปที่ 6.12 รายละเอียดขาสัญญาณของมอดูล LCD มีดังนี้

- ขาที่ 1 : GND สำหรับต่อขากราวด์ของวงจร
- ขาที่ 2 : +Vcc ต่อไฟเลี้ยง + 5V
- ขาที่ 3 : +Vo สำหรับปรับความสว่างของหน้าจอมอดูล
- ขาที่ 4 : RS (Register Select) ขาเลือกการติดต่อกับรีจิสเตอร์คำสั่งหรือข้อมูล โดย “0” จะติดต่อกับคำสั่ง “1” จะติดต่อกับข้อมูล
- ขาที่ 5 : R/W (Read/Write control) ขาอ่านหรือเขียนข้อมูลกับมอดูล LCD
- ขาที่ 6 : E (Enable) ขาป้อนสัญญาณพัลส์ Enable ให้มอดูลเริ่มทำงาน
- ขาที่ 7 ถึง 14 : D0 – D7 (DATA) เป็นขาข้อมูล

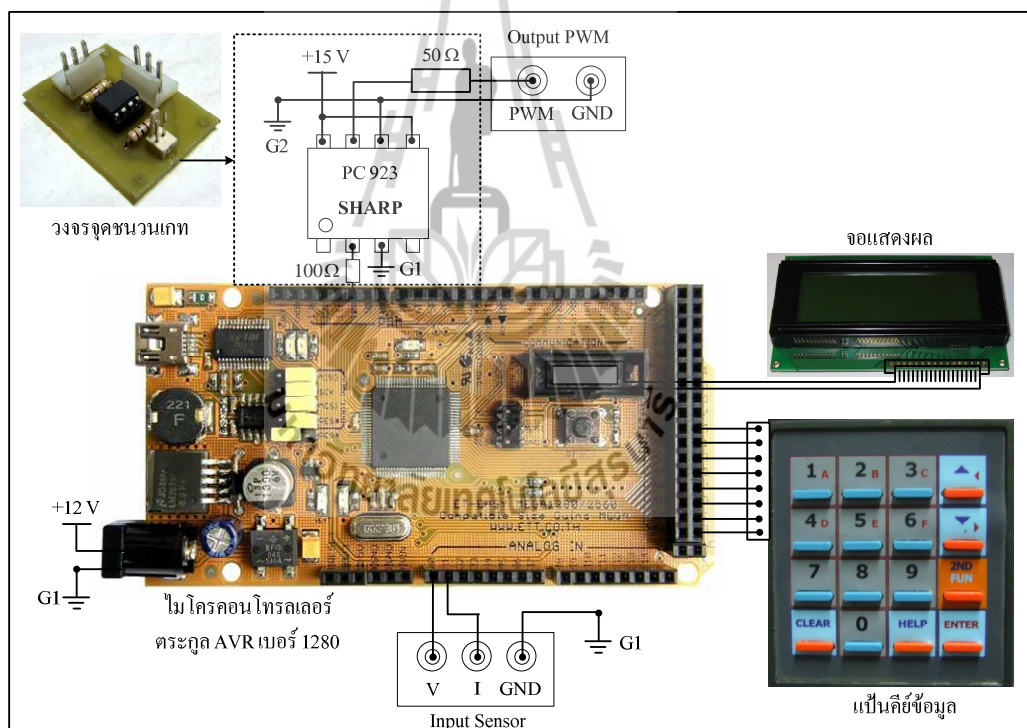
จากรูปที่ 6.12 ของขาข้อมูลที่ 7 ถึง 14 จะสังเกตได้ว่าเป็นการเชื่อมต่อขาข้อมูลของมอดูล LCD ผ่านชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์แบบ 4 บิต จะทำให้ประหยัดขาสัญญาณอินพุต/เอาต์พุต ที่ต้องใช้ในการเชื่อมต่อกับ LCD ได้กว่าการเชื่อมต่อวงจรแบบ 8 บิต เนื่องจากวิธีนี้จะสูญเสียขาสัญญาณเพื่อใช้ในการควบคุมการแสดงผล LCD เพียง 7 เส้นเท่านั้น ซึ่งตามปกติแล้วการเชื่อมต่อขาสัญญาณเพื่อการควบคุมการแสดงผล LCD แบบ 8 บิต นั้นจะต้องสูญเสียขาสัญญาณถึง 11 เส้น แต่วิธีการนี้ก็ต้องแลกมาด้วยความซับซ้อนในการเขียนโปรแกรมเพื่อควบคุมการแสดงผลของ LCD ดังนั้น ผู้วิจัยจึงได้นำ ไบบรารี (Library) สำหรับใช้การควบคุมการแสดงผลแบบ 4 บิต

ของบริษัท อีทีที ที่ได้เป็นผู้เขียน นำมาใช้งาน ทำให้สามารถเขียนโปรแกรมสั่งงาน LCD ได้ง่ายมากขึ้นและใช้โค้ด (Code) คำสั่งน้อยลงด้วย

6.3.3 การทดสอบบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR

การทดสอบบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR รุ่น ET-EASY MEGA1280 มีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับงานในทางปฏิบัติ ทั้งนี้เพื่อตรวจสอบสมรรถนะการทำงานของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ว่าเป็นไปตามวัตถุประสงค์หรือไม่ ซึ่งในหัวข้อนี้จึงได้นำเสนอองค์ประกอบของชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR การเขียนโปรแกรมทดสอบสร้างสัญญาณ PWM วิธีการใช้งาน และผลการทดสอบการสร้างสัญญาณ PWM

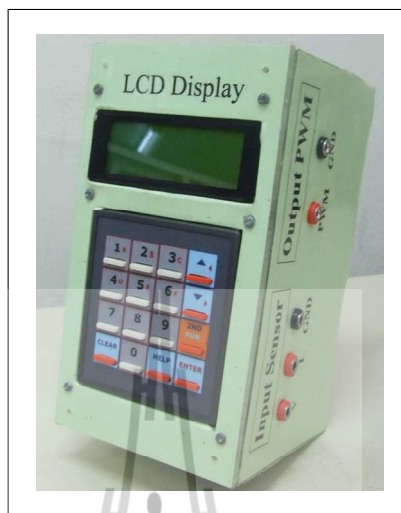
- องค์ประกอบของชุดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR แสดงดังรูปที่ 6.13



รูปที่ 6.13 องค์ประกอบของชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR

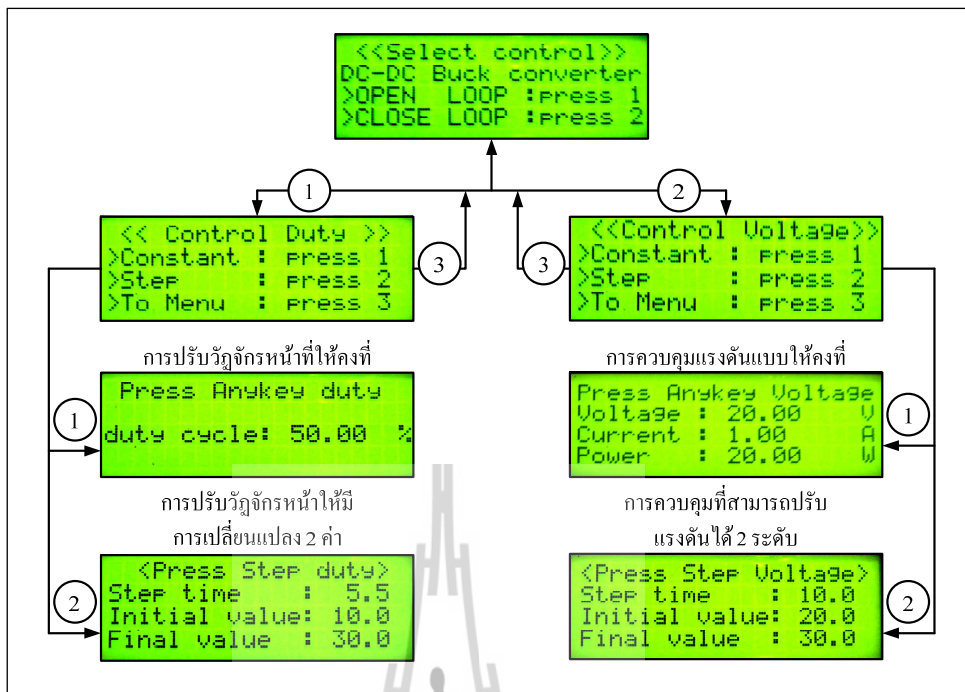
จากรูปที่ 6.13 องค์ประกอบของชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR ประกอบด้วย บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR รุ่น ET-EASY MEGA1280 จอแสดงผลมอดูล LCD แป้นคีย์ข้อมูลแบบ 16 ปุ่ม แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 2 ชุด ที่แรงดัน +12 V และ +15 V

ตามลำดับ วงจรจุดชนวนเกท ซึ่งในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ PC 923 ของบริษัท SHARP ซึ่งจากรูปที่ 6.13 สามารถออกแบบเป็นชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR แสดงดังรูปที่ 6.14



รูปที่ 6.14 ชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR

- การใช้งานของชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR สามารถแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ แบบที่ 1 เป็นการตั้งงานการควบคุมแบบวงเปิด (Open-loop control) และ แบบที่ 2 ตั้งงานการควบคุมแบบวงปิด (Close-loop control) ซึ่งจะใช้สำหรับในหัวข้อถัดไป โดยการใช้งานสามารถแสดงเป็นแผนภาพการใช้งานแสดงดังรูปที่ 6.15 ดังนี้



รูปที่ 6.15 แผนภาพการใช้งานชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR

จากรูปที่ 6.15 จะเห็นได้ว่า ผู้วิจัยได้โปรแกรมการสั่งงานการควบคุมแบบวงเปิด และวงปิด ไว้ในชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR ด้วยกัน เพื่อจะทำให้ง่ายขึ้นและสะดวกต่อการใช้งาน ซึ่งลักษณะการควบคุมทั้ง 2 แบบ จะมีลักษณะที่คล้ายคลึงกัน คือ การควบคุมแบบให้มีค่าคงที่ และการควบคุมที่สามารถปรับเปลี่ยนค่าตามเวลาที่กำหนดได้

- การเขียนโปรแกรมทดสอบสร้างสัญญาณ PWM โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยได้นำซอฟต์แวร์ที่มีชื่อว่า Arduino มาใช้สำหรับการเขียนโปรแกรมทดสอบสร้างสัญญาณ PWM โดยลักษณะการเขียนโปรแกรมสามารถแบ่งออกเป็น 3 ส่วน ซึ่งแสดงได้ดังนี้

ส่วนที่ 1 คือ การประกาศตัวแปร

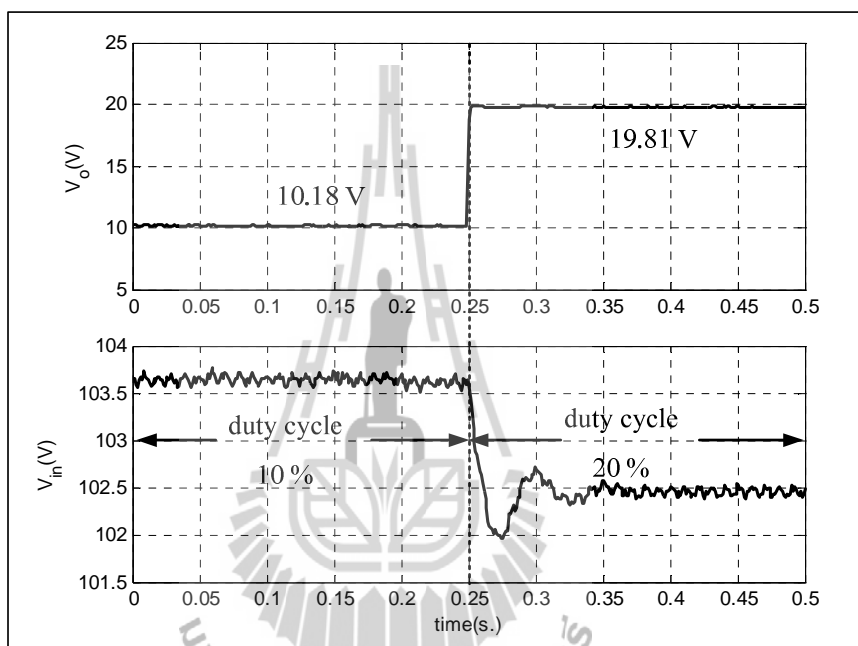
ส่วนที่ 2 คือ การปรับตั้งค่าสำหรับการเซตโหมดของการสัญญาณ PWM

ส่วนที่ 3 คือ ลูปของการสั่งโปรแกรมการทำงานกำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่

การเขียนโปรแกรมภาษา C++ ด้วย Arduino สำหรับการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR สามารถดูได้จากภาคผนวก จ.1

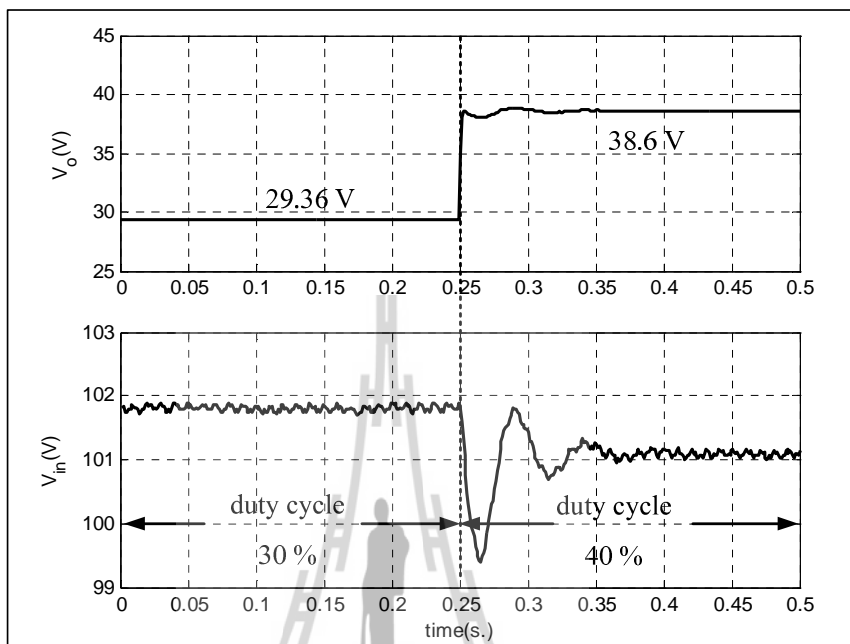
6.3.4 ผลการทดสอบวงจรและอภิปรายผล

การทดสอบการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR สามารถดูภาพการทดสอบวงจรได้จากรูปที่ 6.4 โดยใช้แรงดันกระแสตรงจากวงจรเรียงกระแสสามเฟสแทนแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง เนื่องจาก แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงมีค่าแรงดันพลั่วที่มากพอสมควร ซึ่งไม่เหมาะสมสำหรับเป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจรแปลงผันแบบบักค์ โดยรูปที่ 6.16 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 10 % เป็น 20 % ที่เวลา 0.25 วินาที



รูปที่ 6.16 ผลการทดสอบจากการเปลี่ยนค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 10 % เป็น 20 %

รูปที่ 6.17 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 30 % เป็น 40 % ที่เวลา 0.25 วินาที



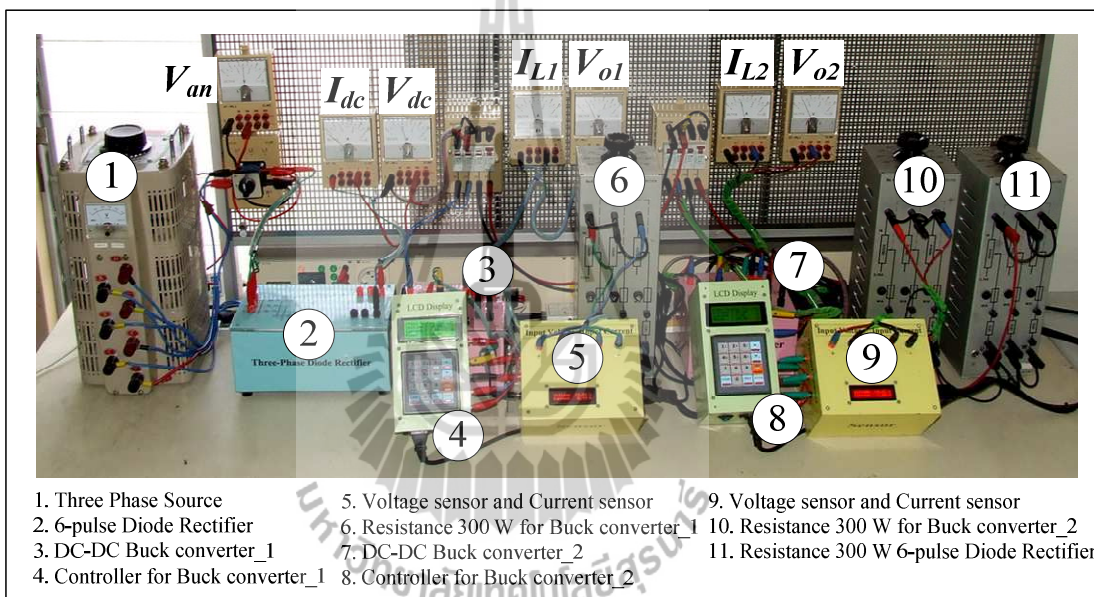
รูปที่ 6.17 ผลการทดสอบจากการเปลี่ยนค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 30 % เป็น 40 %

จากรูปที่ 6.16 และ 6.17 สังเกตได้ว่า การทดสอบการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR สามารถปรับแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งได้ด้วยการปรับค่าจากวัฏจักรหน้าที่ ซึ่งจากรูปที่ 6.16 ทดสอบการปรับค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 10 % เป็น 20 % จะเห็นว่า แรงดันเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้นจากประมาณ 11 V ไปเป็น 20 V โดยที่แรงดันอินพุตมีค่าประมาณ 103.5 V และ 102.5 ตามลำดับ และจากรูปที่ 6.17 ทดสอบการปรับค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 30 % เป็น 40 % จะเห็นว่า แรงดันเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้นจากประมาณ 29 V ไปเป็น 38 V โดยที่แรงดันอินพุตมีค่าประมาณ 102 V และ 101 ตามลำดับ ดังนั้น ผลการทดสอบการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR สามารถปรับแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งให้มีความใกล้เคียงและสอดคล้องตามสมการที่ (6.4)

6.4 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักคั่นขนานกัน

6.4.1 ภาพรวมอุปกรณ์ของระบบ

ภาพรวมของการต่อวงจรของชุดทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.18 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับค่าได้ ชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบักคั่น ชุดทดสอบไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR ชุดทดสอบวงจรตรวจจับ และ โหลดความต้านทานสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์และวงจรแปลงผันแบบบักคั่น



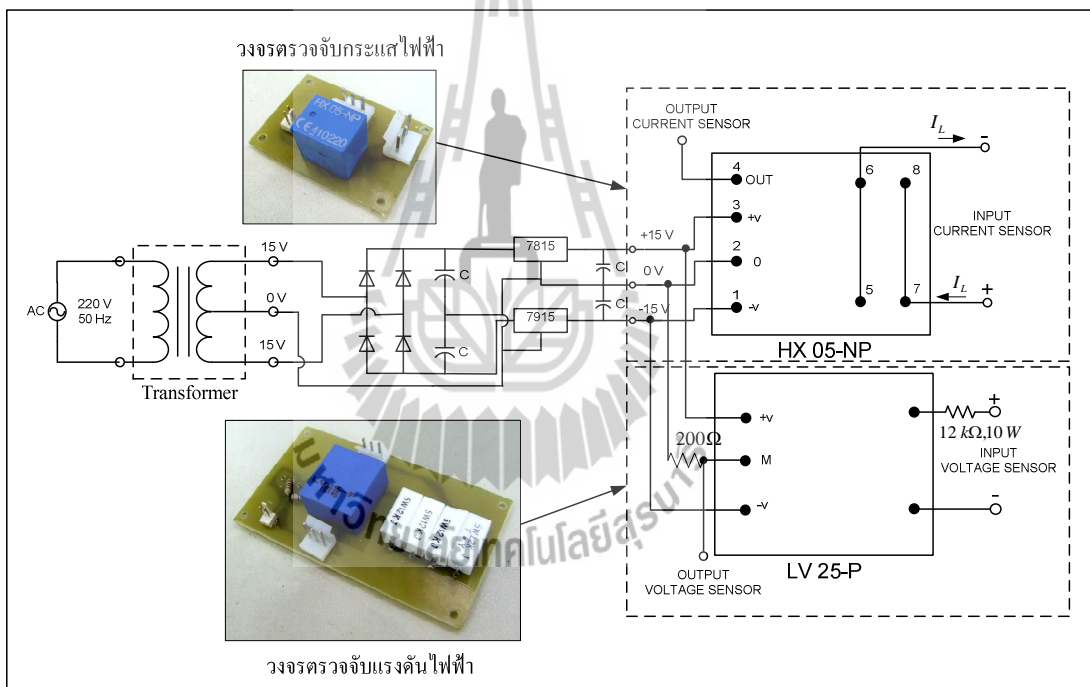
รูปที่ 6.18 ภาพการต่อวงจรสำหรับทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบักคั่นขนานกัน

จากรูปที่ 6.18 จะเห็นได้ว่าเป็นการนำทั้งสองวงจรระหว่างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้านทานจากหัวข้อที่ 6.2 และวงจรแปลงผันแบบบักคั่นที่มีโหลดความต้านทานจากหัวข้อที่ 6.3 มาเชื่อมต่อกัน โดยจะใช้วงจรแปลงผันแบบบักคั่นด้วยกัน 2 ชุด ซึ่งการควบคุมจะพิจารณาเป็นแบบวงปิด เพื่อให้สอดคล้องกับระบบที่ได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 5 ดังนั้นจากภาพการต่อวงจรดังกล่าวถ้าต้องการควบคุมวงจรแบบวงปิด จำเป็นที่จะต้องมิชุดทดสอบ

วงจรตรวจับกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่เพิ่มเข้ามาในของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ ซึ่งองค์ประกอบจะได้รับนำเสนอในหัวข้อที่ 6.4.2

6.4.2 ชุดทดสอบวงจรตรวจับ

ชุดทดสอบของวงจรตรวจับ ประกอบด้วย วงจรตรวจับกระแสไฟฟ้าเบอร์ HX 05-NP พิกัดกระแส 5 แอมแปร์ ทำหน้าวัดค่ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ และวงจรตรวจับแรงดันไฟฟ้าเบอร์ LV 25-P พิกัด 500 โวลต์ ทำหน้าที่วัดแรงดันตกคร่อมของโหลดความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบัคค์ โดยทั้ง 2 วงจรจะใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงร่วมกันที่แรงดัน -15V, 0V และ +15 V ซึ่งองค์ประกอบการต่อวงจรแสดงดังรูปที่ 6.19 ดังนี้



รูปที่ 6.19 ภาพการต่อวงจรชุดทดสอบวงจรตรวจับ

จากรูปที่ 6.19 ของวงจรตรวจับกระแส จะสังเกตได้ว่า การต่อวงจรของการวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ หรือทางด้านปฐมภูมิ มีด้วยกัน 2 แบบ คือ การต่อแบบอนุกรม และ การต่อแบบขนาน ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยได้เลือกการต่อวงจรของการวัดกระแสไฟฟ้าแบบขนาน เพื่อเพิ่มพิกัดของการวัดกระแสไฟฟ้าเป็น 2 เท่า โดยจาก 5 แอมแปร์ ไปเป็น 10 แอมแปร์ และ ลดความเสี่ยงของการเกิดความเสียหาย เมื่ออุปกรณ์ตรวจวัดกระแสไฟฟ้ามามีค่าเกิน

5 แอมแปร์ สำหรับวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้า จะเห็นได้ว่า จากการต่อวงจรมีตัวต้านทานปรากฏอยู่ทั้งด้านแรงสูงและด้านแรงต่ำ เนื่องจาก พิกัดทางด้านแรงสูงมีที่วัดมีค่าแรงดันไฟฟ้า 500 V กระแสไฟฟ้า 10 mA ซึ่งการออกแบบค่าความต้านทานด้านแรงสูง พิจารณาสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6.8) ได้ โดยกำหนดให้แรงดันที่วัดจากด้านแรงสูง (V_{HV}) ไม่เกิน 100 V

$$R_{HV} = \frac{V_{HV}}{I_{HV}} = \frac{100}{10 \times 10^{-3}} = 10k\Omega \quad (6.8)$$

ดังนั้น จากสมการที่ (6.8) สังเกตได้ว่า เมื่อความต้านทานด้านแรงสูงมีค่ามาก จะทำให้กระแสทางด้านแรงสูงมีค่าน้อยลง แต่จะส่งผลให้การตรวจจับมีความละเอียดน้อยลง ดังนั้น ค่าความต้านทานที่ผู้วิจัยได้นำมาใช้งานและสามารถหาซื้อได้ในท้องตลาด คือ 12 k Ω สำหรับด้านแรงต่ำของค่าความต้านทาน เกิดขึ้นจากการปรับจูนด้วยมือ ซึ่งใช้หลักการ คือ ทดสอบจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ด้านแรงสูงมีค่าเท่ากับ 100 V เนื่องจากเป็นแรงดันสูงที่วัดค่าได้ และหลังจากนั้นทำการปรับค่าความต้านทานทางด้านแรงต่ำเพื่อให้มีค่าเท่ากับ 5 V ซึ่งเป็นแรงดันสูงสุดที่ชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR สามารถอ่านค่าได้ ซึ่งค่าความต้านทานที่อ่านได้มีค่าเท่ากับ 200 Ω ดังนั้น จากรูปที่ 6.19 สามารถออกแบบเป็นชุดทดสอบวงจรตรวจจับที่สามารถแสดงค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่วัดได้ ผ่านทางมอดูล LCD เพื่อลดความยุ่งยากสำหรับการต่อสายไฟที่เพิ่มมากขึ้น โดยแสดงดังรูปที่ 6.20 ดังนี้



รูปที่ 6.20 ชุดทดสอบวงจรตรวจจับ

6.4.3 การสร้างตัวควบคุมแบบพีไอด้วยชุดทดสอบบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR

การสร้างตัวควบคุมแบบพีไอด้วยชุดทดสอบบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR ได้อาศัยพื้นฐานมาจากการนำตัวควบคุมทั้ง 2 แบบ ซึ่งก็คือ การควบคุมแบบสัดส่วน และการควบคุมแบบอินทิกรัล มาใช้ร่วมกัน ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์แสดงดังสมการที่ (6.9) ดังนี้

$$V_{out} = K_p \cdot V_{error} + K_i \int V_{error} dt \quad (6.9)$$

โดยที่	V_{out}	คือ	สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบพีไอ
	K_p	คือ	อัตราขยายของตัวควบคุมแบบสัดส่วน
	K_i	คือ	อัตราขยายของตัวควบคุมแบบอินทิกรัล
	V_{error}	คือ	สัญญาณอินพุตของตัวควบคุมแบบพีไอ

จากสมการที่ (6.10) สามารถนำมาสร้างสมการใหม่ได้ โดยให้อยู่ในรูปแบบของเวลาไม่ต่อเนื่อง (discrete time) เพื่อใช้สำหรับการนำไปเขียน โปรแกรมสร้างตัวควบคุมด้วยชุดทดสอบบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR โดยการปรับรูปแบบสมการดังกล่าวแสดงได้ดังนี้

ขั้นที่ 1 พิจารณาสมการของตัวควบคุมพีไอในช่วงเวลาต่อเนื่อง (continuous time) แสดงดังสมการที่ (6.10) ดังนี้

$$V_{out} = K_p \cdot V_{error} + K_i \int V_{error} dt \quad (6.10)$$

ขั้นที่ 2 หาอนุพันธ์ทั้งสองข้างของสมการที่ (6.10) แสดงดังในสมการที่ (6.11) ดังนี้

$$\frac{dV_{out}}{dt} = K_p \cdot \frac{dV_{error}}{dt} + K_i \cdot V_{error} \quad (6.11)$$

ขั้นที่ 3 กำหนดให้ $dt = T_i$ เมื่อ T_i คือ การสุ่มตัวอย่างเวลา (sampling time) และอนุพันธ์ของแรงดันคลาดเคลื่อนประมาณค่าให้อยู่ในรูปแบบผลต่าง แสดงดังสมการที่ (6.12) ดังนี้

$$\frac{\Delta V_{out}}{T_i} = K_p \cdot \frac{\Delta V_{error}}{T_i} + K_i \cdot V_{error} \quad (6.12)$$

ขั้นที่ 4 กำหนดให้ ผลต่างของแรงดันเอาต์พุต (ΔV_{out}) มีค่าเท่ากับ $V_{out(i)} - V_{out(i-1)}$ และผลต่างของแรงดันคลาดเคลื่อน (ΔV_{error}) มีค่าเท่ากับ $V_{error(i)} - V_{error(i-1)}$ สามารถแสดงดังสมการที่ (6.13) ได้ดังนี้

$$\frac{V_{out(i)} - V_{out(i-1)}}{T_i} = K_p \cdot \frac{V_{error(i)} - V_{error(i-1)}}{T_i} + K_i \cdot V_{error(i)} \quad (6.13)$$

โดยที่ $V_{out(i)}$ คือ ค่าแรงดันปัจจุบัน
 $V_{out(i-1)}$ คือ ค่าแรงดันอดีต
 $V_{error(i)}$ คือ แรงดันคลาดเคลื่อนปัจจุบัน
 $V_{error(i-1)}$ คือ แรงดันคลาดเคลื่อนอดีต

ขั้นที่ 5 คูณด้วย T_i ทั้งสองข้างของสมการ ดังนั้นจะได้สมการตัวควบคุมพีไอในช่วงเวลาไม่ต่อเนื่อง แสดงดังสมการที่ (6.14) ได้ดังนี้

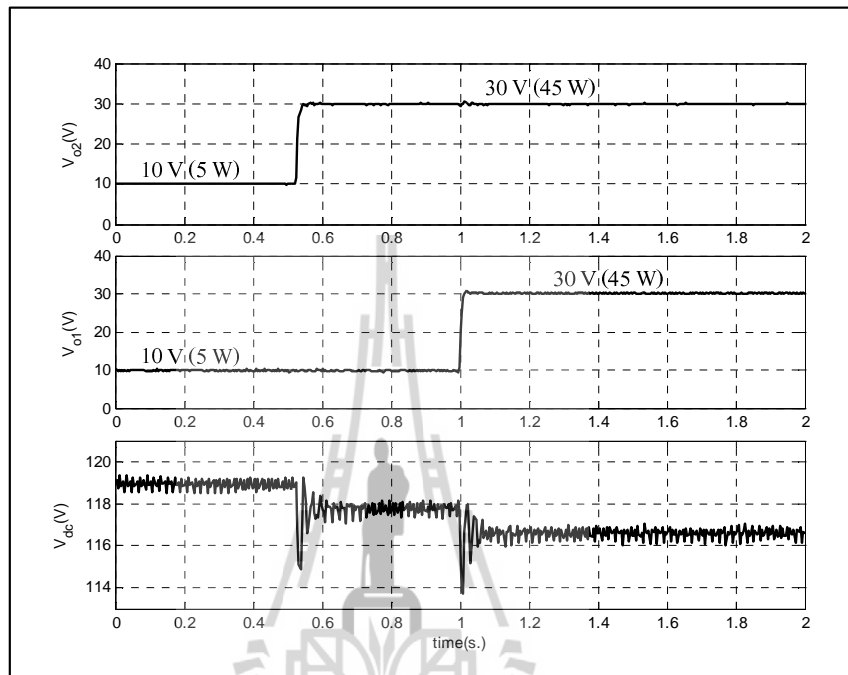
$$V_{out(i)} = V_{out(i-1)} + K_p \cdot V_{error(i)} - V_{error(i-1)} + K_i \cdot T_i \cdot V_{error(i)} \quad (6.14)$$

จากสมการที่ 6.14 เป็นสมการที่สามารถนำไปเขียนโปรแกรมด้วยชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR ได้ ซึ่งรายละเอียดการเขียนโปรแกรม สามารถดูได้จากผนวก จ.2

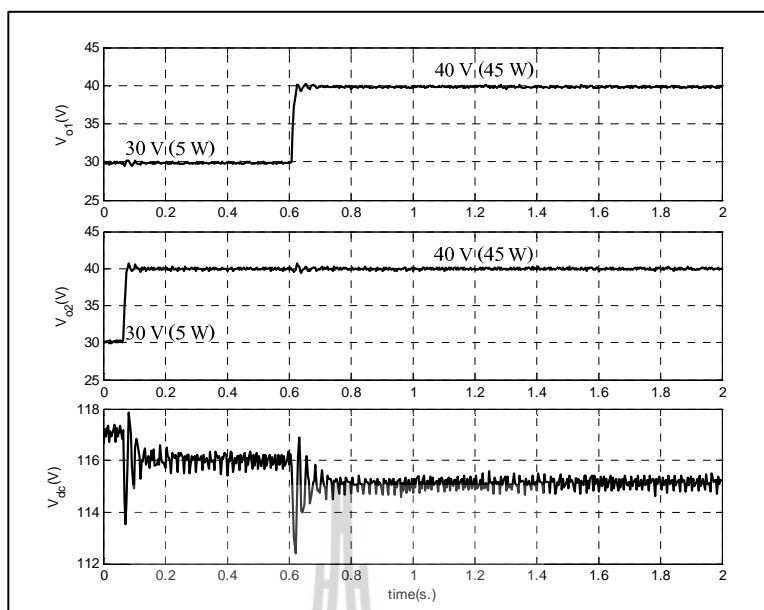
6.4.4 ผลการทดสอบวงจรและอภิปรายผล

การทดสอบการเขียนโปรแกรมตัวควบคุมแบบพีไอด้วยชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR สามารถดูภาพการทดสอบวงจรได้จากรูปที่ 6.18 โดยรูปที่ 6.21 แสดงผลการทดสอบของการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี (V_{dc}) แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัก์ชดที่ 1 (V_{o1}) และ แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัก์ชดที่ 2 (V_{o2}) โดยมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตที่กำหนดของวงจรแปลงผันแบบบัก์ชดที่ 1 (V_{o1}^*) และชดที่ 2 (V_{o2}^*) จาก 10 V ไปเป็น 30 V ที่เวลา 0.5 วินาที และ จาก 10 V ไปเป็น 30 V ที่เวลา 1 วินาที ตามลำดับ สำหรับรูปที่ 6.22 แสดงผลการทดสอบการตอบสนองเช่นเดียวกันกับรูปที่ 6.21 โดยมี

การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตที่กำหนดของวงจรแปลงผันแบบบักกิ้งชุดที่ 2 (V_{o1}^*) และชุดที่ 1 (V_{o2}^*) จาก 30 V ไปเป็น 40 V ที่เวลา 0.05 วินาที และ จาก 30 V ไปเป็น 40 V ที่เวลา 0.6 วินาที ตามลำดับ



รูปที่ 6.21 ผลทดสอบการตอบสนอง V_{dc} , V_{o1} และ V_{o2} ของการทดสอบในรูปที่ 6.18 ที่มีการเปลี่ยนแปลง V_{o1}^* และ V_{o2}^*



รูปที่ 6.22 ผลทดสอบการตอบสนอง V_{dc} , V_{o1} และ V_{o2} ของการทดสอบในรูปที่ 6.18
ที่มีการเปลี่ยนแปลง V_{o1}^* และ V_{o2}^*

จากรูปที่ 6.21 และ 6.22 ดังกล่าวได้ว่าการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลง
ผันแบบบักค์ของทั้ง 2 ชุด ด้วยการเขียน โปรแกรมตัวควบคุมแบบพีไอด้วยชุดบอร์ด
ไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR สามารถควบคุมแรงดันให้คงที่ และมีความถูกต้องแม่นยำ ซึ่งสามารถ
เป็นชุดทดสอบสำหรับการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพได้ในบทย่อยต่อไป

6.5 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 6 นำเสนอการสร้างชุดทดสอบของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดวงจร
แปลงผันแบบบักค์ขนานกัน ซึ่งผู้วิจัยได้พิจารณาการสร้างชุดทดสอบแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ชุด
ทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้านทาน และชุดทดสอบวงจรแปลงผัน
แบบบักค์ที่มีโหลดความต้านทาน เพื่อลดความยุ่งยากและการแก้ไขปัญหาการทดสอบวงจรเมื่อชุด
ทดสอบเกิดความบกพร่องและเสียหาย สำหรับการทดสอบวงจรแปลงผันแบบบักค์ที่มีโหลดความ
ต้านทาน ผู้วิจัยได้นำเสนอการออกแบบพารามิเตอร์และการเลือกอุปกรณ์ของชุดทดสอบวงจร
แปลงผันแบบบักค์ อีกทั้งยังได้สร้างชุดทดสอบบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR สำหรับเป็นตัว
ควบคุมให้กับชุดทดสอบวงจรดังกล่าว ซึ่งได้อธิบายความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไมโครคอนโทรลเลอร์
AVR รุ่น ET-EASY MEGA1280 องค์ประกอบของชุดทดสอบ และวิธีใช้งานไว้พอสังเขป จากนั้น
เมื่อชุดทดสอบดังกล่าวของทั้ง 2 ชุดมีความมั่นคงและให้ผลการทดสอบมีความถูกต้องแม่นยำ

ผู้วิจัยได้นำชุดทดสอบทั้ง 2 ชุดมาเชื่อมต่อกัน เพื่อให้ชุดทดสอบมีความสอดคล้องกับระบบที่ได้รับการนำเสนอไว้บทที่ 5 ซึ่งเป็นระบบที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ จากผลการทดสอบการเขียนโปรแกรมตัวควบคุมแบบพีไอ ด้วยชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลดความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบัลค์ทั้ง 2 ชุด ได้อย่างถูกต้องแม่นยำ ซึ่งสามารถเป็นชุดทดสอบสำหรับการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพได้ อย่างไรก็ตามจากบทที่ 5 ได้กล่าวไว้ว่า พารามิเตอร์มีผลต่อเสถียรภาพ ดังนั้น เพื่อการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยชุดทดสอบ ได้อย่างถูกต้อง ผู้วิจัยจึงจำเป็นต้องทำการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ซึ่งเป็นเนื้อหาในบทที่ 7 โดยรายละเอียดจะได้รับการนำเสนอต่อไป



บทที่ 7

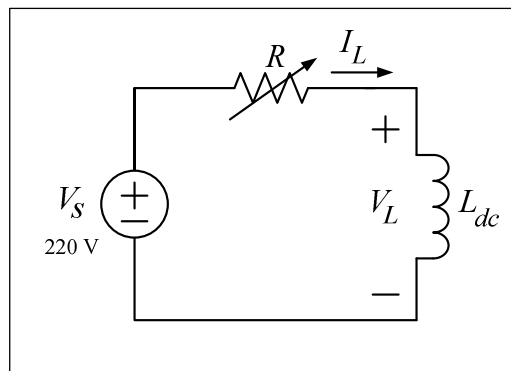
การระบุเอกลักษณ์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

7.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ วิเคราะห์เสถียรภาพโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคกซ์นานกัน เพราะฉะนั้นค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 5 ได้แก่ ค่าความเหนี่ยวนำ และค่าความจุของวงจรกรองสัญญาณดีซี ซึ่งมีความสำคัญมากต่อการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยชุดทดสอบ ด้วยเหตุนี้จึงตระหนักถึงวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมและถูกต้องที่สุด ซึ่งงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยกัน 2 วิธี คือ วิธีการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยเครื่องมือวัด โดยที่พิจารณาการหาค่าความเหนี่ยวนำและค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่ายสำหรับการทดสอบที่ให้ผลได้อย่างแม่นยำและถูกต้องที่สุด และวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search) หรือเรียกโดยย่อว่า “ATS” จะพิจารณาในส่วนของคุณค่าความจุ ค่าความต้านทานภายในตัวเก็บประจุ อีกทั้งยังได้ค้นหาค่าความเหนี่ยวนำและความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสที่สามารถปรับค่าได้ เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวไม่สามารถวัดค่าจากเครื่องมือวัดได้ง่าย เพราะฉะนั้นในบทนี้จึงนำเสนอหลักการ และวิธีการในการนำวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว มาประยุกต์ใช้สำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของชุดทดสอบโดยจะพิจารณาเพียง วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้านทาน เนื่องจากพารามิเตอร์ของโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคกซ์ไม่ส่งผลต่อเสถียรภาพมากนักเมื่อเทียบกับพารามิเตอร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสและพารามิเตอร์ของวงจรกรอง

7.2 การหาพารามิเตอร์ด้วยเครื่องมือวัด

การทดสอบหาพารามิเตอร์ของคุณค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำด้วยเครื่องมือวัด เป็นวิธีที่ง่ายสำหรับการทดสอบและให้ผลที่มีความถูกต้องแม่นยำ โดยลักษณะการต่อวงจรทดสอบแสดงดังรูปที่ 7.1 ซึ่งประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 220 V ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ เครื่องมือวัดกระแสไฟฟ้า และเครื่องมือวัดแรงดันไฟฟ้า เป็นต้น



รูปที่ 7.1 วงจรทดสอบการหาค่าความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำ

การดำเนินการทดสอบสำหรับการหาค่าความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำจะอาศัยวิธีการกฎของโอห์ม โดยการทดสอบจะเริ่มจากการปรับ V_S ไปที่ 220 V จากนั้นปรับค่าความต้านทานเพื่อให้ได้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นทีละ 0.5 A โดยเริ่มจาก 0.5 A ถึง 5 A พร้อมทั้งวัดค่าแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ เพื่อสามารถนำไปคำนวณหาค่าความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลการคำนวณแสดงดังตารางที่ 7.1 ดังนี้

ตารางที่ 7.1 ผลการทดสอบหาค่าความต้านทานภายในของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ

I_L (A)	V_L (V)	r_L (Ω)
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	0.55
3.5	1.99	0.57
4.0	2.32	0.58
5.0	2.90	0.58
เฉลี่ย		0.57

การหาค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง L_{dc} จะอาศัยเครื่องมือวัด LCR METER รุ่น 814 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 7.2 โดยวิธีการวัดค่าจะวัดด้วยกัน 3 ครั้ง แล้วนำมาหาค่าเฉลี่ย ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรองที่ได้จากการวัด แสดงดังตารางที่ 7.2 ดังนี้



รูปที่ 7.2 เครื่องมือวัดค่าความเหนี่ยวนำ

ตารางที่ 7.2 ผลการวัดค่าความเหนี่ยวนำ

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

จากการทดสอบหาพารามิเตอร์ค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำและค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรองด้วยเครื่องมือวัด จะเห็นได้ว่า ค่าที่ได้จากการทดสอบ จะมีค่าที่ไม่เท่ากับหรือไม่สอดคล้องกับพารามิเตอร์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้รับการนำเสนอไว้บทที่ 5 ตามตารางที่ 5.1 ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวที่ได้จากการทดสอบ จึงเป็นพารามิเตอร์ที่มีความถูกต้องที่สุดสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยในหัวข้อถัดไปคือ การหาพารามิเตอร์ค่าความจุของวงจรกรอง รวมถึงค่าความต้านทานภายในของตัวเก็บประจุ ค่าความเหนี่ยวนำของสายส่งและ ค่าความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งพารามิเตอร์ดังกล่าวไม่สามารถวัดค่าได้อย่างถูกต้องจากเครื่องมือวัด ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้ระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ดังกล่าวด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ มีชื่อเรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามูเชิง

ปรับตัว ซึ่งเป็นแนวทางใหม่สำหรับการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด โดยวิธีการนี้ต้องอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบกับผลการทดสอบ โดยจะอาศัยผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี (V_{dc}) นำมาใช้สำหรับการเปรียบเทียบ เพื่อให้ผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์มีลักษณะของรูปสัญญาณสอดคล้องกับผลการตอบสนองของการทดสอบวงจร ทั้งในสถานะชั่วคราว และสถานะอยู่ตัว ดังนั้นวงจรที่พิจารณาจะเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้านทาน เนื่องจากเป็นวงจรเช่นเดียวกับวงจรที่ได้ทดสอบไว้ในบทที่ 6 และง่ายต่อการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อนำไปประยุกต์ใช้สำหรับวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว โดยรายละเอียดจะได้รับการนำเสนอในหัวข้อที่ 7.3

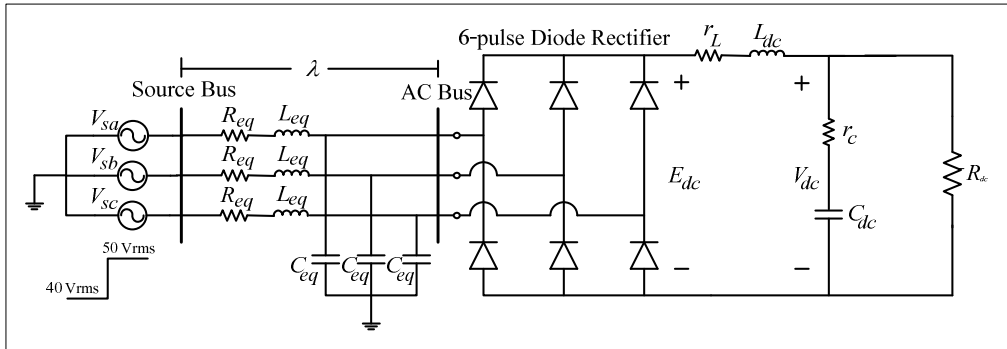
7.3 การหาพารามิเตอร์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

หัวข้อนี้เป็นการนำเสนอการหาพารามิเตอร์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้านทาน เพื่อใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบที่จำเป็นต่อการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ โดยเนื้อหาที่สำคัญจะประกอบด้วย การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การทดสอบวงจร และการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ เป็นต้น

7.3.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์

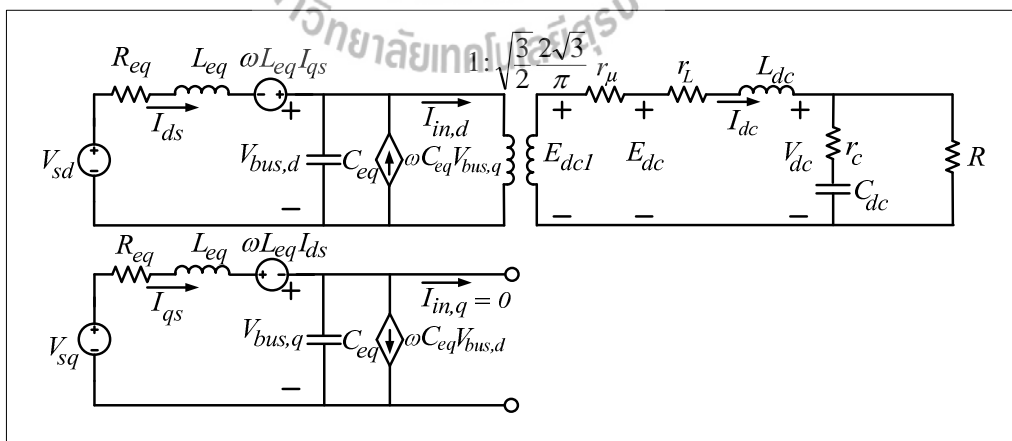
ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาและสมมติฐาน

ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงดังรูปที่ 7.3 ประกอบด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสมดุล สายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ และวงจรกรองสัญญาณดีซีที่เชื่อมต่อด้วยโหลดตัวต้านทาน สำหรับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟส จะพิจารณาเงื่อนไขการพิสูจน์เช่นเดียวกับเงื่อนไขที่ได้รับการอธิบายไว้แล้วในบทที่ 3



รูปที่ 7.3 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้านทาน

พิจารณาแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นแบบสมมูล $R_{eq} L_{eq}$ และ C_{eq} แทน พารามิเตอร์วงจรสมมูลของสายส่งกำลังไฟฟ้า ในส่วนพารามิเตอร์ของวงจรกรองสัญญาณดีซีแทน ด้วย $r_L L_{dc} r_c$ และ C_{dc} ซึ่งมี E_{dc} และ V_{dc} เป็นแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{dc} ตามลำดับ สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มี โหลดความต้านทานในรูปที่ 7.3 สามารถสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยใช้วิธีคิกัว ซึ่ง สามารถแปลงวงจรให้อยู่ในรูปบนแกนหมุนคิกัว โดยอาศัยการพิสูจน์ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ เช่นเดียวกับสมการที่ได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 3 โดยสามารถกำหนดมุมเฟสการหมุนของ สัญญาณการสวิตช์ ($\phi_1 = \phi$) ดังนั้น จะได้วงจรสมมูลอย่างง่ายแสดงดังรูปที่ 7.4 ดังนี้



รูปที่ 7.4 วงจรสมมูลบนแกนคิกัว เมื่อกำหนด $\phi_1 = \phi$

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ สามารถวิเคราะห์ด้วยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ และกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์กับวงจรสมมูลในรูปที่ 7.4 ซึ่งสมการเชิงอนุพันธ์แสดงดังสมการที่ (7.1) ดังนี้

$$\begin{cases} \dot{I}_{ds} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sd} \\ \dot{I}_{qs} = -\omega I_{ds} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sq} \\ \dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{ds} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\ \dot{V}_{bus,q} = -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}} I_{qs} \\ \dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}} V_{bus,d} - \frac{(r_{\mu} + r_L + r_c)}{L_{dc}} I_{dc} - \frac{(R_{dc} - r_c)}{R_{dc} L_{dc}} V_{dc} \\ \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} - \frac{1}{R_{dc} C_{dc}} V_{dc} \end{cases} \quad (7.1)$$

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้จากวิธีคิดในสมการที่ (7.1) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบดังสมการที่ (7.2) ได้ดังนี้

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}, \mathbf{u})\mathbf{u} \end{cases} \quad (7.2)$$

โดยที่

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

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

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

และรายละเอียดของ \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} แสดงได้ดังสมการที่ (7.3)

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

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

$$\mathbf{C}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]_{1 \times 6} \quad \mathbf{D}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = [0]_{1 \times 1} \quad (7.3)$$

การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (7.2) จะอาศัยการจำลองสถานการณ์เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับกรจำลองสถานการณ์ของระบบในรูปแบบที่ 7.3 โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB คูได้จากภาคผนวก ข.5 ซึ่งพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของระบบแสดงดังตารางที่ 7.1

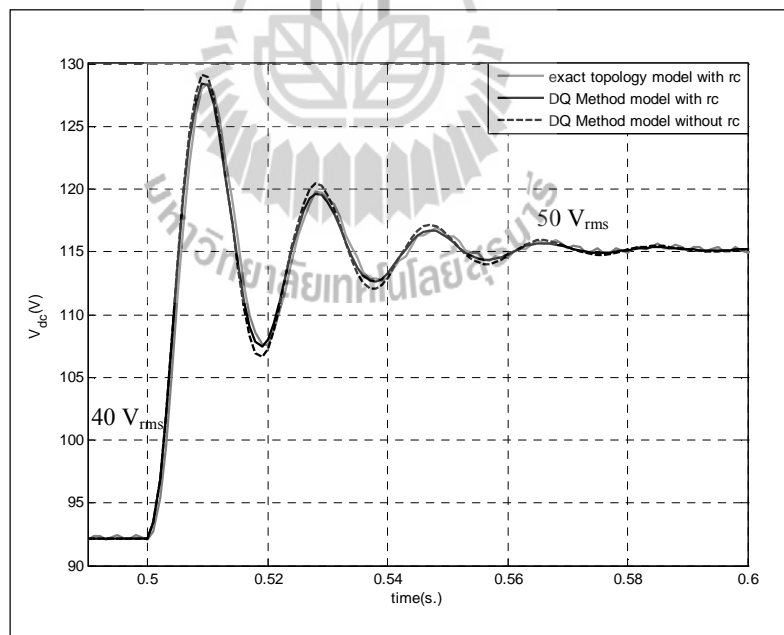
ตารางที่ 7.3 พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปแบบที่ 7.3

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
V_s	40 - 50 V _{rms/phase}	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
ω	$2\pi \times 50$ rad/s	ความถี่ของระบบ
R_{eq}	0.1 Ω	ความต้านทานของสายส่ง
L_{eq}	24 μ H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
C_{eq}	2 nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง

ตารางที่ 7.3 พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 7.3 (ต่อ)

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
r_L	0.57 Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
L_{dc} ($\Delta I_{dc} \leq 1.5$ A)	37.7 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
C_{dc} ($\Delta V_{dc} \leq 30$ V)	235 μ F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
r_c	0.4 Ω	ความต้านทานภายในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง
R_{dc}	50 Ω	ความต้านทานที่เชื่อมต่อกับวงจรกรอง

รูปที่ 7.5 แสดงผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี โดยที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์จาก 40 V_{rms} ไปเป็นแรงดัน 50 V_{rms} ที่เวลา 0.5 วินาที ซึ่งการจำลองสถานการณ์ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จะแสดงผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีเปรียบเทียบระหว่าง กรณีที่มีค่าความต้านทานภายในตัวเก็บประจุและไม่มีค่าความต้านทานภายในตัวเก็บประจุ

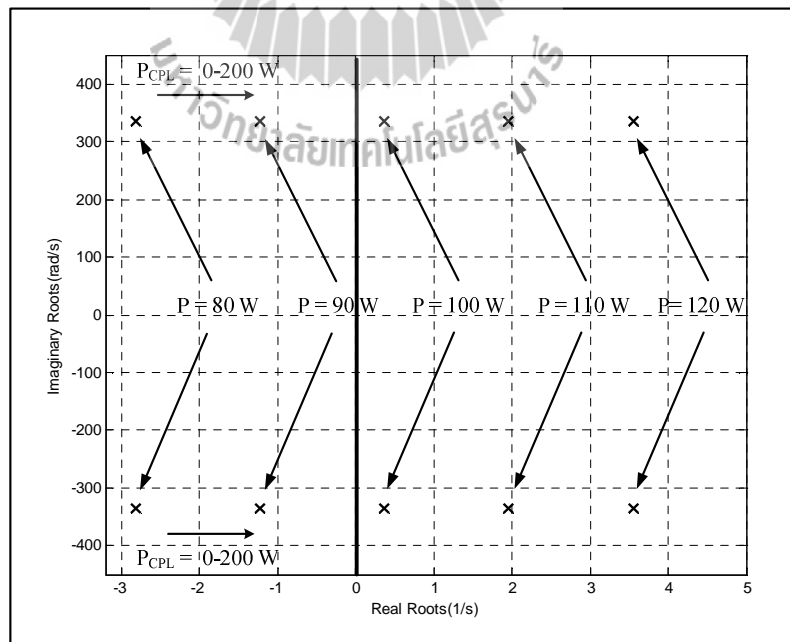


รูปที่ 7.5 ผลการตอบของแรงดันเอาต์พุตดีซี

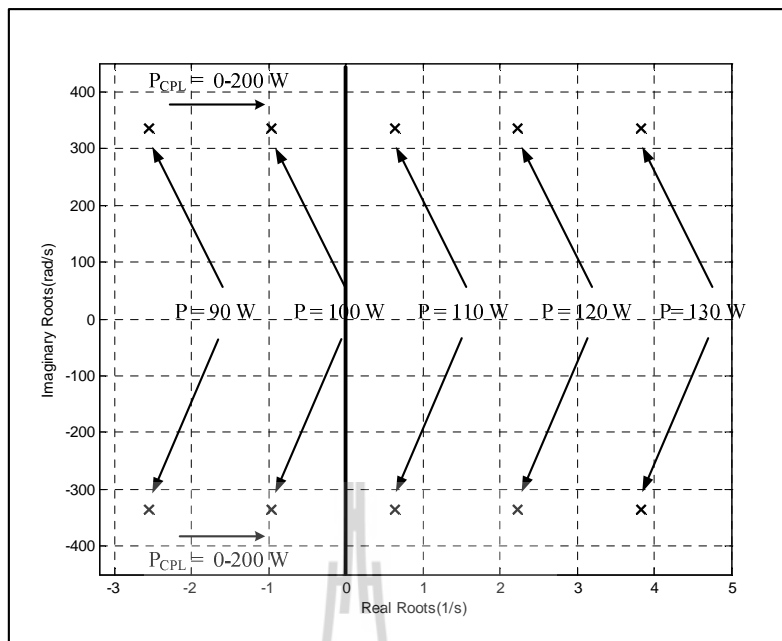
จากรูปที่ 7.5 การเปรียบเทียบผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ จะสังเกตได้ว่า ค่าความต้านทานภายในของตัวเก็บประจุ มีผลต่อความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ไม่มากนักแต่ค่าดังกล่าวจะส่งผลก่อให้เกิดความผิดพลาดต่อการวิเคราะห์เสถียรภาพได้ ผลกระทบนี้จะแสดงให้เห็นในหัวข้อที่ 7.3.2 ดังนั้น ผู้วิจัยจึงต้องพิจารณาค่าความต้านทานภายในของตัวเก็บประจุสำหรับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยจากรูปที่ 7.5 การเปรียบเทียบผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตดีซี ระหว่างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ในกรณีที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของตัวเก็บประจุ จะมีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องทั้งในสภาวะชั่วคราว และสภาวะอยู่ตัว ซึ่งถือเป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้อง แม่นยำ และสามารถนำแบบจำลองดังกล่าว นำไปประยุกต์ใช้สำหรับวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ได้

7.3.2 ผลของพารามิเตอร์ต่อเสถียรภาพของระบบ

รูปที่ 7.6 และ 7.7 แสดงการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ โดยที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง 0.4 Ω และ 0.5 Ω ตามลำดับ ซึ่งอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง โดยคำนวณค่าเจาะจงจากแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นที่ได้รับการนำเสนอไว้บทที่ 3



รูปที่ 7.6 ค่าเจาะจง กรณีเมื่อ $r_c = 0.4 \Omega$

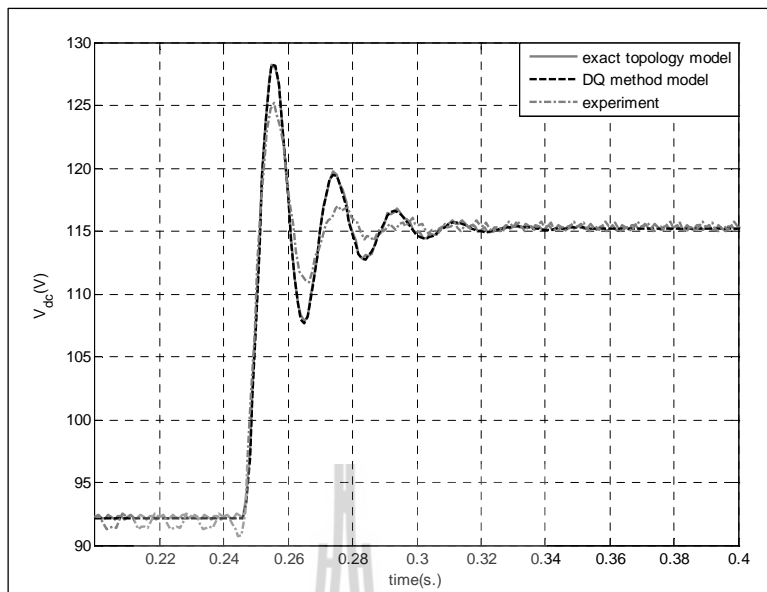


รูปที่ 7.7 ค่าเจาะจง กรณีเมื่อ $r_c = 0.5 \Omega$

จากรูปที่ 7.6 และ 7.7 จะสังเกตได้ว่าการคำนวณค่าเจาะจงจากแบบจำลองเชิงที่เป็นเชิงเส้นโดยที่พิจารณาความต้านทานภายในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง 0.4 Ω และ 0.5 Ω สามารถเปลี่ยนไปเป็นระบบที่ขาดเสถียรภาพที่โหลดกำลังไฟฟ้าแบบอุดมคติมีค่าเป็น 100 W และ 110 W ตามลำดับ ดังนั้น การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงมีความจำเป็นที่ต้องพิจารณาค่าความต้านทานภายในตัวเก็บประจุ เพื่อให้การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบมีความแม่นยำยิ่งขึ้น

7.3.3 การทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้านทาน

การต่อวงจรและวิธีการทดสอบของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้านทาน เพื่อให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีมีลักษณะเช่นเดียวกับ การจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ สามารถต่อวงจรในลักษณะเดียวกันกับรูปที่ 6.1 ซึ่งเป็นวงจรที่ได้รับนำเสนอไว้ในบทที่ 5 โดยผลการทดสอบสามารถนำมาพล็อตร่วมกันระหว่างผลการตอบสนองของชุดทดสอบและผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 7.8 ดังนี้



รูปที่ 7.8 การเปรียบเทียบของผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตดีซี

จากรูปที่ 7.8 จะเห็นได้ว่า ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตดีซีของการจำลองสถานการณ์ด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังบนคอมพิวเตอร์ มีลักษณะของรูปสัญญาณในสภาวะชั่วคราวที่ไม่สอดคล้องกับผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีจากชุดทดสอบ เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในแบบจำลองและที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์มีค่าแตกต่างจากพารามิเตอร์ของชุดทดสอบจริง ซึ่งปัญหาดังกล่าวจะทำให้การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบมีความคลาดเคลื่อนได้ ถึงแม้ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบจะมีความถูกต้องแม่นยำสูงก็ตาม ดังนั้นผู้วิจัยจึงนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบดังกล่าว ไปประยุกต์ใช้สำหรับการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ถูกต้อง ซึ่งรายละเอียดจะได้รับการนำเสนอในหัวข้อที่ 7.3.3

7.3.4 การระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

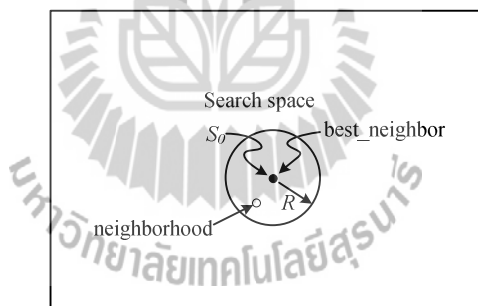
การระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว เป็นแนวทางใหม่สำหรับการหาพารามิเตอร์ที่ถูกต้องของชุดทดสอบ เพื่อให้การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน มีความถูกต้องแม่นยำและมีความน่าเชื่อถือมากขึ้น นอกจากนี้ยังได้อธิบายหลักการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ขอบเขตการค้นหา และการทดสอบพารามิเตอร์ รวมทั้งผลการตรวจสอบความถูกต้องของคำตอบจากการระบุเอกลักษณ์ไว้ในหัวข้อนี้ด้วย

หลักการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวเป็นอัลกอริทึมที่ถูกพัฒนาขึ้นจากอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามู (Tabu Search : TS) มีวัตถุประสงค์เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพในการค้นหาคำตอบให้ดียิ่งขึ้น อัลกอริทึมนี้ได้พัฒนาขึ้นโดย กองพัน อารีรักษ์ และสราวุฒิ สุจิตจร ในปี พ.ศ. 2545 โดยได้ทำการเพิ่ม 2 กลไกเข้าไปในการค้นหาแบบตามูธรรมดา คือ การเดินย้อนรอย (back tracking) และการปรับรัศมีการค้นหา (adaptive radius) กลไกการเดินย้อนรอยนั้นใช้แก้ปัญหาสำหรับการติดอยู่ในคำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local optimum) สำหรับกลไกการปรับรัศมีการค้นหา จะทำการปรับลดรัศมี ในระหว่างการค้นหาจนกระทั่งการค้นหาเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุด (D. Puangdownreong, K-N. Areerak, A. Srikaew, S. Sujitjorn and P. Totarong, 2002) อัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวสามารถพิจารณาได้ตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

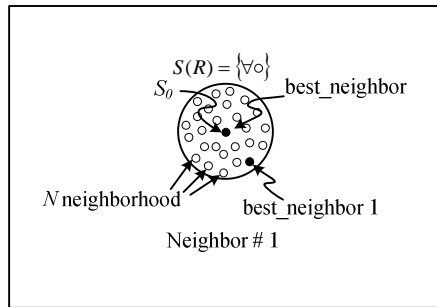
ขั้นตอนที่ 1 กำหนดพื้นที่การค้นหา รัศมีการค้นหา และจำนวนรอบสูงสุดของการค้นหา

ขั้นตอนที่ 2 ทำการสุ่มคำตอบเริ่มต้น S_0 ภายในพื้นที่การค้นหา และให้ S_0 เป็นคำตอบที่ดีที่สุดแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local solution) แสดงดังรูปที่ 7.9 ดังนี้



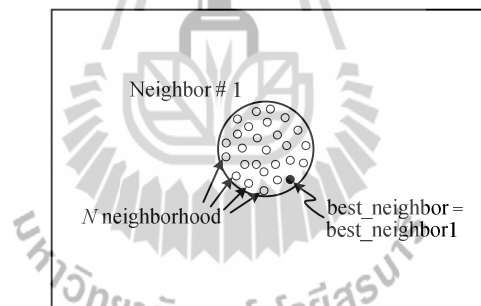
รูปที่ 7.9 สุ่มค่า S_0 ในพื้นที่การค้นหา

ขั้นตอนที่ 3 ทำการสุ่มเลือกคำตอบจำนวน N คำตอบ รอบ ๆ S_0 ภายในพื้นที่รัศมีการค้นหา R และกำหนดให้เซต $S(R)$ เป็นเซตของคำตอบ N คำตอบ ซึ่งเรียกว่า คำตอบรอบข้าง แสดงดังรูปที่ 7.10 ดังนี้

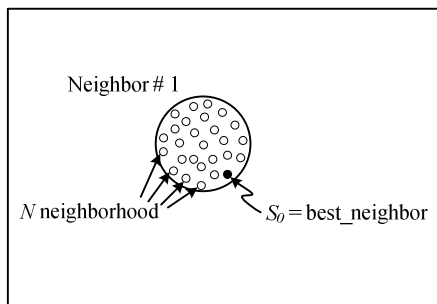
รูปที่ 7.10 ค่าใกล้เคียงรอบ ๆ S_0

ขั้นตอนที่ 4 ทำการประเมินค่าตอบด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของแต่ละสมาชิกใน $S(R)$ โดยกำหนดให้ S_i เป็นคำตอบที่ดีที่สุดที่สุดใน $S(R)$

ขั้นตอนที่ 5 ถ้า $S_i < S_0$ ดังนั้นกำหนดให้ $S_0 = S_i$ และเก็บค่า S_0 ในรายการตาม แสดง ดังรูปที่ 7.11 และรูปที่ 7.12 ดังนี้

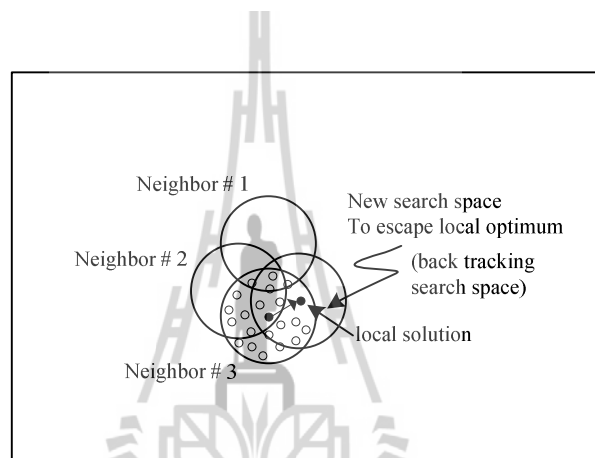


รูปที่ 7.11 กำหนดค่าใกล้เคียงใหม่

รูปที่ 7.12 กำหนดค่า S_0 ใหม่

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

ขั้นตอนที่ 7 จะเข้าสู่กลไกการเดินย้อนรอย เมื่อจำนวนคำตอบในแต่ละรอบไม่หลุดออกจากคำตอบที่เป็นวงแคบเฉพาะถิ่นเป็นจำนวนเท่ากับจำนวนคำตอบสูงสุดที่ได้ทำการตั้งค่าไว้ กลไกนี้จะเลือกคำตอบที่ดีที่สุดที่ได้จากการค้นหาในพื้นที่การค้นหาเดิมในรายการตามเพื่อนำมากำหนดเป็นคำตอบเริ่มต้นสำหรับการค้นหาในรอบถัดไป ทั้งนี้เพื่อให้หลุดออกจากคำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่น แสดงดังรูปที่ 7.13



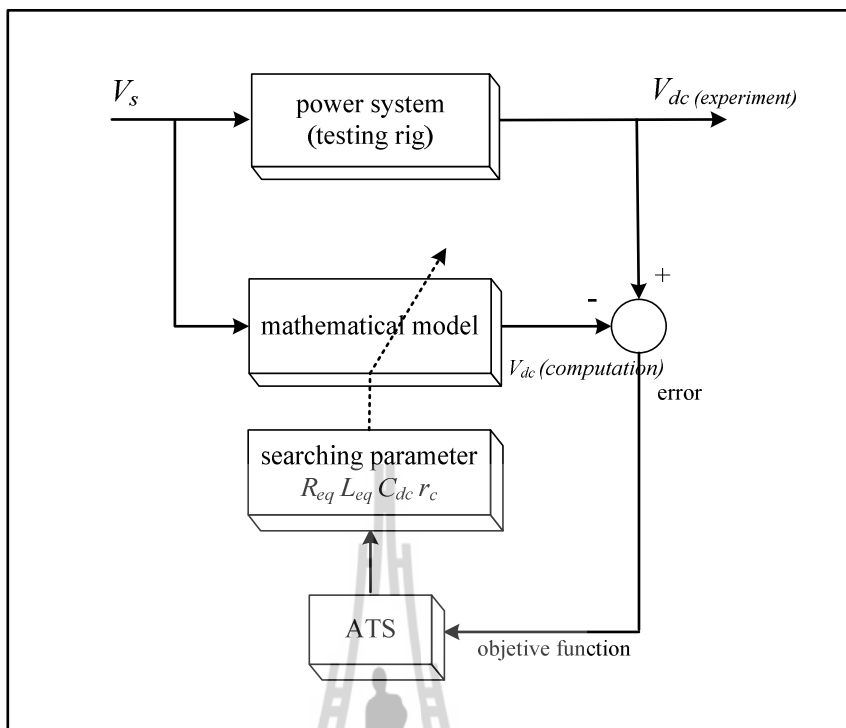
รูปที่ 7.13 กลไกการเดินย้อนรอย

ขั้นตอนที่ 8 จะเข้าสู่กลไกการปรับค่ารัศมีการค้นหา โดยจะปรับลดรัศมีลงเรื่อยๆ ตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ (7.4)

$$radius_{new} = \frac{radius_{old}}{DF} \quad (7.4)$$

โดยที่ DF คือ ตัวประกอบปรับลดค่ารัศมี (Decreasing Factor)

การค้นหาพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว มีโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมการค้นหาแสดงดังรูปที่ 7.14 ดังนี้



รูปที่ 7.14 บล็อกไดอะแกรมการค้นหาพารามิเตอร์

รูปที่ 7.14 แสดงการค้นหาพารามิเตอร์ของชุดทดสอบด้วยวิธี ATS โดยวิธี ATS จะทำการปรับเปลี่ยนค่า R_{eq} , L_{eq} , C_{dc} และ r_c ผ่านแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ จนกระทั่งค่าแรงดัน V_{dc} ที่ได้จากการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ด้วยพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหา มีค่าใกล้เคียงกับค่าแรงดัน V_{dc} ที่ได้จากการทดสอบ (error เท่ากับ 0) หรืออีกความหมายหนึ่งก็คือ พารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS เป็นพารามิเตอร์ของระบบทดสอบจริง

ขอบเขตการค้นหา

การกำหนดขอบเขตของพารามิเตอร์ดังกล่าว จะอาศัยจากการปรับขอบเขตด้วยการอ้างอิงจากพารามิเตอร์ในตารางที่ 7.3 เมื่อคำตอบจากการค้นหาพารามิเตอร์มีค่าเท่ากับขอบล่างหรือขอบบน จะให้มีการขยายขอบเขตดังกล่าวออกไปอีก ดังนั้น จากการค้นหาขอบเขตพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด แสดงดังตารางที่ 7.4 ดังนี้

ตารางที่ 7.4 ขอบเขตพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด

พารามิเตอร์ของระบบ	ขอบล่าง	ขอบบน
R_{eq}	0.1 Ω	0.2 Ω
L_{eq}	0.1 mH	1 mH
C_{dc}	230 μ F	240 μ F
r_c	2 Ω	4 Ω

จากตารางที่ 7.4 การกำหนดขอบเขตพารามิเตอร์ในแต่ละรอบนั้นจะถูกกำหนดด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (Fitness Function) ในที่นี้ใช้ค่า W เป็นค่าความผิดพลาดอาร์เอ็มเอส (root mean square error) ที่เกิดจากผลต่างระหว่างแรงดันเอาต์พุตดีซีจากการทดสอบและแรงดันเอาต์พุตดีซีจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (7.5) ดังนี้

$$W = \sqrt{\frac{\sum error^2}{n}} \quad (7.5)$$

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

จากสมการที่ (7.5) แสดงให้เห็นว่าวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัวจะพยายามค้นหาค่าพารามิเตอร์ของระบบจนได้ค่า W น้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ ซึ่งหมายถึงพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหามีค่าใกล้เคียงกับพารามิเตอร์ของชุดทดสอบจริง

การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

อัลกอริทึมของการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัวมีพารามิเตอร์ที่สำคัญอยู่หลายตัว ดังนั้นเพื่อให้การค้นหาแบบตามเชิงปรับตัวมีประสิทธิภาพมากที่สุด จำเป็นต้องมีการทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัวก่อนการนำไปใช้จริง ซึ่งการทดสอบจะเริ่มจากการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง รัศมีเริ่มต้น และ ตัวปรับลดรัศมี โดยผลการทดสอบจะแสดงดังตารางที่ 7.5 - 7.8 ดังนี้

ตารางที่ 7.5 การทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ครั้งที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 10 คำตอบ						
ค่า W	0.6529	0.6529	0.6499	0.6469	0.6568	0.65214
จำนวนรอบ	10	2	15	2	4	6.6
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ						
ค่า W	0.6467	0.6426	0.6487	0.6495	0.6583	0.64916
จำนวนรอบ	2	9	1	2	1	3
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 30 คำตอบ						
ค่า W	0.6405	0.6581	0.6471	0.6513	0.6439	0.64818
จำนวนรอบ	1	1	1	1	1	1
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 40 คำตอบ						
ค่า W	0.6403	0.6574	0.6531	0.6578	0.6414	0.652
จำนวนรอบ	1	1	1	1	1	1
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 50 คำตอบ						
ค่า W	0.6457	0.6581	0.639	0.6551	0.6535	0.65
จำนวนรอบ	1	7	1	1	1	2.2

ตารางที่ 7.6 การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ครั้งที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ						
ค่า W	0.651	0.6504	0.6572	0.644	0.6599	0.6525
จำนวนรอบ	1	3	1	1	3	1.8
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 20 คำตอบ						
ค่า W	0.6555	0.6501	0.6548	0.6541	0.6504	0.65298
จำนวนรอบ	1	1	1	1	3	1.4

ตารางที่ 7.6 การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง (ต่อ)

ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่					ค่าเฉลี่ย
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ						
ค่า W	0.6573	0.6454	0.6436	0.6539	0.6474	0.64952
จำนวนรอบ	1	2	1	1	1	1.2
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 คำตอบ						
ค่า W	0.6542	0.6522	0.6587	0.6561	0.6501	0.65426
จำนวนรอบ	1	2	2	3	1	1.8
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 50 คำตอบ						
ค่า W	0.6522	0.6468	0.6569	0.6559	0.656	0.65356
จำนวนรอบ	1	1	1	4	1	1.6

ตารางที่ 7.7 การทดสอบค่าร้อยละเริ่มต้น

ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่					ค่าเฉลี่ย
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	
ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 1						
ค่า W	0.6517	0.645	0.6429	0.6592	0.658	0.65136
จำนวนรอบ	4	1	2	1	1	1.8
ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 2						
ค่า W	0.6435	0.6562	0.659	0.6548	0.6517	0.65304
จำนวนรอบ	1	1	1	2	7	2.4
ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 3						
ค่า W	0.6494	0.6478	0.6487	0.6486	0.6424	0.64738
จำนวนรอบ	1	1	1	1	1	1.8
ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 4						
ค่า W	0.6473	0.6461	0.6591	0.6512	0.6513	0.651
จำนวนรอบ	1	1	1	1	1	1

ตารางที่ 7.7 การทดสอบค่าร้อยละเริ่มต้น (ต่อ)

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 5						
ค่า W	0.6536	0.6548	0.657	0.6458	0.6458	0.65244
จำนวนรอบ	1	1	4	8	1	3

ตารางที่ 7.8 การทดสอบค่าปรับลดร้อยละ

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าตัวปรับลดร้อยละเท่ากับ 1.1						
ค่า W	0.6567	0.6487	0.6555	0.6495	0.6552	0.65312
จำนวนรอบ	9	1	6	16	1	6.6
ค่าตัวปรับลดร้อยละเท่ากับ 1.2						
ค่า W	0.6543	0.6582	0.6519	0.6534	0.6566	0.65488
จำนวนรอบ	1	3	1	2	1	1.6
ค่าตัวปรับลดร้อยละเท่ากับ 1.3						
ค่า W	0.6565	0.6428	0.6494	0.6543	0.6582	0.65224
จำนวนรอบ	1	1	1	3	3	1.8
ค่าตัวปรับลดร้อยละเท่ากับ 1.4						
ค่า W	0.6503	0.6578	0.6473	0.6491	0.6496	0.65082
จำนวนรอบ	1	1	1	1	1	1
ค่าตัวปรับลดร้อยละเท่ากับ 1.5						
ค่า W	0.6527	0.6561	0.6558	0.6498	0.6599	0.65486
จำนวนรอบ	1	1	10	4	6	4.4
ค่าตัวปรับลดร้อยละเท่ากับ 1.6						
ค่า W	0.6514	0.653	0.655	0.6579	0.6475	0.65296
จำนวนรอบ	1	3	1	6	1	2.4

จากผลการทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัวตามตารางที่ 7.5 ถึง ตารางที่ 7.8 จะพิจารณาเลือกค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมโดยดูจากค่า W ควบคู่ไปกับจำนวนรอบ ได้ดังนี้

- จากตารางที่ 7.5 สังเกตได้ว่าค่า W ในกรณีจำนวนคำตอบเริ่มต้น 30 คำตอบมีค่าน้อยที่สุด จึงเลือกใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 30 คำตอบ
- จากตารางที่ 7.6 นั้นพบว่าค่า W ในกรณีจำนวนคำตอบรอบข้าง 30 คำตอบมีค่าน้อยที่สุดและจำนวนรอบก็น้อยที่สุดด้วย จึงเลือกใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ
- จากตารางที่ 7.7 สังเกตได้ว่าค่า W ในกรณีค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 4 มีค่าน้อยที่สุดและจำนวนรอบก็น้อยที่สุดด้วย จึงเลือกใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 4
- จากตารางที่ 7.8 สังเกตได้ว่าค่า W ในกรณีค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.4 มีค่าน้อยที่สุด และจำนวนรอบก็น้อยที่สุดด้วย จึงเลือกใช้ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.4

ดังนั้นสามารถสรุปค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้ดังนี้ จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 30 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 30 คำตอบ ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 4 และค่าปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.4 จากนั้นนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้ไปทำการทดสอบการค้นหาพารามิเตอร์ของระบบจำนวน 100 รอบ ทั้งหมด 5 ครั้ง เพื่อให้การค้นหาพารามิเตอร์มีความแม่นยำมากขึ้น ซึ่งพิจารณาผลการค้นหาได้จากตารางที่ 7.9 ดังนี้

ตารางที่ 7.9 ผลการค้นหาพารามิเตอร์ของระบบจำนวน 100 รอบ ทั้งหมด 5 ครั้ง

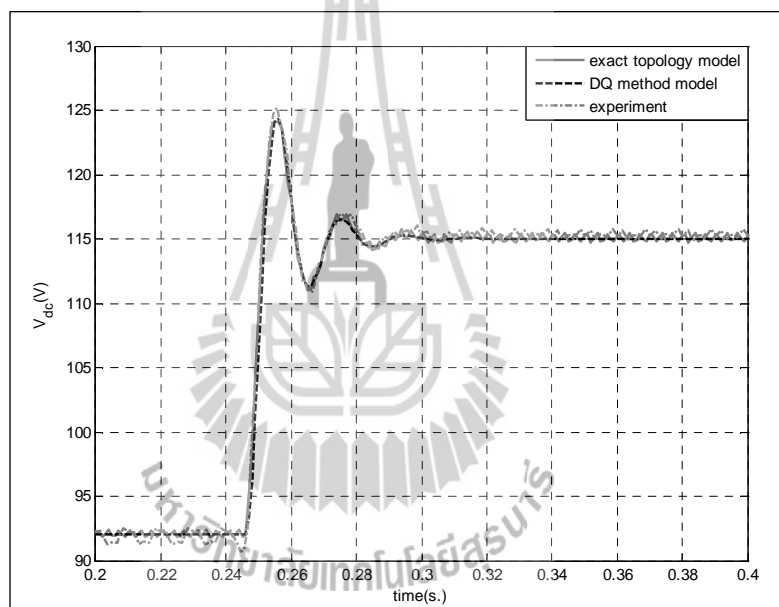
จำนวนครั้ง	$R_{eq}(\Omega)$	$L_{eq}(mH)$	$C_{dc}(\mu F)$	$r_c(\Omega)$	W
1	0.1049	0.100	230.19	2.9244	0.6400
2	0.1008	0.133	230.44	2.9541	0.6434
3	0.1039	0.101	231.29	2.9193	0.6436
4	0.1016	0.139	231.04	2.9616	0.6465
5	0.1091	0.109	230.63	2.9240	0.6430
ค่าเฉลี่ย	0.1040	0.116	230.72	2.9367	0.6433

จากตารางที่ 7.9 จะสังเกตได้ว่า การทดสอบการค้นหาพารามิเตอร์ของระบบ ในจำนวนรอบการค้นหา 100 รอบ จะทำให้ค่าความผิดพลาดอาร์เอ็มเอสมีค่าน้อยกว่าการทดสอบพารามิเตอร์ในตารางที่ 7.5 - 7.8 แต่ในทางตรงกันข้าม การค้นหาพารามิเตอร์ในจำนวนรอบที่เพิ่มมากขึ้นจะใช้เวลาในการค้นหาพอสมควร และการทดสอบในแต่ละครั้ง พารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหาจะมีการเปลี่ยนแปลงจากค่าเดิมไม่มากนัก ซึ่งบ่งบอกได้ว่า การกำหนดขอบเขตพารามิเตอร์

ในตาราง 7.4 ถือเป็นขอบเขตพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด ดังนั้น การค้นหาพารามิเตอร์ของระบบด้วยจำนวนรอบการค้นหา 100 รอบ ทั้งหมด 5 ครั้ง จึงเพียงพอต่องานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ อย่างไรก็ตาม ความถูกต้องของพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหาจำเป็นต้องตรวจสอบความถูกต้องของคำตอบ ซึ่งจะได้รับการอธิบายต่อไป

การทดสอบความถูกต้องของคำตอบจากการระบุเอกลักษณ์

พารามิเตอร์จากตารางที่ 7.9 สามารถนำไปทดสอบความถูกต้องกับผลการตอบสนองจากชุดทดสอบ โดยรูปที่ 7.15 แสดงผลการตอบสนองของการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตดีซี เมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตจาก 40 V_{rms} ไป 50 V_{rms} ที่เวลา 0.25 วินาที



รูปที่ 7.15 การเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตจาก 40 V_{rms} ไป 50 V_{rms}

จากรูปที่ 7.15 สังเกตได้ว่า ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีสำหรับการจำลองสถานการณ์ด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง บนคอมพิวเตอร์ มีลักษณะรูปสัญญาณในสถานะชั่วคราว และสถานะอยู่ตัว ที่สอดคล้องกับผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีจากชุดทดสอบ ดังนั้น พารามิเตอร์ของระบบที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ จึงเป็นพารามิเตอร์ที่เหมาะสมและถูกต้องที่สุด

7.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 7 นี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ด้วยวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ โดยค้นหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดจากชุดทดสอบ เพื่อให้การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพมีความถูกต้องแม่นยำ ซึ่งงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยกัน 2 วิธี คือ วิธีการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยเครื่องมือวัด และการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว สำหรับวิธีแรกจะพิจารณาการหาค่าความเหนี่ยวนำและค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของวงจรรอง ซึ่งจากการทดสอบพบว่าพารามิเตอร์จากการทดสอบมีค่าที่ไม่สอดคล้องกับพารามิเตอร์ที่ได้ใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้รับการนำเสนอไว้บทที่ 5 ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ จึงเป็นพารามิเตอร์ที่มีความถูกต้องที่สุดสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้อาศัยการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพจากชุดทดสอบ สำหรับวิธีที่ 2 จะพิจารณาในส่วนของค่าความจุ ค่าความต้านทานภายในตัวเก็บประจุของวงจรรอง ค่าความเหนี่ยวนำและความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสที่สามารถปรับค่าได้ เนื่องจากพารามิเตอร์ดังกล่าวถ้าทำการวัดจากเครื่องมือวัดจะมีความซับซ้อนมาก งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งวิธีการนี้จะอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ที่มีโพลความต้านทานในการค้นหาพารามิเตอร์ เพื่อให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับผลการตอบสนองของการทดสอบวงจร ทั้งในสถานะชั่วคราว และสถานะอยู่ตัว โดยเนื้อหาในบทนี้ ผู้วิจัยจึงได้นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ หลักการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ขอบเขตการค้นหา และการทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวไว้พอสมควร ซึ่งจากผลการตรวจสอบของค่าตอบ หรือพารามิเตอร์ของระบบจากการระบุเอกลักษณ์ พบว่า ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซีระหว่างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการทดสอบวงจร มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องทั้งในสถานะชั่วคราว และสถานะอยู่ตัว ดังนั้นพารามิเตอร์ที่ได้จากวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ถือเป็นพารามิเตอร์ที่มีความถูกต้องที่สุด ซึ่งเหมาะสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง ซึ่งเป็นเนื้อหาในบทที่ 8 โดยรายละเอียดจะได้รับการนำเสนอต่อไป

บทที่ 8

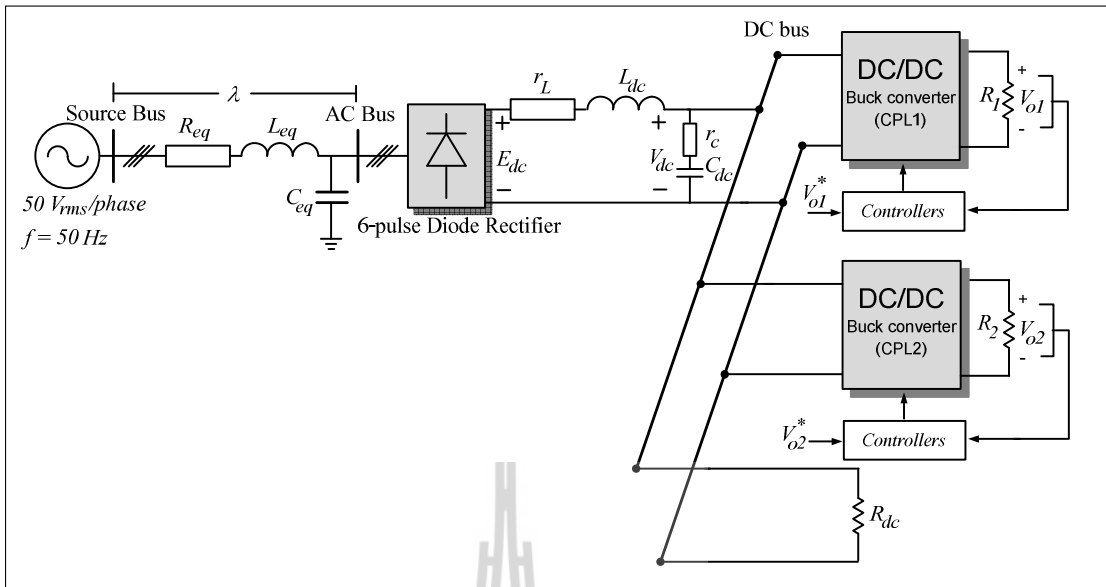
การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง

8.1 บทนำ

ปัจจุบันวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ถูกนำมาใช้งานด้านอุตสาหกรรมอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะระบบไฟฟ้าที่มีโหลดวงจรแปลงผันกำลังที่มีการควบคุมการทำงาน ซึ่งโหลดที่มีการควบคุมการทำงานดังกล่าว จะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพ และสร้างความเสียหายต่อโครงสร้างของระบบไฟฟ้ากำลัง (Emadi, Khaligh, Rivetta, and Williamson, 2006) เมื่อมีการเพิ่มกำลังไฟฟ้าของโหลด หรือการต่อขนานของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว (CPLs) เพิ่มมากขึ้น ดังนั้น เนื้อหาในบทนี้จึงนำเสนอ การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงแบบบักซ์นานกัน ซึ่งเป็นระบบที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ และได้อาศัยองค์ความรู้ที่ได้รับคำแนะนำไว้ในบทที่ 5 บทที่ 6 และบทที่ 7 ได้แก่ การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพ การสร้างชุดทดสอบ และการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของระบบ ซึ่งมีเป็นองค์ความรู้ที่สำคัญสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง โดยรายละเอียดจะได้รับการแนะนำในหัวข้อที่ 8.2

8.2 การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง

ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรั้งานวิจัยวิทยานิพนธ์ แสดงดังรูปที่ 8.1 คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบักซ์นานกัน ประกอบด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสมมูล สายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ และวงจรกรองสัญญาณดีซีที่เชื่อมต่อดั้วโหลดตัวต้านทาน และโหลดวงจรแปลงผันแบบบักซ์ที่มีการควบคุมทั้ง 2 ชุด ซึ่งจากระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 8.1 ดังกล่าวเป็นระบบที่พิจารณาเช่นเดียวกันกับบทที่ 5 ดังนั้น การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง ได้อาศัยองค์ความรู้ในบทที่ 5 คือ การสร้างแบบจำลองเชิงพลวัตโดยใช้วิธีการร่วมกันระหว่างวิธีดีคิ่วและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป การทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้น โดยอาศัยวิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์ อันดับ 1 การคำนวณค่าในสถานะคงตัว และการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ เป็นต้น



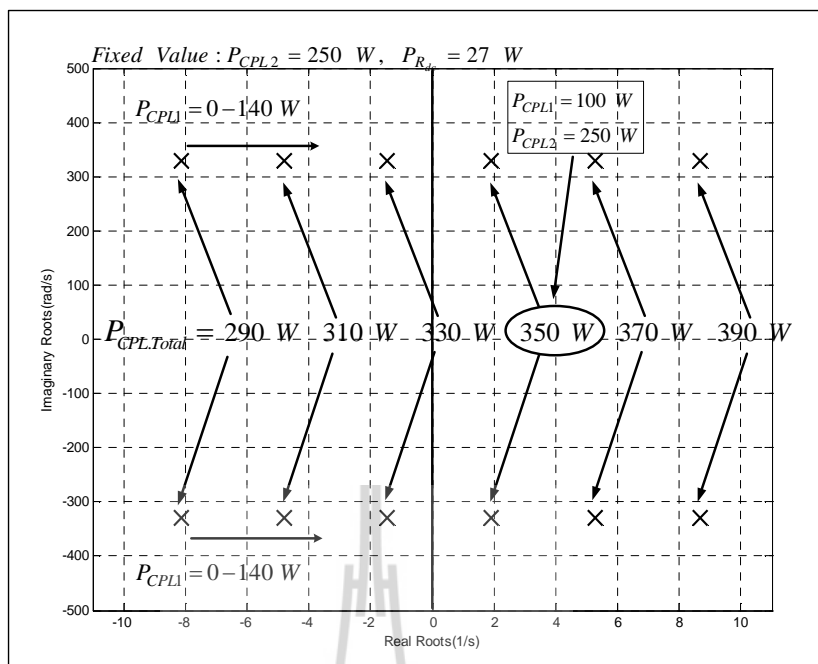
รูปที่ 8.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน

การอาศัยองค์ความรู้การสร้างแบบจำลองเชิงพลวัต ที่ได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 5 จากผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองดังกล่าว การเปรียบเทียบผลการตอบสนองระหว่างการจำลองสถานการณ์ของสัญญาณขนาดเล็กแบบชั่วคราวด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องทั้งในสภาวะชั่วคราว และสภาวะอยู่ตัว ดังนั้น จึงยืนยันได้ว่าแบบจำลองเชิงพลวัตของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน ถือเป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้อง แม่นยำ จึงสามารถนำแบบจำลองดังกล่าวไปวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริงได้ ซึ่งองค์ความรู้ที่ได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 6 เป็นการสร้างชุดทดสอบเพื่อให้การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริงมีความสอดคล้องกับระบบไฟฟ้าในรูปที่ 8.1 โดยคูรูปการต่อวงจรได้จากรูปที่ 6.18 ของบทที่ 6 สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริงนั้น พารามิเตอร์จากชุดทดสอบจะต้องมีค่าเท่ากับพารามิเตอร์ที่ใช้ในแบบจำลอง เนื่องจากพารามิเตอร์จะส่งผลต่อเสถียรภาพ ดังที่แสดงไว้ในหัวข้อที่ 7.3.2 ดังนั้น จำเป็นต้องระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของระบบด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งเป็นองค์ความรู้ที่ได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 7 เพื่อให้พารามิเตอร์ที่ใช้ในแบบจำลองและการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์มีค่าที่สอดคล้องกับพารามิเตอร์ของชุดทดสอบ ซึ่งพารามิเตอร์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพระบบจริงแสดงดังตารางที่ 8.1 ดังนี้

ตารางที่ 8.1 พารามิเตอร์สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพระบบจริง

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
V_s	50 V _{rms/phase}	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
ω	$2\pi \times 50$ rad/s	ความถี่ของระบบ
R_{eq}	0.01 Ω	ความต้านทานของสายส่ง
L_{eq}	0.116 mH	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
C_{eq}	2 nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
r_L	0.57 Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
L_{dc} ($\Delta I_{dc} \leq 1.5$ A)	37.7 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
C_{dc} ($\Delta V_{dc} \leq 30$ V)	500 μ F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
r_c	2.94 Ω	ความต้านทานภายในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง
R_{dc}	500 Ω	ความต้านทานที่เชื่อมต่อกับวงจรกรอง
$L_1=L_2$ ($\Delta I_{dc} \leq 0.1$ A)	15 mH	ความเหนี่ยวนำของโพลดวงจรแปลงผันแบบบักค์
$C_1=C_2$ ($\Delta V_{dc} \leq 10$ mV)	125 μ F	ความจุไฟฟ้าของโพลดวงจรแปลงผันแบบบักค์
$R_1=R_2$	20 Ω	ความต้านทานของโพลดวงจรแปลงผันแบบบักค์

การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริงได้อาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง โดยคำนวณค่าเจาะจงจากแบบจำลองเชิงพลวัตที่ได้รับการพิสูจน์ไว้บทที่ 5 ประกอบไปด้วย $\lambda_1 - \lambda_{14}$ โดยค่าเจาะจงสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพระบบจริง จะพิจารณา λ_5 และ λ_6 เนื่องจากเป็นค่าเจาะจงที่มีผลต่อเสถียรภาพมากที่สุด ซึ่งหลักการวิเคราะห์เสถียรภาพจะพิจารณาจากการเพิ่มโพลค่าล้างไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบักค์ชุดที่ 1 (P_{CPL1}) จาก 0 – 140 W โดยที่กำหนดให้กำลังไฟฟ้าของโพลดวงจรแปลงผันแบบบักค์ชุดที่ 2 (P_{CPL2}) และ โพลความต้านทานที่เชื่อมต่อกับวงจรกรอง (P_{Rdc}) มีค่าคงที่เท่ากับ 250 W และ 27 W ตามลำดับ ซึ่งการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง แสดงดังรูปที่ 8.2

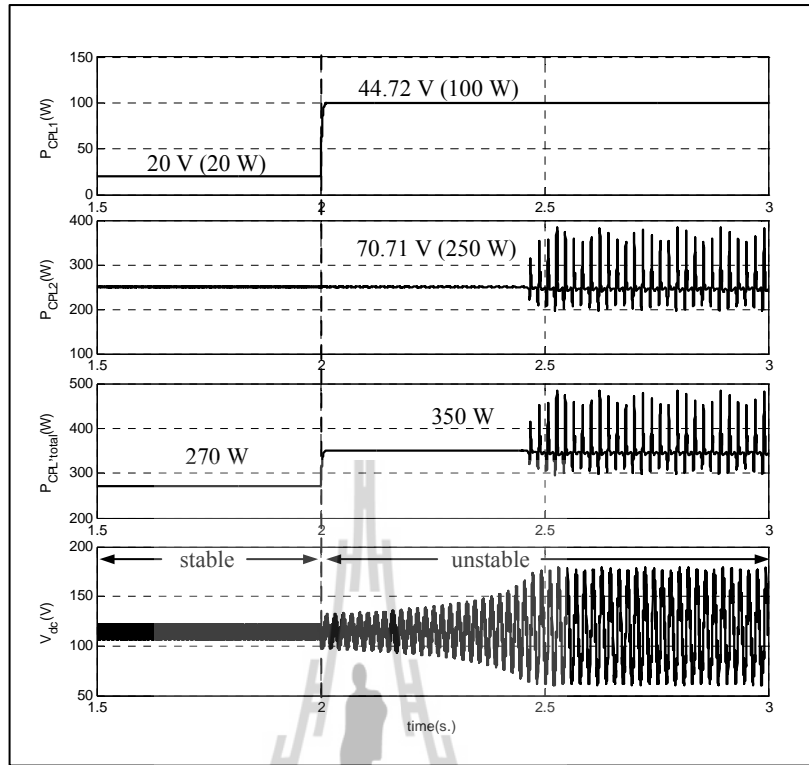


รูปที่ 8.2 ค่าเจาะจงที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง

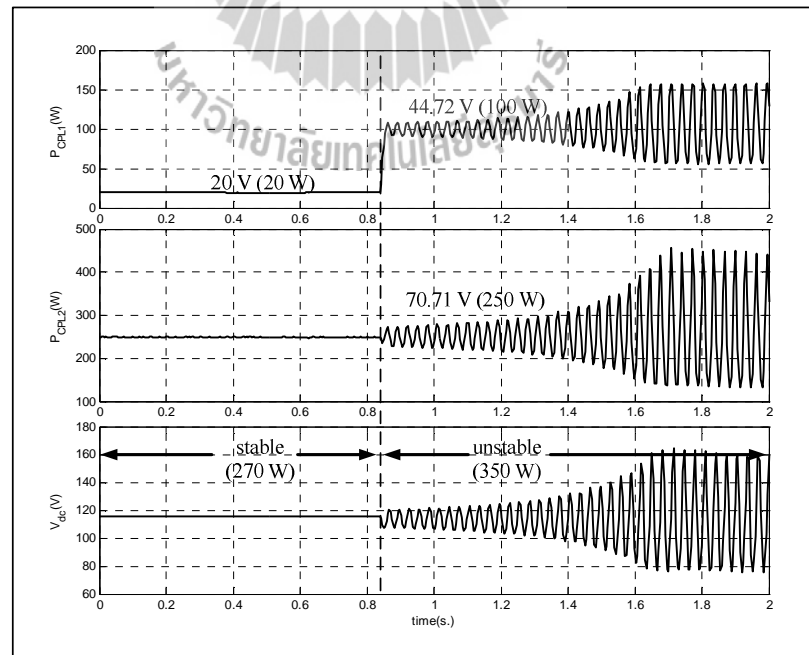
จากรูปที่ 8.2 จะสังเกตได้ว่า เมื่อ โหลดกำลังไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบัก์ชดที่ 1 มีค่าเพิ่มขึ้นประมาณ 100 W หรือผลรวมของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ($P_{CPL.Total}$) มีค่าประมาณ 350 W จะทำให้ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ สามารถเปลี่ยนไปเป็นระบบที่ขาดเสถียรภาพได้ อย่างไรก็ตาม การตรวจสอบความถูกต้องการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่พิจารณาในรูปที่ 8.1 สำหรับการคำนวณค่าเจาะจงจากแบบจำลองเชิงพลวัต สามารถยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์และการยืนยันผลจากชุดทดสอบ ซึ่งผลการยืนยันและการอภิปรายผลดังกล่าวจะได้รับการนำเสนอในหัวข้อที่ 8.3

8.3 การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพ

การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่พิจารณาสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ จะอาศัยผลการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง เช่นเดียวกันกับการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองพลวัตที่ได้รับการนำเสนอในบทที่ 5 และการยืนยันผลจากชุดทดสอบจะพิจารณาการต่อวงจรทดสอบเช่นเดียวกับวงจรในหัวข้อที่ 6.4 ของบทที่ 6 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 8.3 และ 8.4 ตามลำดับ ดังนี้



รูปที่ 8.3 การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์



รูปที่ 8.4 การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง

จากรูปที่ 8.3 และ 8.4 จะสังเกตได้ว่า เมื่อผลรวมของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 350 W จะทำให้ขนาดของแรงดันเอาต์พุตดีซี (V_{dc}) เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เพิ่มมากขึ้น หรือเรียกว่า การขาดเสถียรภาพของระบบ และจากการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังบนคอมพิวเตอร์ ซึ่งจากการผลยืนยันดังกล่าวมีผลรวมของโหลดกำลังไฟฟ้าที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพสอดคล้องหรือมีค่าเท่ากับผลรวมของโหลดกำลังไฟฟ้าสำหรับการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง ดังนั้น การวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้อาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง โดยคำนวณค่าเจาะจงจากแบบจำลองเชิงพลวัตที่ได้รับการพิสูจน์ด้วยวิธีการร่วมกันระหว่างวิธีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป สามารถคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบที่พิจารณาสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในรูปที่ 8.1 เกิดการขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ โดยผลที่แสดงไว้ในบทนี้ แสดงให้เห็นว่าจุดที่ระบบขาดเสถียรภาพที่คาดเดาได้จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎี มีค่าสอดคล้องกับค่าที่ได้จากการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์และค่าที่ได้จากการทดสอบจริง

8.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 8 นี้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง ซึ่งได้อาศัยองค์ความรู้ที่ได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 5 บทที่ 6 และบทที่ 7 ได้แก่ การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพ การสร้างชุดทดสอบ และการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของระบบ นำมาเป็นองค์ความรู้สำหรับวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง ซึ่งจากผลการวิเคราะห์เสถียรภาพและการยืนยันผลการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ และการยืนยันผลจากชุดทดสอบ พบว่าระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เกิดการขาดเสถียรที่ผลรวมของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่ค่าเท่ากับ 350 W ดังนั้น การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซีที่มีโหลดอิเล็กทรอนิกส์กำลังขนานกัน หรือระบบที่พิจารณาสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงแบบบuckขนานกัน ที่ได้อาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจงสำหรับการคำนวณค่าเจาะจงจากแบบจำลองเชิงพลวัตที่ได้รับการพิสูจน์ด้วยวิธีการร่วมกันระหว่างวิธีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป สามารถคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ

บทที่ 9

สรุปและข้อเสนอแนะ

9.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัก์ขนานกัน โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เริ่มจากการค้นคว้าปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในอดีตที่ผ่านมา คือ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ และงานวิจัยที่ได้รับการพัฒนาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งผลงานวิจัยต่าง ๆ ในข้างต้นถือเป็นพื้นฐานและองค์ความรู้ที่สำคัญอย่างยิ่งต่อผู้วิจัยสำหรับการทำวิทยานิพนธ์ ซึ่งผลงานวิจัยดังกล่าวได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 2

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติโดยใช้วิธีคิว ซึ่งเป็นวิธีที่มีความแม่นยำสูงและเหมาะกับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส จากการสร้างแบบจำลองของวงจรดังกล่าว ถือเป็นองค์ความรู้ที่สำคัญของผู้วิจัยที่สามารถนำไปพัฒนาในระบบที่พิจารณาสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ ซึ่งองค์ความรู้ต่างๆ ที่ได้รับจากบทที่ 3 คือ การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีคิว การทำให้เป็นเชิงเส้น การคำนวณค่าในสถานะคงตัว และการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบ โดยนำผลการจำลองสถานการณ์ที่ได้จากแบบจำลองมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ของระบบที่ใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง พบว่าผลการเปรียบเทียบ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นมีความถูกต้อง และสามารถนำไปคาดการณ์วิเคราะห์เสถียรภาพได้ ซึ่งการวิเคราะห์เสถียรภาพจะอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง โดยคำนวณค่าเจาะจงจากแบบจำลองที่ได้รับการพิสูจน์ไว้แล้วด้วยวิธีคิว จากการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพที่อาศัยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ แสดงให้เห็นว่าแบบจำลองที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 สามารถคาดการณ์ที่ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัก์ ซึ่งเป็นเนื้อหาในบทที่ 4 โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ประยุกต์ใช้วิธีการร่วมกันระหว่างคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปในการหาแบบจำลอง โดยวิธีคิวใช้สำหรับการวิเคราะห์ในส่วนของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปนำไปวิเคราะห์วงจรแปลงผันแบบบัก์ ซึ่งในขั้นต้น ผู้วิจัยได้เริ่มจากการหาแบบจำลองของระบบที่

มีโพลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม โดยได้อธิบายรายละเอียดเกี่ยวกับการหาแบบจำลองไว้ในบทที่ 4 พอสมควร ซึ่งผลจากการตรวจสอบความถูกต้องของระบบดังกล่าวถือว่าเป็นแบบจำลองที่มีความถูกต้องแม่นยำ จึงได้นำมาประยุกต์กับระบบที่มีโพลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีตัวควบคุมแบบพีไอ แบบจำลองที่ได้เป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้นและมีพารามิเตอร์ของตัวควบคุม ด้วยเหตุนี้ผู้วิจัยจึงได้ทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นด้วยอนุกรมเทอร์เลอร์อันดับ 1 และนำเสนอรายละเอียดเกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีแบบดั้งเดิม จากนั้นได้ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น พบว่า ผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ทั้งในสภาวะชั่วคราว และสภาวะอยู่ตัว ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นของระบบที่นำเสนอไว้ในบทที่ 4 ถือเป็นองค์ความรู้ในส่วนที่สำคัญสำหรับการนำไปประยุกต์การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่มีการต่อขนานของโพลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโพลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน ซึ่งเป็นเนื้อหาในส่วนของบทที่ 5 และเป็นระบบที่พิจารณาสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ สำหรับการสร้างแบบจำลองของระบบดังกล่าว ได้ประยุกต์ใช้วิธีการร่วมกันระหว่างวิธีดีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป จึงได้อาศัยองค์ความรู้จากการพิสูจน์หาแบบจำลองที่ได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 3 และบทที่ 4 ซึ่งในขั้นต้น ผู้วิจัยได้เริ่มจากการพิสูจน์หาแบบจำลองเชิงพลวัต การทำให้เป็นเชิงเส้น การคำนวณค่าในสภาวะคงตัว และการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองของระบบด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ซึ่งจากการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง พบว่า แบบจำลองของระบบดังกล่าวถือว่าเป็นแบบจำลองที่มีความถูกต้องแม่นยำ และสามารถนำไปคาดเดาการวิเคราะห์เสถียรภาพได้ ซึ่งการวิเคราะห์เสถียรภาพจะอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง โดยคำนวณค่าเจาะจงจากแบบจำลองที่ได้รับการพิสูจน์ไว้แล้ว จากผลดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าแบบจำลองที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 สามารถคาดเดาจุดที่ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ อีกทั้งยังได้นำเสนอผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่มีผลต่อเสถียรภาพด้วย อย่างไรก็ตาม การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ อาจจะไม่เพียงพอต่อความน่าเชื่อถือมากนัก ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้สร้างชุดทดสอบสำหรับการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพให้มีความน่าเชื่อถือมากขึ้น ซึ่งการสร้างชุดทดสอบจะเป็นเนื้อหาในส่วนของบทที่ 6 คือ การสร้างชุดทดสอบของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโพลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ขนานกัน ซึ่งผู้วิจัยได้พิจารณาการสร้างชุดทดสอบแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโพลความต้านทาน และชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีโพลความต้านทาน เพื่อลดความยุ่งยากและการแก้ไขปัญหาการ

ทดสอบวงจรเมื่อชุดทดสอบเกิดความบกพร่องและเสียหาย สำหรับการทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัก์ที่มีโหลดความต้านทาน ผู้วิจัยได้นำเสนอการออกแบบพารามิเตอร์และการเลือกอุปกรณ์ของชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัก์ อีกทั้งยังได้สร้างชุดทดสอบบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR สำหรับเป็นตัวควบคุมให้กับชุดทดสอบวงจรดังกล่าว ซึ่งได้อธิบายความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR รุ่น ET-EASY MEGA1280 องค์ประกอบของชุดทดสอบ และวิธีใช้งานไว้พอสังเขป จากนั้น เมื่อชุดทดสอบดังกล่าวของทั้ง 2 ชุดมีความมั่นคงและให้ผลการทดสอบมีความถูกต้องแม่นยำ ผู้วิจัยได้นำชุดทดสอบทั้ง 2 ชุดมาเชื่อมต่อกัน เพื่อให้ชุดทดสอบมีความสอดคล้องกับระบบที่ได้รับการนำเสนอไว้บทที่ 5 ซึ่งเป็นระบบที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จากผลการทดสอบการเขียน โปรแกรมตัวควบคุมแบบพีไอ ด้วยชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ตกรวม โหลดความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบัก์ทั้ง 2 ชุด ได้อย่างถูกต้องแม่นยำ ซึ่งสามารถเป็นชุดทดสอบสำหรับการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพได้ อย่างไรก็ตาม จากบทที่ 5 ได้กล่าวไว้ว่า พารามิเตอร์มีผลต่อเสถียรภาพ ดังนั้น เพื่อการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยชุดทดสอบ ได้อย่างถูกต้อง ผู้วิจัยจึงจำเป็นต้องทำการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ซึ่งเป็นเนื้อหาในบทที่ 7 คือ การระบุเอกลักษณ์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ด้วยวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ โดยค้นหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดจากชุดทดสอบ เพื่อให้การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพมีความถูกต้องแม่นยำ ซึ่งงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยกัน 2 วิธี คือ วิธีการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยเครื่องมือวัด และการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว สำหรับวิธีแรกจะพิจารณาการหาค่าความเหนี่ยวนำและค่าความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง ซึ่งจากการทดสอบพบว่าพารามิเตอร์จากการทดสอบมีค่าที่ไม่สอดคล้องกับพารามิเตอร์ที่ได้ใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้รับการนำเสนอไว้บทที่ 5 ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ จึงเป็นพารามิเตอร์ที่มีความถูกต้องที่สุดสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้อาศัยการยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพจากชุดทดสอบ สำหรับวิธีที่ 2 จะพิจารณาในส่วน of ค่าความจุ ค่าความต้านทานภายในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง ค่าความเหนี่ยวนำและความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสที่สามารถปรับค่าได้ เนื่องจากพารามิเตอร์ดังกล่าวถ้าทำการวัดจากเครื่องมือวัดจะมีความซับซ้อนมาก งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งวิธีการนี้จะอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ที่มีโหลดความต้านทานในการค้นหาพารามิเตอร์ เพื่อให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับผลการตอบสนองของการทดสอบวงจร ทั้งในสถานะชั่วคราว และสถานะอยู่ตัว โดยเนื้อหาในบทที่ 7 ผู้วิจัยจึงได้นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ หลักการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ขอบเขตการค้นหา และการทดสอบพารามิเตอร์

ของวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัวไว้พอสมควร ซึ่งจากผลการตรวจสอบของคำตอบ หรือ พารามิเตอร์ของระบบจากการระบุเอกลักษณ์ พบว่า ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตที่ระหว่างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการทดสอบจริง มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องทั้งในสถานะชั่วคราว และสถานะอยู่ตัว ดังนั้น พารามิเตอร์ที่ได้จากวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ถือเป็นพารามิเตอร์ที่มีความถูกต้องที่สุด ซึ่งเหมาะสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง ซึ่งได้อาศัยองค์ความรู้ที่ได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 5 บทที่ 6 และบทที่ 7 ได้แก่ การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพ การสร้างชุดทดสอบ และการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของระบบ นำมาเป็นองค์ความรู้สำหรับวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริง ซึ่งจากผลการวิเคราะห์เสถียรภาพและการยืนยันผลการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ และการยืนยันผลจากชุดทดสอบ พบว่าระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เกิดการขาดเสถียรที่ผลรวมของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่ค่าเท่ากับ 350 W ดังนั้น การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซีที่มีโหลดอิเล็กทรอนิกส์กำลังขนานกัน หรือระบบที่พิจารณาสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงแบบบัก์ขนานกัน ที่ได้อาศัยทฤษฎีบทค่าเฉลี่ย สำหรับการคำนวณค่าเฉลี่ยจากแบบจำลองเชิงพลวัตที่ได้รับการพิสูจน์ด้วยวิธีการร่วมกันระหว่างวิธีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป สามารถคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ

9.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

- ควรมีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจริงด้วยการอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อให้ผลการวิเคราะห์เสถียรมีความแม่นยำสูงยิ่งขึ้น
- การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้านทาน ด้วยวิธีปัญญาประดิษฐ์ ควรมีแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสที่สามารถปรับแรงดันไฟฟ้าได้อย่างรวดเร็วหรืออัตโนมัติ เพื่อให้การทดสอบมีความสอดคล้องในการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์มากขึ้น
- ควรมีวงจรแยกที่สำหรับการปรับปรุงเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลัง เพื่อให้ระบบมีเสถียรเพิ่มมากขึ้น
- ควรพิจารณาแบบจำลองของวงจรแปลงผันแบบบัก์ ภายใต้การทำงานในช่วงโหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง (discontinuous conduction mode:DCM) เพื่อให้การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบมีความหลากหลาย วิเคราะห์ระบบได้แบบไม่มีข้อจำกัด

รายการอ้างอิง

- 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. **Proc. IEEE Electric Ship Tech. Symposium.** : 313-320.
- 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 Converters and Motor Drives. **IEEE Trans. on Vehicular Tech.** 55(4): 1112- 1125.
- Mahdavi, J., Emadi, A., Bellar, M.D., and Ehsani, M. (1997). Analysis of Power Electronic Converters Using the Generalized State-Space Averaging Approach. **IEEE Trans. on Circuit and Systems.** 44: 767-770.
- Emadi, A. (2004). Modeling and Analysis of Multiconverter DC Power Electronic Systems Using the Generalized State-Space Averaging Method. **IEEE Trans. on Indus. Elect.** 51(3): 661-668.
- Emadi, A., Ehsani, M., and Miller, J.M. (2004). Vehicular Electric Power Systems: Land, Sea, Air, and Space Vehicles.
- Emadi, A. (2004). Modeling of Power Electronic Loads in AC Distribution Systems Using the Generalized State-Space Averaging Method. **IEEE Trans. on Indus. Elect.** 51(5): 992-1000.
- Chao, K-H. (2009). Dynamic Modeling and Robust Control of Multi-Module Parallel Soft-Switching-Mode Rectifiers. **WSEA Transactions on Systems.** 8: 659-672.
- Han, L., Wang, J., and Howe, D. (2007). State-space average modelling of 6- and 12-pulse diode rectifiers. **The 12th European Conf. on Power Elect. and Appl.**
- Glover, S.F. (2003). Modeling and stability analysis of power electronics based systems. **Ph.D. dissertation.**

- Baghrmian, A., and Forsyth, A.J. (2004). Averaged-Value Models of Twelve-Pulse Rectifiers for Aerospace Applications. **Power Electronics, Machines, and Drives (PEMD 2004)**: 220-225.
- Uan-Zo-li, A., Burgos, R.P., Lacaux, F., Wang, F., and Boroyevich, D. (2004). Assessment of Multi-Pulse Converter Average Models for Stability Studies Using a Quasi-Stationary Small-Signal Technique. **Power Electronics and Motion Control Conference 2004**. : 1654-1658.
- Sudhoff, S.D., and Wasynczuk, O. (1993). Analysis and Average-Value Modeling of Line-Commutated Converter-Synchronous Machine Systems. **IEEE Trans. on Energy Conversion**. 8(1): 92-99.
- Sudhoff, S.D. (1993). Waveform Reconstruction from the Average-Value Model of Line-Commutated Converter-Synchronous Machine Systems. **IEEE Trans. on Energy Conversion**. 8(3): 404-410.
- Sudhoff, S.D. (1993). Analysis and Average-Value Modeling of Dual Line-Commutated Converter-6-Phase Synchronous Machine Systems. **IEEE Trans. on Energy Conversion**. 8(3): 411-417.
- Sudhoff, S.D., Corzine, K.A., Hegner, H.J., and Delisle, D.E. (1996). Transient and Dynamic Average-Value Modeling of Synchronous Machine Fed Load-Commutated Converters. **IEEE Trans. on Energy Conversion**. : 508-514.
- Jadric, I., Borojevic, D., and Jadric, M. (2000). Modeling and Control of a Synchronous Generator with an Active DC Load. **IEEE Trans. on Power Electronics**. 15(2): 303-311.
- Rim, C.T., Hu, D.Y., and Cho, G.H. (1990). Transformers as Equivalent Circuits for Switches: General Proofs and D-Q Transformation-Based Analyses. **IEEE Trans. on Indus. Appl.** 26(4): 777-785.
- 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 Circuit D-Q Transformation. **IEEE Trans. on Power Electronics**. 9(4): 390-396.

- Han, S.B., Choi, N.S., Rim, C.T., and Cho, G.H. (1998). Modeling and Analysis of Static and Dynamic Characteristics for Buck-Type Three-Phase PWM Rectifier by Circuit DQ Transformation. **IEEE Trans. on Power Electronics**. 13(2): 323-336.
- Areerak, K-N., Bozhko, S.V., Asher, G.M., and Thomas, D.W.P. (2008). Stability Analysis and Modelling of AC-DC System with Mixed Load Using DQ-Transformation Method. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE08)**. : 19-24.
- Areerak, K-N., Bozhko, S.V., Asher, G.M., and Thomas, D.W.P. (2008). DQ-Transformation Approach for Modelling and Stability Analysis of AC-DC Power System with Controlled PWM Rectifier and Constant Power Loads. **13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008)**.
- Areerak, K-N., Bozhko, S., Asher, G., Lillo, L.de., Watson, A., Wu, T., and Thomas, D.W.P. (2009). The Stability Analysis of AC-DC Systems including Actuator Dynamics for Aircraft Power Systems. **13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2009)**.
- 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
- Mohan, N., Underland, T.M., and Robbins, W.P. (2003). Power Electronics: Converters, Applications, and Design. **John Wiley & Son**.
- Ong, C-M. (1998). Dynamic Simulation of Electric Machinery using MATLAB/Simulink.
- Gamelin, T.W. (2000). Complex Analysis.
- Middlebrook, R.D. (1967). Input Filter Consideration in Design and Application of Switching Regulators. **IEEE Industry Application Society Annual Meeting**. : 366-382.
- Emadi, A., Fahimi, B., and Ehsani, M. (1999). On the Concept of Negative Impedance Instability in the More Electric Aircraft Power Systems with Constant Power Loads. **Soc. Automotive Eng. Joutnal**. : 689-699.

- Kulworawanichpong, T., Areerak, K-L., Areerak, K-N., Puangdownreong, D., and Sujitjorn, S. (2005). Dynamic parameter identification of induction motors using intelligent search techniques. **IASTED International Conference on Modelling, Identification, and Control (MIC2005)**. : 328-332.
- 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

โปรแกรมการคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ของนิวตัน – ราฟสัน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

```

*****
ก.1 โปรแกรมการคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ของนิวัตน์ – رافสัน สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟส
แบบบริดจ์ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ โดยนายเทพพนม โสภาเพิ่ม
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี พ.ศ. 2554
*****

%%%ประกาศตัวแปรเพื่อกำหนดค่าเริ่มต้นสำหรับการคำนวณค่าในสถานะคงตัว%%%

Vs=50;
f=50;
Req=0.1;
Leq=24e-6;
Ceq=2e-9;
Pcp11=30;
w=2*pi*f;
ru=3*w*Leq/pi;
Sd=sqrt(3/2)*2*sqrt(3)/pi;
r=atand(w*Leq/Req);
Z=sqrt(Req^2+(w*Leq)^2);
Vout_rms=1.6554*sqrt(2)*Vs;
P_Total=Pcp11;
eaVbus=100;
ealampda=100;
es=1e-10;
k=0;

%%%ลูปโปรแกรมการค้นหาคำด้วยวิธีของนิวัตน์ – رافสัน%%%

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/3;
    end
    k=k+1;
end

```

```

V= Vbus(k)*Vs*sind(r-lampda(k))/Z - Vbus(k)^2*sind(r)/Z;
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);
eaVbus=abs((Vbus(k+1)-Vbus(k))/Vbus(k+1))*100 ;
ealampda=abs((lampda(k+1)-lampda(k))/lampda(k+1))*100;
V_bus=Vbus(k+1);
L=lampda(k+1);
A1=Vs-Vbus(k+1)*(cosd(lampda(k+1))-i*sind(lampda(k+1)));
B1=Z*(cosd(r)+i*sind(r));
Idc=(pi/(sqrt(6)))*abs(A1/B1)
Vout(k+1)=(3*sqrt(6)*Vbus(k+1)/pi) - 3*Leq*w*Idc/pi - rf*Idc;
V=Vout(k+1)
else
Vbus(k+1)=50;
lampda(k+1)=0.0001;
end
k=k+1;
end
%%%ค่าสุดท้ายที่ได้จากการคำนวณของลูปโปรแกรมการค้นหาด้วยวิธีของนิวตัน - رافสัน%%%
Lampda=L;
vdc=V;

```

ก.2 โปรแกรมการคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ของนิวตัน – رافสัน สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟส
แบบบริดจ์ที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่มีการควบคุม โดย นายเทพพนม โสภานพิม
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี พ.ศ. 2554

%%%ประกาศตัวแปรเพื่อกำหนดค่าเริ่มต้นสำหรับการคำนวณค่าในสถานะคงตัว%%%

$V_s=220;$

$f=50;$

$R_{eq}=0.1;$

$L_{eq}=24e-6;$

$C_{eq}=2e-9;$

%%%โปรแกรมการออกแบบพารามิเตอร์สำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์%%%

$R=20;$

$L=14.186e-3;$

$C=125e-6;$

$V_i=514;$

$N=50;$

$damping=0.7;$

$K_1=1/(R*C);$

$W_n=1/(R*C)$

$K_{pv}=1/R$

$K_{iv}=1/(C*R^2)$

$K_2=((N^2)*(W_n^2)*L)/V_i;$

$T=(2*damping)/(N*W_n);$

$K_{pi}=K_2*T$

$K_{ii}=K_2$

$v_{1o}=100;$

$w=2*pi*f;$

$r_u=3*w*L_{eq}/pi;$

$S_d=sqrt(3/2)*2*sqrt(3)/pi;$

$r=atan(w*L_{eq}/R_{eq});$



```

Z=sqrt(Req^2+(w*Leq)^2);
P_Total=(v1o^2)/R;
eaVbus=100;
ealampda=100;
es=1e-10;
k=0;
%%%%อุปโปรแกรมการค้นหาด้วยวิธีของนิวตัน – ราวสัน%%
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/3;
        V= Vbus(k)*Vs*sind(r-lampda(k))/Z - Vbus(k)^2*sind(r)/Z;
        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);
        eaVbus=abs((Vbus(k+1)-Vbus(k))/Vbus(k+1))*100 ;
        ealampda=abs((lampda(k+1)-lampda(k))/lampda(k+1))*100;
        V_bus=Vbus(k+1);
        L=lampda(k+1);
        A1=Vs-Vbus(k+1)*(cosd(lampda(k+1))-i*sind(lampda(k+1)));
        B1=Z*(cosd(r)+i*sind(r));
        Idc=(pi/(sqrt(6)))*abs(A1/B1);
        Vout(k+1)=(3*sqrt(6)*Vbus(k+1)/pi) - 3*Leq*w*Idc/pi - rf*Idc;
        V=Vout(k+1);
    else
        Vbus(k+1)=220;
        lampda(k+1)=0.0001;
    end
    k=k+1;

```

end

%%ค่าสุดท้ายที่ได้จากการคำนวณของลูปโปรแกรมการค้นหาด้วยวิธีของนิวตัน – رافสัน%%

Lampda=L;

vdc=V;

%%ค่าที่ได้จากการคำนวณค่าในสภาวะคงตัวสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์%%

vo=v1o;

iL=vo/R;

Xv=((iL)+(Kpv*vo)-(Kpv*v1o))/Kiv;

Xi=(vo)/(vdc*Kii);

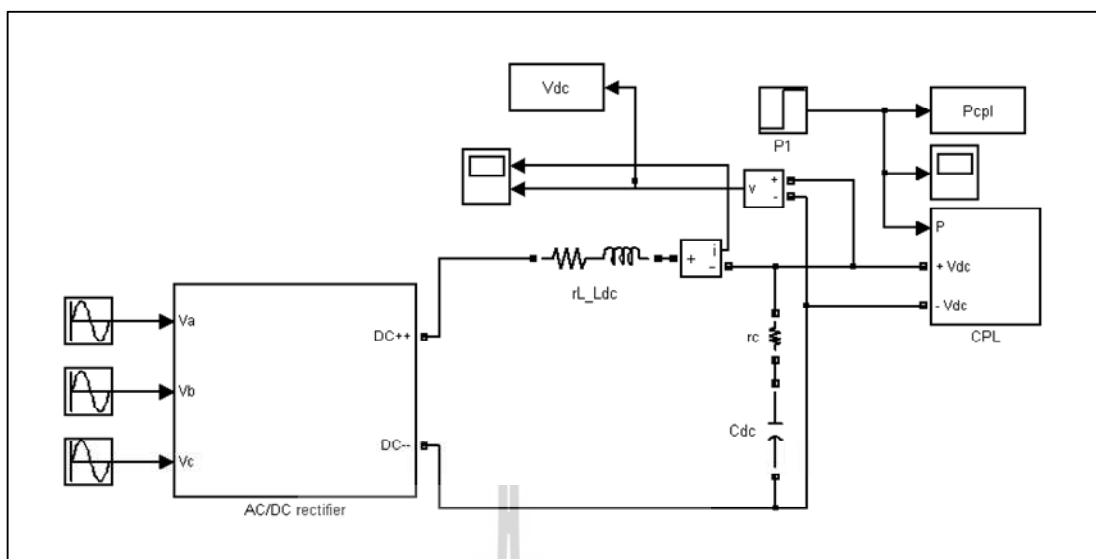




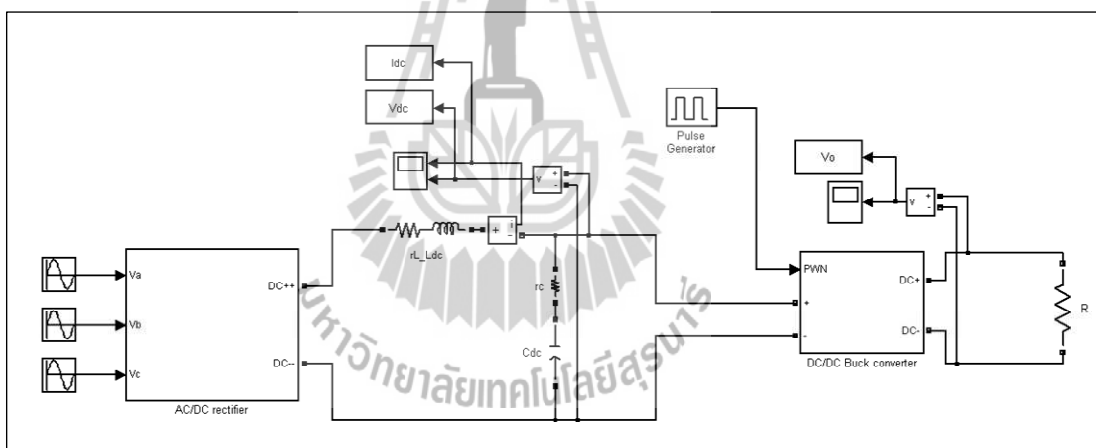
ภาคผนวก ข

ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB

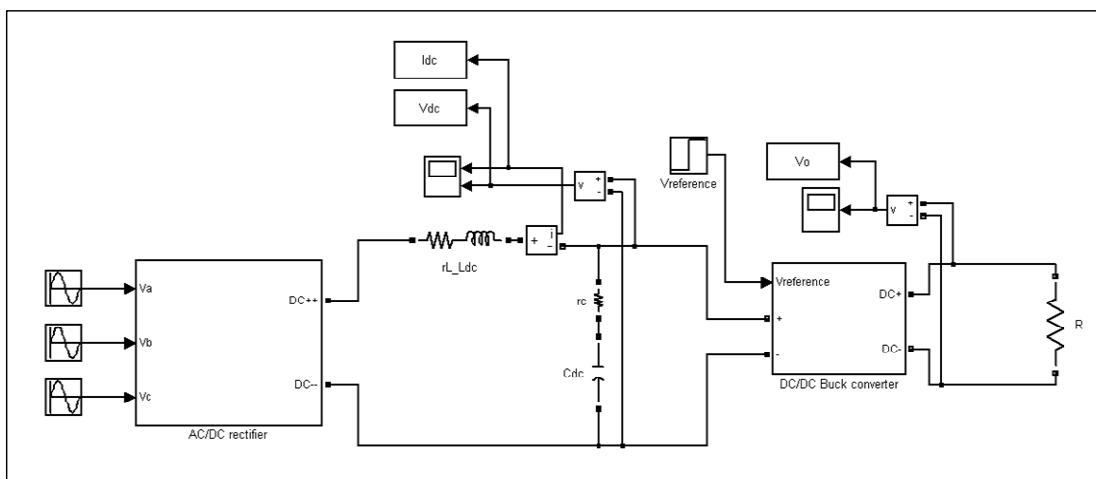
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



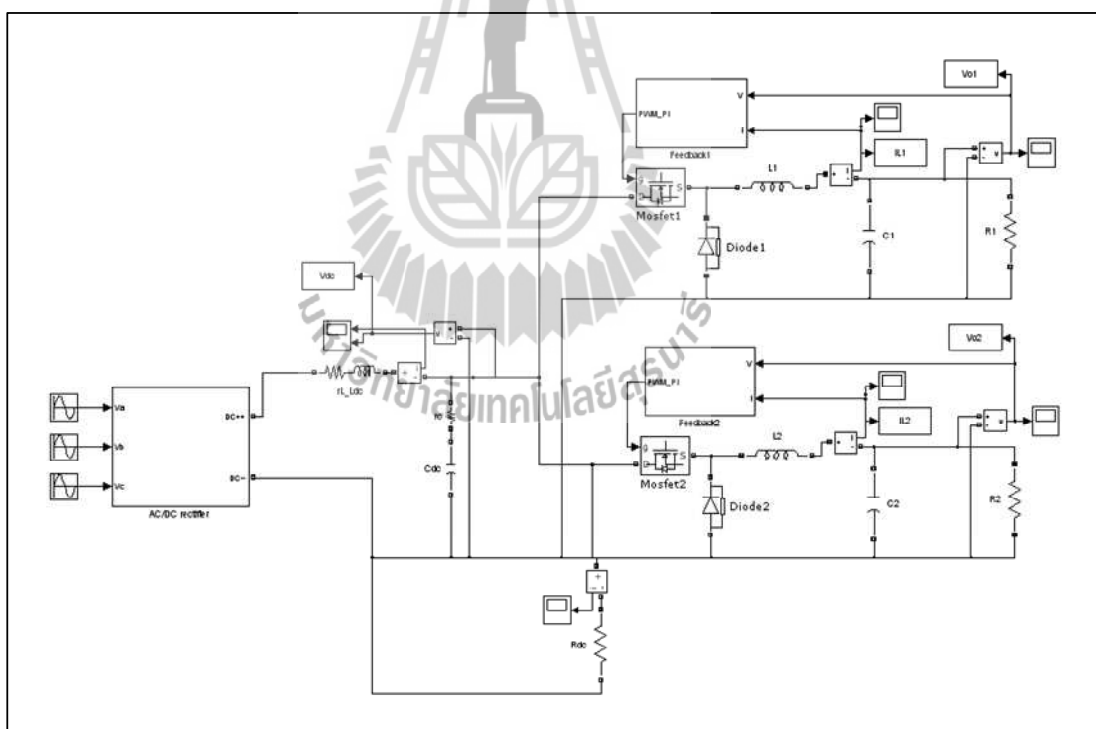
รูปที่ ข.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ



รูปที่ ข.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์ที่ไม่มีตัวควบคุม



รูปที่ ข.3 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์
ที่มีการตัวควบคุม

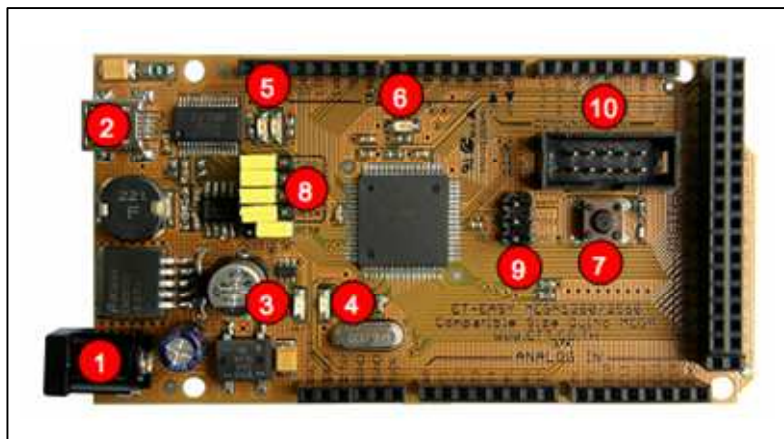


รูปที่ ข.4 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบักก์
ขนานกัน



ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล

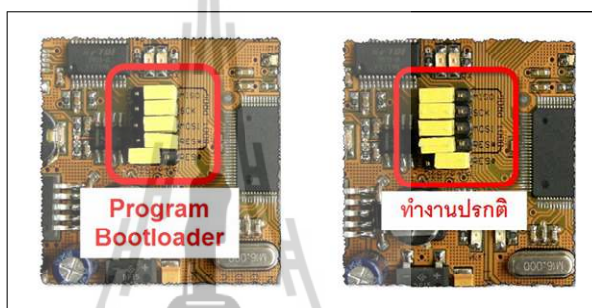
โครงสร้างชุดบอร์ด ET-EASY1280



รูปที่ ค.1 โครงสร้างบอร์ด ET-EASY MEGA1280

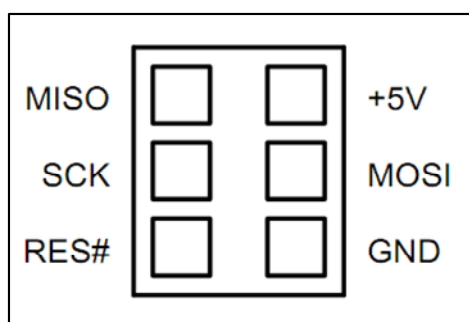
- หมายเลข 1 คือ ขั้วต่อแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงจากภายนอก สามารถใช้ได้กับแหล่งจ่ายทั้งแบบ AC และ DC พร้อมวงจร Bridge Rectifier และ Regulate แบบ Switching ช่วยลดความร้อนของ IC Regulate เมื่อมีการดึงกระแสมากๆ ได้เป็นอย่างดี สามารถใช้กับแรงดัน Input 7-20V
- หมายเลข 2 เป็นขั้วต่อ USB สำหรับติดต่อสื่อสารกับคอมพิวเตอร์ PC โดยใช้ FT232RL เป็น USB Bridge ในการเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์ PC และ MCU ในบอร์ด และยังสามารถใช้ไฟจาก พอร์ต USB เป็นแหล่งจ่ายให้กับบอร์ดได้ด้วย โดยจะมี Poly Fuse ขนาด 500 mA สำหรับป้องกันการดึงกระแสเกินจากพอร์ต USB ด้วย และที่พิเศษคือมีวงจรสำหรับตรวจสอบแหล่งจ่าย เพื่อสลับการใช้งานแหล่งจ่ายจาก USB ไปเป็น External Supply ได้เอง โดยอัตโนมัติ โดยเมื่อไม่ได้ต่อ External Supply บอร์ดจะใช้ไฟจากพอร์ต USB เป็นแหล่งจ่ายในการทำงาน แต่เมื่อมีการต่อ External Supply วงจรจะสลับไปใช้แหล่งจ่ายจาก External Supply เองโดยอัตโนมัติ
 - LED +VCC ใช้แสดงสถานะเมื่อมีการจ่ายไฟให้กับบอร์ด
 - LED VEXT ใช้แสดงสถานะเมื่อมีการจ่ายไฟจาก External Supply
- หมายเลข 3 เป็น LED VEXT ใช้แสดงสถานะเมื่อมีการจ่ายไฟเลี้ยงจาก External Supply
- หมายเลข 4 เป็น LED +VCC ใช้แสดงสถานะของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง (+VCC) ของบอร์ด โดยเมื่อบอร์ดใช้แหล่งจ่ายจาก External Supply จะแสดงสถานะโดยการให้ LED VEXT และ LED +VCC ติดสว่างพร้อมกันทั้งคู่ แต่ถ้าบอร์ดใช้แหล่งจ่ายจากพอร์ต USB จะแสดงสถานะโดยการให้ LED +VCC ติดสว่างเพียงดวงเดียว

- หมายเลข 5 เป็น LED แสดงสถานะของ RX และ TX ใช้สำหรับแสดงการรับส่งข้อมูลระหว่างบอร์ด ET-EASY MEGA1280 กับคอมพิวเตอร์ PC ผ่านทางพอร์ต USB
- หมายเลข 6 เป็น LED D13 ใช้สำหรับแสดงการทำงานของ Bootloader และใช้ทดสอบการทำงานของบอร์ดจากการควบคุมของ Pin Digital-13 ทำงานด้วย Logic “1” และ หยุดทำงานด้วย Logic “0”
- หมายเลข 7 เป็นสวิตช์ Reset ใช้สำหรับส่ง Reset การทำงานของบอร์ด
- หมายเลข 8 เป็นชุด Jumper สำหรับเลือก การ Program Bootloader ผ่าน USB Port และ การใช้งานตามปกติ



รูปที่ ค.2 Jumper สำหรับเลือก การ Program Bootloader

- หมายเลข 9 เป็นขั้วต่อ AVRISP ใช้สำหรับ Download Code ให้กับ MCU โดยขั้วต่อ AVRISP นี้จะสามารถใช้งานได้กับเครื่องโปรแกรมทุกรุ่นที่รองรับการใช้งานกับ ATMEGA1280 และใช้ขั้วต่อ ตรงตามมาตรฐาน AVRISP ดังรูปที่ ค.3 ดังนี้



รูปที่ ค.3 ขั้วต่อ AVRISP

- หมายเลข 10 เป็นขั้วต่อสัญญาณจาก D[22..29] สำหรับเชื่อมต่อกับบอร์ด I/O ของ อีทีที รวมทั้งจอแสดงผล LCD โดยใช้ร่วมกับ 10PIN LCD หรือ ET-CONV SPI TO LCD





ภาคผนวก ง

พอร์ตไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR รุ่น ET-EASY MEGA1280

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 เป็นพอร์ตที่มีความสามารถในการขับกระแสได้ดีกว่าพอร์ตอื่นๆ

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

Port F (PF7...PF0)

พอร์ต F รองรับการนำเข้าเพื่อทำการแปลงสัญญาณแอนาลอกมาเป็นดิจิทัล

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

Port H (PH7...PH0)

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

Port J (PJ7...PJ0)

พอร์ต J เป็นไอ/โอพอร์ตแบบทำงาน 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต ที่มีวงจรถวลล์อยู่ภายใน (เลือกได้เป็นรายบิต) จึงสามารถทำงานเป็นเอาต์พุต ได้ทั้งแบบซิงค์และซอร์ส

Port K (PK7...PK0)

พอร์ต K รองรับการนำเข้าเพื่อทำการแปลงสัญญาณแอนาลอกมาเป็นดิจิทัล

พอร์ต K เป็นไอ/โอพอร์ตแบบทำงาน 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต ที่มีวงจรถวลล์อยู่ภายใน (เลือกได้เป็นรายบิต) จึงสามารถทำงานเป็นเอาต์พุต ได้ทั้งแบบซิงค์และซอร์ส

Port L (PL7..PL0)

พอร์ต L เป็นไอ/โอพอร์ตแบบทำงาน 2 ทิศทาง ขนาด 8 บิต ที่มีวงจรถวลล์อยู่ภายใน (เลือกได้เป็นรายบิต) จึงสามารถทำงานเป็นเอาต์พุต ได้ทั้งแบบซิงค์และซอร์ส





ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล

โปรแกรมภาษา C++ ด้วย Arduino

จ.1 โปรแกรมการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR
 โดยนายเทพพนม โสภานเพิ่ม สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
 พ.ศ. 2554

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

int EN = 11;          %กำหนดให้พินที่ 11 สำหรับสร้างสัญญาณ PWM
int duty_cycle =0;   %กำหนดให้วัฏจักรหน้าที่เริ่มต้นมีค่าเท่ากับ 0 %

void setup()
{
  %%%กำหนดโหมดการสร้างสัญญาณ PWM%%%
  pinMode(EN, OUTPUT);
  TCCR1A = (1<<COM1A1)|(1<<COM1A0);
  TCCR1A |= (1<<COM1B1)|(1<<COM1B0);
  TCCR1B = (1<<WGM13)|(0<<WGM12);
  TCCR1A |= (0<<WGM11)|(0<<WGM10);
  TCCR1B |= (0<<CS12)|(0<<CS11)|(1<<CS00);
  ICR1 = 800;
  OCR1A = 0;
  OCR1B = 0;
  TCNT0=0;
}

void loop()
{
  duty_cycle = 10;    % ทดสอบที่วัฏจักรหน้าที่เริ่มต้นมีค่าเท่ากับ 10 %
  OCR1A = duty_cycle;
}

```

จ.2 โปรแกรมการสร้างตัวควบคุมแบบพีไอด้วยชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ AVR

โดยนายเทพพนม โสภานเพิ่ม สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

พ.ศ. 2554

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

```
int EN = 11;
```

```
float setpoint=0;
```

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

```
///voltage///
```

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

```
float kp2=0.05;
```

```
float kiv2=20;
```

```
%%%กำหนดพารามิเตอร์ของลูปกระแสไฟฟ้า%%%
```

```
///current///
```

```
float err_i,Upi,Uii,Uii_1,Upi_i;
```

```
float kpi2=3.41;
```

```
float kii2=48645;
```

```
int Upi_max=800,Upi_min=0;
```

```
%%% กำหนด sampling time %%%
```

```
float Ts=0.00045; // ms
```

```
%%%พินสำหรับรับสัญญาณจากชุดตัวตรวจจับ%%%
```

```
int voltage_sensor = 1;
```

```
int current_sensor = 0;
```

```
%%%กำหนดตัวแปรรับสัญญาณจากชุดตัวตรวจจับมีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 0 %%%
```

```
float SumVoltage=0, SumCurrent=0;
```

```
int Read_Voltage=0, Read_Current=0;
```

```
float V1=0, V2=0, I1=0, I2=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;
  OCR1A = 0;
  OCR1B = 0;
  TCNT1=0;
}
void loop()
{
  while(1)
  {
    %%%รับค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า%%
    SumVoltage=0, SumCurrent=0;
    Read_Voltage = analogRead(voltage_sensor);
    Read_Current = analogRead(current_sensor);
    V1 = (((float)SumVoltage/n)/1023)*5;
    I1 = (((float)SumCurrent/n)/1023)*5;
    %%% ปรับปรุงเป็นค่าจริง%%
    V2=V1*23.98;
    I2=I1*1.25;
    %%% เข้าสู่ลูปแรงดันไฟฟ้าของตัวควบคุมแบบพีไอ%%
    err_v=setpoint-V2;
    Upv=kpv2*err_v;
    Uiv=(kiv2*Ts*err_v)+Uiv_1;
  }
}

```

```

Upi_v=Upv+Uiv; // PI value
if (Upi_v >= Upi_max)
{
    Upi_v=Upi_max;
}
else if (Upi_v <=Upi_min)
{
    Upi_v=Upi_min;
}
%%% เข้าสู่ลูปกระแสไฟฟ้าของตัวควบคุมแบบพีไอ%%%
err_i=Upi_v-I2;
Upi=kpi2*err_i;
Uii=(kii2*Ts*err_i)+Uii_1;
Upi_i=Upi+Uii;
if (Upi_i >= Upi_max)
{
    Upi_i=Upi_max;
}
else if (Upi_i <=Upi_min)
{
    Upi_i=Upi_min;
}
%%% ส่งค่า PWM ไปยังพินที่ 11 %%%
OCR1A = Upi_i;
Uiv_1=Uiv;
Uii_1=Uii;
}
}

```



รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

- Satit Chonsatidjamroen , Theppanom Sopapirm, Kongpan Areerak, and Kongpol Areerak. (2011). **Mathematical Model of a Controlled Buck Converter with a Resistive Load.** European Journal of Scientific Research. 52(4): 487-494. (สงวนลิขสิทธิ์)
- Sopapirm, T., Areerak, K-N., Areerak, K-L. (2011). **Mathematical Model of a Three-Phase Diode Rectifier Feeding a Controlled Buck Converter.** International Review on Modelling and Simulations. 4(4): 1426-1439. (สงวนลิขสิทธิ์)
- Sopapirm, T., Areerak, K-N., Areerak, K-L. (2011). **The Mathematical Model of a Three-Phase Diode Rectifier with Multi-Converter Power Electronic Loads.** 11th WSEAS/IASME International Conference on Electric Power Systems, High Voltages, Electric Machines (POWER'11). : 100-105. (สงวนลิขสิทธิ์)
- Sopapirm, T., Areerak, K-N., Areerak, K-L. and Srikaew, A. (2011). **The Application of Adaptive Tabu Search Algorithm and Averaging Model to the Optimal Controller Design of Buck Converters.** World Academy of Science Engineering and Technology. : 477-483. (สงวนลิขสิทธิ์)
- Sopapirm, T., Areerak, K-N., Areerak, K-L. (2011). **Stability Analysis of AC Distribution System with Six-Pulse Diode Rectifier and Multi-Converter Power Electronic Loads.** International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.) 6(7): 2919-2928. (ISI: Impact Factor 1.36) (สงวนลิขสิทธิ์)
- Sopapirm, T., Areerak, K-N., Areerak, K-L. (2012). **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.

The Averaging Model of a Six-Pulse Diode Rectifier Feeding Paralleled Buck Converters

T.Sopaprim, K-N. Arceerak*, K-L. Arceerak

Abstract—Power converter models are time-varying in nature because of their switching behaviors. This paper presents the averaging methods called DQ and generalized state-space averaging modeling methods that are used to eliminate the switching actions to achieve the time-invariant models. The DQ modeling method is used to analyze the dynamic model of a three-phase rectifier including the transmission line on AC side, while the generalized state-space averaging modeling method is applied to derive the dynamic model of a buck converter. Intensive time-domain simulations via the well-known software packages with the exact topology models are used to validate the proposed models. The simulation results show that the proposed mathematical models provide high accuracies in both transient and steady-state responses. The reported models require the very fast simulation time compared with the full topology model of commercial software packages. Therefore, the averaging model is suitable for the system design via the searching algorithms in which the repeating calculation is needed during the searching process.

Keywords—Three-phase diode rectifier; Controlled buck converter; DQ modeling method; Generalized state-space averaging method; Modeling and simulation.

I. INTRODUCTION

THE power converter models are time-varying in nature due to their switching behaviors. It is very complicated to use the time-varying model for the system analysis and design. Therefore, there are several approaches commonly used for eliminating the switching actions to achieve a time-invariant model. 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]-[3], as well as uncontrolled and controlled rectifiers in single-phase AC distribution systems [4],[5] and 6- and 12-pulse diode rectifiers in three phase systems [6]. The second is an average-value (AV) modeling method, which has been used

for 6- and 12- pulse diode rectifiers in many publications [7]-[9], as well as generators with line-commutated rectifiers [10]-[14]. These rectifiers 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 [15]-[17], in which power converters can be treated as transformers. The DQ modeling method can also be easily applied for modeling a power system comprising vector-controlled converters where the GSSA and AV models are not easily applicable. 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) [18]-[20]. The DQ method for modeling the three-phase uncontrolled and controlled rectifier has been reported in [18] and [21], respectively.

From the literature reviews, this paper presents the combination between the DQ modeling approach and the GSSA modeling method to derive the mathematical model of a three-phase rectifier feeding both resistive load and paralleled buck converters in which it has not been reported in the previous publications. According to the advantages of DQ and GSSA methods, the DQ method is selected to analyze the three-phase diode rectifier including the transmission line components on AC side, while the GSSA method is used to analyze the buck converters with their controls. The proposed model derived from both DQ and GSSA methods is validated by the intensive time-domain simulation via the exact topology model. The results show that the proposed mathematical models provide high accuracies in both transient and steady-state responses. In the future work, the reported models will be used for stability studies of the system due to the effect of a CPL.

The paper is structured as follows. In Section II, the considered system is described. Deriving the dynamic model of the considered power system is fully explained in Section III. The model in Section III is a nonlinear model derived from both DQ and GSSA methods called DQ+GSSA model. Therefore, the linearization technique using the first order term of Taylor's series expansion including the steady-state value calculation is fully explained in Section IV. In Section V, the model validation using the small-signal simulation is illustrated. Finally, Section VI concludes and discusses the advantages of the DQ and GSSA modeling methods to derive

Manuscript received August 3, 2011; Revised version received September 11, 2011. This work was supported by Suranaree University of Technology (SUT) and by the office of the Higher Education Commission under NRU project of Thailand.

T. Sopaprim is the master student in the PeMC research group, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, 30000, THAILAND (email: tay.livesut@hotmail.com)

*K-N. Arceerak is the lecturer in the PeMC research group, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, 30000, THAILAND (phone: +66-4422-4520; fax: +66-4422-4601; email: kongpan@sut.ac.th)

K-L. Arceerak is the assistant professor in the PeMC research group, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, 30000, THAILAND (email: kongpol@sut.ac.th)

the model of the AC-DC power system with multi-converter power electronic loads.

II. CONSIDERED POWER SYSTEM

The considered system is depicted in Fig. 1. It consists of a balanced three-phase voltage source, transmission line, three-phase diode rectifier, and DC-link filters feeding a resistive load (R_{dc}) and controlled buck converters. The buck converters with their controls behave as CPLs to regulate the output voltage of the resistive loads (R_1 and R_2). It is assumed that the diode rectifier and the buck converter are operated under a continuous conduction mode (CCM) and the higher harmonics of the fundamental are neglected.

III. DERIVING THE DYNAMIC MODEL

In this paper, the DQ modeling method is firstly selected to derive the dynamic model of a three-phase diode rectifier feeding uncontrolled buck converters (open-loop operation) in which such rectifier can be treated as a transformer [18]. As a result, the equivalent circuit of the power system as shown in Fig. 1 (without controllers of buck converters) can be represented in the DQ frame as depicted in Fig. 2. Note that the equivalent circuit in Fig. 2 is simplified by fixing the rotating frame on the phase of the diode rectifier switching function ($\phi_r = \phi$).

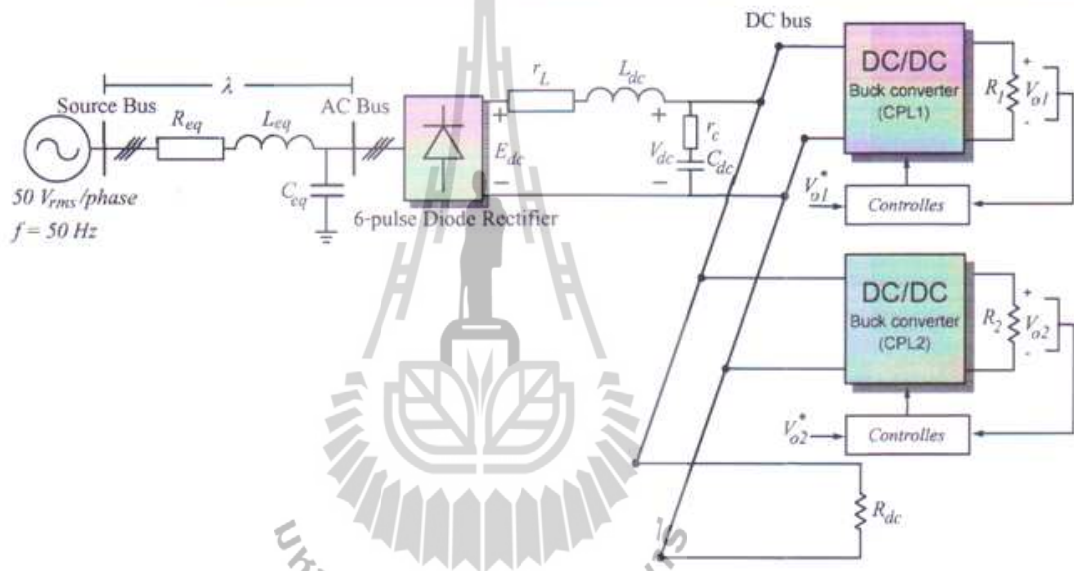


Fig. 1 Considered Power System

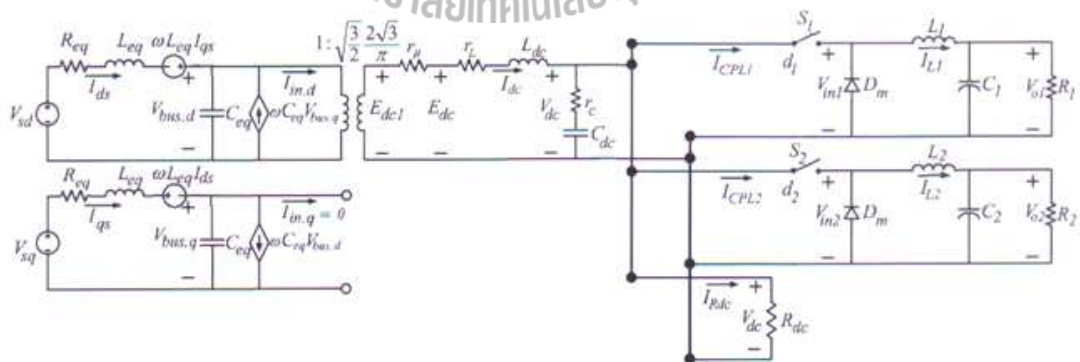


Fig. 2 The equivalent circuits of the considered power system on DQ frame under open-loop operation of buck converters

In Fig. 2, the three-phase diode rectifier including the transmission line on AC side is transformed into the DQ frame via the DQ modeling method. Notice that the diode rectifier can be modeled as the transformer in which it can provide the time-invariant model. The GSSA modeling method is then used to eliminate the switching action of the uncontrolled buck converter. The dynamic model of the system in Fig. 2 using GSSA modeling method can be expressed as:

$$\begin{aligned}
 \dot{I}_{d1} &= -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{d1} + \omega d_{q1} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sd} \\
 \dot{I}_{q1} &= -\omega d_{d1} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{q1} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{sq} \\
 \dot{V}_{bus,d} &= \frac{1}{C_{eq}} I_{d1} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{dc} \\
 \dot{V}_{bus,q} &= -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}} I_{q1} \\
 \dot{I}_{dc} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_{bus,d} - \left(\frac{r_a + r_b + r_c}{L_{dc}} \right) I_{dc} - \left(\frac{R_{dc} - r_c}{L_{dc} R_{dc}} \right) V_{dc} + \frac{r_a d_1}{L_{dc}} I_{L1} + \frac{r_b d_1}{L_{dc}} I_{L2} \\
 \dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} - \frac{1}{C_{dc} R_{dc}} V_{dc} - \frac{d_1}{C_{dc}} I_{L1} - \frac{d_2}{C_{dc}} I_{L2} \\
 \dot{I}_{L1} &= \frac{d_1}{L_1} V_{dc} - \frac{1}{L_1} V_{o1} \\
 \dot{V}_{o1} &= \frac{1}{C_1} I_{L1} - \frac{1}{R_1 C_1} V_{o1} \\
 \dot{I}_{L2} &= \frac{d_2}{L_2} V_{dc} - \frac{1}{L_2} V_{o2} \\
 \dot{V}_{o2} &= \frac{1}{C_2} I_{L2} - \frac{1}{R_2 C_2} V_{o2}
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

where d_1 and d_2 are the duty cycle of the buck converters.

For deriving the dynamic model of the power system including the controllers of buck converters, the schematic of the controllers is considered. It can be seen that the PI controllers of the current loop (inner loop) and the voltage (outer loop) for each buck converter are represented by K_{pi1} , K_{vi1} , K_{pi2} , K_{vi2} , K_{pi1} , K_{vi1} , K_{pi2} , and K_{vi2} respectively. From Fig. 3, d^* can be derived and given in (2).

$$\begin{cases}
 d_1^* = -K_{pi1} I_{L1} - K_{pi1} K_{vi1} V_{o1} + K_{vi1} K_{pi1} X_{v1} \\
 \quad + K_{vi1} X_{i1} + K_{pi1} K_{vi1} V_{o1} \\
 d_2^* = -K_{pi2} I_{L2} - K_{pi2} K_{vi2} V_{o2} + K_{vi2} K_{pi2} X_{v2} \\
 \quad + K_{vi2} X_{i2} + K_{pi2} K_{vi2} V_{o2}
 \end{cases}
 \tag{2}$$

It can be seen that when PI controllers are considered, the X_v of the voltage loop control and the X_i of the current loop control for each buck converter are set as the state variables of the model. Moreover, when the buck converter is regulated, the d_1 and d_2 in (1) becomes d_1^* and d_2^* as given in (2). Therefore, applying d_1^* and d_2^* from (2) into d_1 and d_2 in (1) and adding the state variables of the PI controllers, the dynamic model of the system in Fig. 3 derived by using the DQ and GSSA methods can be expressed as:

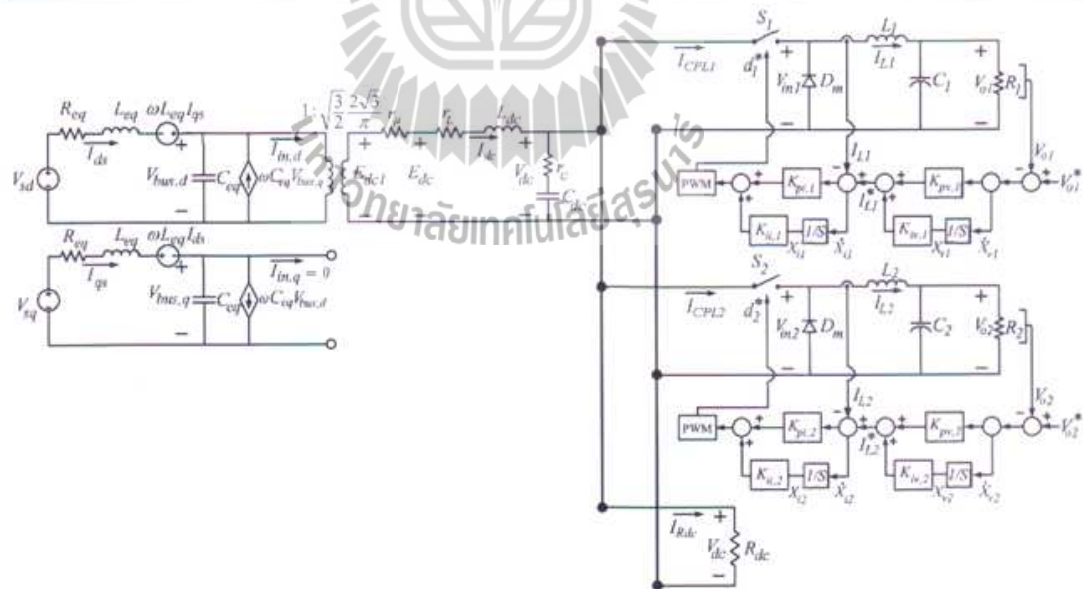


Fig. 3 The equivalent circuit of the considered power system on DQ frame including controllers of buck converters

$$\begin{aligned}
 \dot{I}_{ud} &= -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{ud} + \omega I_{uq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos \lambda \\
 \dot{I}_{uq} &= -\omega I_{ud} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{uq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin \lambda \\
 \dot{V}_{bus,d} &= \frac{1}{C_{eq}} I_{ud} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\
 \dot{V}_{bus,q} &= -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}} I_{uq} \\
 \dot{I}_{dc} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}} V_{bus,d} - \left(\frac{r_a + r_b + r_c}{L_{dc}} \right) I_{dc} - \left(\frac{R_{dc} - r_a}{L_{dc} R_{dc}} \right) V_{dc} - \frac{r_a K_{p11}}{L_{dc}} I_{L1}^2 \\
 &\quad - \frac{r_a K_{p12} K_{p11} I_{L1}}{L_{dc}} V_{o1} + \frac{r_a K_{p13} K_{p11} I_{L1}}{L_{dc}} X_{o1} + \frac{r_a K_{p14} I_{L1}}{L_{dc}} X_{o1} + \frac{r_a K_{p15} K_{p11} I_{L1}}{L_{dc}} V_{o1}^* \\
 &\quad - \frac{r_a K_{p16} I_{L1}^2}{L_{dc}} - \frac{r_a K_{p17} K_{p12} I_{L1}}{L_{dc}} V_{o2} - \frac{r_a K_{p18} K_{p12} I_{L1}}{L_{dc}} X_{o2} + \frac{r_a K_{p19} I_{L1}}{L_{dc}} X_{o2} + \frac{r_a K_{p20} K_{p12} I_{L1}}{L_{dc}} V_{o2}^* \\
 \dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} + \frac{1}{R_{dc} C_{dc}} V_{dc} + \frac{K_{p21}}{C_{dc}} I_{L1}^2 + \frac{K_{p22} K_{p21} I_{L1}}{C_{dc}} V_{o1} - \frac{K_{p23} K_{p21} I_{L1}}{C_{dc}} X_{o1} \\
 &\quad - \frac{K_{p24} I_{L1}}{C_{dc}} X_{o1} - \frac{K_{p25} K_{p21} I_{L1}}{C_{dc}} V_{o1}^* + \frac{K_{p26} I_{L1}^2}{C_{dc}} + \frac{K_{p27} K_{p22} I_{L1}}{C_{dc}} V_{o2} - \frac{K_{p28} K_{p22} I_{L1}}{C_{dc}} X_{o2} \\
 &\quad - \frac{K_{p29} I_{L1}}{C_{dc}} X_{o2} - \frac{K_{p30} K_{p22} I_{L1}}{C_{dc}} V_{o2}^* \\
 \dot{I}_{L1} &= -\frac{K_{p31} V_{dc}}{L_1} I_{L1} - \frac{(K_{p32} K_{p31} V_{dc} + 1)}{L_1} V_{o1} + \frac{K_{p33} K_{p31} V_{dc}}{L_1} X_{o1} + \frac{K_{p34} V_{dc}}{L_1} X_{o1} + \frac{K_{p35} K_{p31} V_{dc}}{L_1} V_{o1}^* \\
 \dot{V}_{o1} &= \frac{1}{C_1} I_{L1} - \frac{V_{o1}}{R_1 C_1} \\
 \dot{X}_{o1} &= -V_{o1} + V_{o1}^* \\
 \dot{X}_{o1} &= -I_{L1} - K_{p36} V_{o1} + K_{p37} X_{o1} + K_{p38} V_{o1}^* \\
 \dot{I}_{L2} &= -\frac{K_{p39} V_{dc}}{L_2} I_{L2} - \frac{(K_{p40} K_{p39} V_{dc} + 1)}{L_2} V_{o2} + \frac{K_{p41} K_{p39} V_{dc}}{L_2} X_{o2} + \frac{K_{p42} V_{dc}}{L_2} X_{o2} + \frac{K_{p43} K_{p39} V_{dc}}{L_2} V_{o2}^* \\
 \dot{V}_{o2} &= \frac{1}{C_2} I_{L2} - \frac{V_{o2}}{R_2 C_2} \\
 \dot{X}_{o2} &= -V_{o2} + V_{o2}^* \\
 \dot{X}_{o2} &= -I_{L2} - K_{p44} V_{o2} + K_{p45} X_{o2} + K_{p46} V_{o2}^*
 \end{aligned} \tag{3}$$

It can be seen in (3) that when we consider the controlled buck converter, the dynamic model of the system described in (1) becomes to (3) having the PI controller parameters. In addition, the state variables X_{o1} , X_{i1} , X_{o2} , and X_{i2} are also included. Equation (3) is the nonlinear differential equations. Therefore, (3) can be linearized using the first order terms of the Taylor expansion so as to achieve a set of linear differential equations around an equilibrium point. The details of the DQ+GSSA linearized model of (3) are given in Section IV.

IV. DQ+GSSA LINEARIZED MODEL AND STEADY-STATE VALUE CALCULATION

As mentioned in Section III, (3) can be linearized using the first order terms of the Taylor expansion so as to achieve a set of linear differential equations around an equilibrium point.

The DQ+GSSA linearized model of (3) is then of the form in (4).

$$\begin{cases} \delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_s, \mathbf{u}_s) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_s, \mathbf{u}_s) \delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}_s, \mathbf{u}_s) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_s, \mathbf{u}_s) \delta \mathbf{u} \end{cases} \tag{4}$$

where

$$\begin{aligned}
 \delta \mathbf{x} &= [\delta I_{dc} \quad \delta I_{u1} \quad \delta V_{bus,d} \quad \delta V_{bus,q} \quad \delta I_{dc} \quad \delta V_{dc} \quad \delta I_{L1} \\
 &\quad \delta V_{o1} \quad \delta X_{o1} \quad \delta X_{i1} \quad \delta I_{L2} \quad \delta V_{o2} \quad \delta X_{o2} \quad \delta X_{i2}]^T \\
 \delta \mathbf{u} &= [\delta V_m \quad \delta V_{o1}^* \quad \delta V_{o2}^*]^T \\
 \delta \mathbf{y} &= [\delta V_{dc} \quad \delta V_{o1} \quad \delta V_{o2}]^T
 \end{aligned}$$

$$A(x, u_s) = \begin{bmatrix} \frac{R_a}{L_a} & \omega & -\frac{1}{L_a} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & \frac{R_a}{L_a} & 0 & -\frac{1}{L_a} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_a} & 0 & 0 & \omega & \frac{\sqrt{3} \cdot 2\sqrt{3}}{\sqrt{2} \cdot 2L_a} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_a} & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3} \cdot 2\sqrt{3}}{\sqrt{2} \cdot 2L_a} & 0 & -\left(\frac{r_s + r_i + r_e}{L_a}\right) & -\left(\frac{R_a - r_s}{L_a R_a}\right) & a(5,7) & \frac{r_{K_{p1}} K_{p1} I_{L1}}{L_a} & \frac{r_{K_{p2}} K_{p2} I_{L2}}{L_a} & \frac{r_{K_{p3}} I_{L3}}{L_a} & a(5,11) & \frac{r_{K_{p1}} K_{p1} I_{L1}}{L_a} & \frac{r_{K_{p2}} K_{p2} I_{L2}}{L_a} & \frac{r_{K_{p3}} I_{L3}}{L_a} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_a} & a(6,7) & \frac{K_{p1} K_{p1} I_{L1}}{C_a} & \frac{K_{p2} K_{p2} I_{L2}}{C_a} & \frac{K_{p3} I_{L3}}{C_a} & a(6,11) & \frac{K_{p1} K_{p1} I_{L1}}{C_a} & \frac{K_{p2} K_{p2} I_{L2}}{C_a} & \frac{K_{p3} I_{L3}}{C_a} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a(7,6) & \frac{K_{p1} V_{dc0}}{L_1} & \frac{K_{p2} K_{p2} V_{dc0} + 1}{L_2} & \frac{K_{p3} V_{dc0}}{L_3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_1 C} & -\frac{1}{R_2 C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{p1} & K_{p2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a(11,6) & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{p1} V_{dc0}}{L_1} & -\frac{K_{p2} K_{p2} V_{dc0} + 1}{L_2} & -\frac{K_{p3} V_{dc0}}{L_3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{p1} & K_{p2} & 0 \end{bmatrix}$$

$$a(5,7) = \frac{2r_{K_{p1}} I_{L1}}{L_a} + \frac{r_{K_{p2}} K_{p2} I_{L2}}{L_a} + \frac{r_{K_{p3}} K_{p3} X_{L3}}{L_a} + \frac{r_{K_{p1}} X_{L1}}{L_a} + \frac{r_{K_{p2}} V_{dc0}}{L_a} + \frac{r_{K_{p3}} V_{dc0}}{L_a}$$

$$a(5,11) = \frac{2r_{K_{p1}} I_{L1}}{L_a} + \frac{r_{K_{p2}} K_{p2} V_{dc0}}{L_a} + \frac{r_{K_{p3}} K_{p3} X_{L3}}{L_a} + \frac{r_{K_{p1}} X_{L1}}{L_a} + \frac{r_{K_{p2}} K_{p2} V_{dc0}}{L_a}$$

$$a(6,7) = \frac{2K_{p1} I_{L1}}{C_a} + \frac{K_{p1} K_{p1} V_{dc0}}{C_a} + \frac{K_{p2} K_{p2} X_{L2}}{C_a} + \frac{K_{p3} X_{L3}}{C_a} + \frac{K_{p1} V_{dc0}}{C_a} + \frac{K_{p2} V_{dc0}}{C_a}$$

$$a(6,11) = \frac{2K_{p1} I_{L1}}{C_a} + \frac{K_{p2} K_{p2} V_{dc0}}{C_a} + \frac{K_{p3} K_{p3} X_{L3}}{C_a} + \frac{K_{p1} X_{L1}}{C_a} + \frac{K_{p2} K_{p2} V_{dc0}}{C_a}$$

$$a(7,6) = \frac{K_{p1} I_{L1}}{L_1} + \frac{K_{p2} K_{p2} V_{dc0}}{L_2} + \frac{K_{p3} K_{p3} X_{L3}}{L_3} + \frac{K_{p1} X_{L1}}{L_1} + \frac{K_{p2} V_{dc0}}{L_2} + \frac{K_{p3} V_{dc0}}{L_3}$$

$$a(7,11) = \frac{K_{p1} I_{L1}}{L_1} + \frac{K_{p2} K_{p2} V_{dc0}}{L_2} + \frac{K_{p3} K_{p3} X_{L3}}{L_3} + \frac{K_{p2} X_{L2}}{L_2} + \frac{K_{p3} V_{dc0}}{L_3}$$

$$B(x, u_s) = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3} \cos(\lambda)}{\sqrt{2} L_a} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{3} \sin(\lambda)}{\sqrt{2} L_a} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_{p1} K_{p1} V_{dc0}}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_{p2} K_{p2} V_{dc0}}{L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C(x, u_s) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]_{1 \times 15}$$

$$D(x, u_s) = [0 \ 0 \ 0]_{3 \times 3}$$

According to DQ+GSSA linearized model in (4), the model needs to define $V_{dc,0}$, λ_0 , $V_{o1,0}$, $V_{o2,0}$, $I_{L1,0}$, $I_{L2,0}$, $X_{v1,0}$, $X_{v2,0}$, $X_{i1,0}$ and $X_{i2,0}$. In the paper, the power equation can be first applied

to determine the steady state values at the AC side, here are $V_{bus,0}$ and λ_0 . Other steady-state values can be calculated by:

$$V_{dc,0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot (\sqrt{2}V_{bus,0}) - \frac{3Leq\omega}{\pi} I_{dc,0} - r_L I_{dc,0}$$

$$V_{o1,0} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{o2,0} = V_{o2,0}^*$$

$$I_{L1,0} = \frac{V_{o1,0}}{R_1}, \quad I_{L2,0} = \frac{V_{o2,0}}{R_2}$$

$$X_{v1,0} = \frac{I_{L1,0}}{K_{iv,1}}, \quad X_{v2,0} = \frac{I_{L2,0}}{K_{iv,2}}$$

$$X_{i1,0} = \frac{V_{o1}}{K_{u,1} V_{dc,0}}, \quad X_{i2,0} = \frac{V_{o2}}{K_{u,2} V_{dc,0}}$$

where

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

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

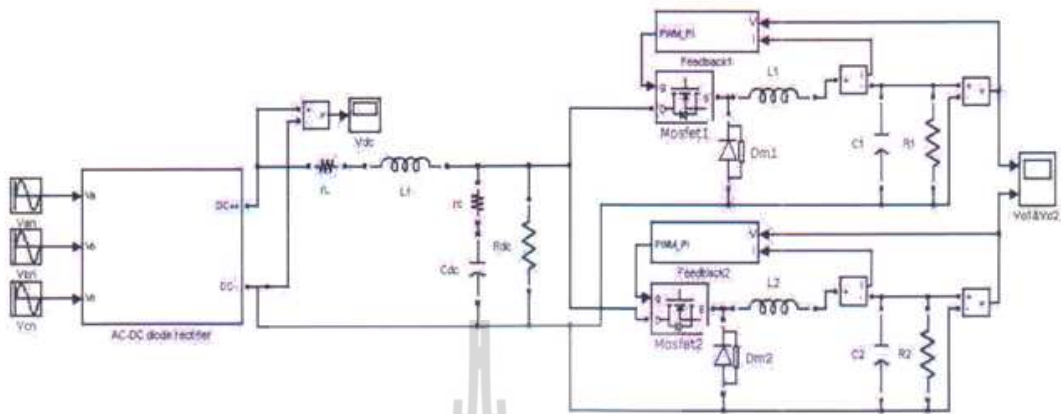


Fig. 4 The exact topology model (SPS™ of SIMULINK)

V. SMALL-SIGNAL SIMULATION

The DQ+GSSA linearized model in (4) is simulated for small-signal transients against a corresponding exact topology model as shown in Fig.4. The set of system parameters is given in Table 1 with the voltage loop controllers $K_{v1} = K_{v2} = 0.05$ and $K_{v1} = K_{v2} = 50$ ($\omega_{n,voltage} = 64$ Hz, $\zeta_v = 1.0$), and the current loop controllers $K_{i1} = K_{i2} = 0.7728$ and $K_{i1} = K_{i2} = 11040$ ($\omega_{n,current} = 3200$ Hz, $\zeta_i = 0.7$).

Table 1: Parameters of the Power System in Fig.1

Parameter	Value
V_s	50 V _{rms/phase}
ω	$2\pi \times 50$ rad/sec
R_{eq}	0.1 Ω
L_{eq}	24 μ H
C_{eq}	2 nF
r_L	0.01 Ω
r_c	0.4 Ω
L_{dc} ($\Delta I_{dc} \leq 1.5$ A)	50 mH
C_{dc} ($\Delta V_{dc} \leq 10$ V)	500 μ F
R_{dc}	500 Ω
$L_1=L_2$ ($\Delta I_L \leq 0.5$ A)	14.168 mH
$C_1=C_2$ ($\Delta V_o \leq 50$ mV)	125 μ F
$R_1=R_2$	20 Ω

Fig. 5 shows the V_{dc} , V_{o1} and V_{o2} responses of the system in Fig. 1 to a step change of V_{a1} and V_{a2} from 5 V to 15 V that occurs at $t = 0.6$ second and $t = 1.5$ second, respectively. Similarly, Fig. 6 shows the voltage responses of the system in Fig. 1 to a step change of V_{a1} and V_{a2} from 15 V to 25 V.

From the result in Fig. 5 and Fig. 6, an excellent agreement between both models is achieved under the small-signal simulation. It confirms that the mathematical model of the power system with paralleled controlled buck converters and a resistive load derived from both DQ and GSSA methods provide a good accuracy. The DQ+GSSA linearized model in the paper will be also used for the stability analysis due to the effect of CPL in the future work. In addition, it is well known that simulations of power electronic system using software packages (such as MATLAB, PSIM, and etc.) via the exact topology models consume a huge simulation time due to a switching behavior. It is not easily applicable for simulation of complex systems. The simulation time when the system was simulated via the proposed model coding in MATLAB requires 0.156 second, while the full topology model of SPS™ as shown in Fig. 4 consumes 165 second. Hence, the averaging model of the power electronic based system derived by the proposed modeling method in the paper can be used to reduce the simulation time. The reported model is also suitable for the optimal controller design using the artificial intelligence (AI) techniques [22]-[25] because the very fast simulation time can be obtained.

VI. CONCLUSION

This paper presents how to derive the dynamic model of the three-phase diode rectifier feeding multi-converter power electronic loads with their controls. The DQ and GSSA modeling methods are used to eliminate the switching behaviour of the power converter in which the DQ method is

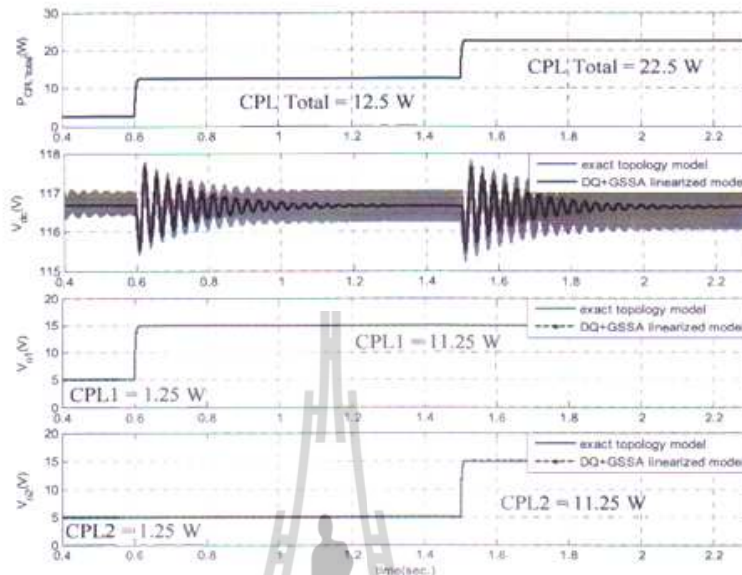


Fig.5. V_{dc} , V_{d1} and V_{d2} responses of the system in Fig. 1 to a step change of V_{d1}^* and V_{d2}^* from 5 V to 15 V

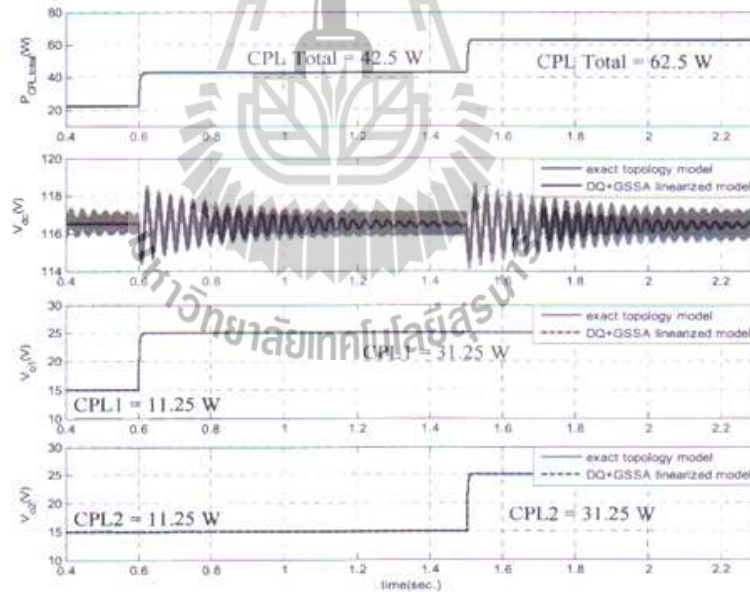


Fig.6. V_{dc} , V_{d1} and V_{d2} responses of the system in Fig. 1 to a step change of V_{d1}^* and V_{d2}^* from 15 V to 25 V

used to analyze the three-phase rectifier and the GSSA method is also applied to the buck converter. The proposed models are suitable for the system design and simulation. Moreover, it is well known that when the power converters are regulated, they behave as a CPL. This CPL can significantly degrade power

system stability margins. Therefore, the dynamic model of the power system is very important. The DQ+GSSA linearized model in the paper can be also used for stability studies in the future work. According to the fast simulation time of the proposed model, it can be used with the AI searching

algorithms for the optimal controller design to achieve the best output system responses.

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] J. Mahdavi, A. Emadi, M.D. Bellar, and M. Ehsani, Analysis of Power Electronic Converters Using the Generalized State-Space Averaging Approach, *IEEE Trans. on Circuit and Systems*, Vol. 44, August 1997, pp.767-770.
- [2] A. Emadi, 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 2004, pp. 661-668.
- [3] A. Emadi, M. Ehsani, and J.M. Miller, *Vehicular Electric Power Systems: Land, Sea, Air, and Space Vehicles*, (Marcel Dekker, Inc, 2004).
- [4] A. Emadi, Modeling of Power Electronic Loads in AC Distribution Systems Using the Generalized State-Space Averaging Method, *IEEE Trans on Indus. Elect.*, Vol. 51, n. 5, October 2004, pp. 992-1000.
- [5] K-H. Chao, Dynamic Modeling and Robust Control of Multi-Module Parallel Soft-Switching-Mode Rectifiers, *WSEA Transactions on Systems*, Vol.8, 2009, pp.659-672.
- [6] L. Han, J. Wang, and D. Howe, State-space average modelling of 6- and 12-pulse diode rectifiers, *The 12th European Conf. on Power Elect. and Appl.*, September, 2007, Aalborg, Denmark.
- [7] S.F. Glover, *Modeling and stability analysis of power electronics based systems*, Ph.D. dissertation, Purdue Univ., 2003.
- [8] A. Baghrarian, and A.J. Forsyth, Averaged-Value Models of Twelve-Pulse Rectifiers for Aerospace Applications, *Power Electronics Machines, and Drives (PEMD 2004)*, University of Edinburgh, UK, March-April 2004, pp.220-225.
- [9] A. Uan-Zo-li, R.P. Burgos, F. Lacaux, F. Wang, and D. Boroyevich, Assessment of Multi-Pulse Converter Average Models for Stability Studies Using a Quasi-Stationary Small-Signal Technique, *Power Electronics and Motion Control Conference 2004*, 2004, pp.1654-1658.
- [10] S.D. Sudhoff, and O. Waszynczuk, Analysis and Average-Value Modeling of Line-Commutated Converter-Synchronous Machine Systems, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 8, n. 1, March 1993, pp. 92-99.
- [11] S.D. Sudhoff, Waveform Reconstruction from the Average-Value Model of Line-Commutated Converter-Synchronous Machine Systems, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 8, n. 4, September 1993, pp. 404-410.
- [12] S.D. Sudhoff, Analysis and Average-Value Modeling of Line-Commutated Converter-6-Phase Synchronous Machine Systems, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 8, n. 3, September 1993, pp. 411-417.
- [13] S.D. Sudhoff, K.A. Corzine, H.J. Hegner, and D.E. Delisle, Transient and Dynamic Average-Value Modeling of Synchronous Machine Fed Load-Commutated Converters, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, September 1996, pp.508-514.
- [14] I. Jadric, D. Borojevic, and M. Jadric, "Modeling and Control of a Synchronous Generator with an Active DC Load, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 15, n. 2, March 2000, pp.303-311.
- [15] C.T. Rim, D.Y. Hu, and G.H. Cho, Transformers as Equivalent Circuits for Switches: General Proofs and D-Q Transformation-Based Analyses, *IEEE Trans. on Indus. Appl.*, Vol. 26, n. 4, July/August 1990, pp. 777-785.
- [16] C.T. Rim, N.S. Choi, G.C. Cho, and G.H. Cho, A Complete DC and AC Analysis of Three-Phase Controlled-Current PWM Rectifier Using Circuit-DQ Transformation, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 9, n. 4, July 1994, pp. 390-396.
- [17] S.B. Han, N.S. Choi, C.T. Rim, and G.H. Cho, 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 1998, pp.323-336.
- [18] K-N. Arcecrak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas, Stability Analysis and Modelling of AC-DC System with Mixed Load Using DQ-Transformation Method, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE08)*, Cambridge, UK, 29 June-2 July 2008, pp. 19-24.
- [19] K-N. Arcecrak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas, DQ-Transformation Approach for Modelling and Stability Analysis of AC-DC Power System with Controlled PWM Rectifier and Constant Power Loads, *13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008)*, Poznan, Poland, 1-3 September 2008.
- [20] K-N. Arcecrak, S. Bozhko, G. Asher, L.de Lillo, A. Watson, T. Wu, and D.W.P. Thomas, The Stability Analysis of AC-DC Systems including Actuator Dynamics for Aircraft Power Systems, *13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2009)*, Barcelona, Spain, 8-10 September 2009.
- [21] K. Chaijarunudomrung, K-N. Arcecrak, and K-L. Arcecrak, Modeling of Three-phase Controlled Rectifier using a DQ method, *2010 International Conference on Advances in Energy Engineering (ICAEE 2010)*, Beijing, China: June 19-20, 2010, pp.56-59.
- [22] K-L. Arcecrak, and T. Narongrit, Shunt Active Power Filter Design using Genetic Algorithm Method, *WSEA Transactions on Systems*, Vol.9, Issue 4, 2010, pp.327-336.
- [23] L-Y. Chang, and H-C. Chen, Tuning of Fractional PID Controllers using Adaptive Genetic Algorithm for Active Magnetic Bearing System, *WSEA Transactions on Systems*, Vol.8, Issue 1, 2009, pp.158-167.
- [24] Suphaphorn Panikhom, Nuapatt Sarasiri, and Sarawut Sujitjorn, Hybrid Bacterial Foraging and Tabu Search Optimization (BTSO) Algorithms for Lyapunov's Stability Analysis of Nonlinear Systems, *International Journal of Mathematics and Computers in Simulation*, Vol.4, No.3, 2010, pp. 81-89.
- [25] Nuapatt Sarasiri and Sarawut Sujitjorn, Bacterial Foraging Optimization and Tabu Search: Performance Issues and Cooperative Algorithms, *WSEAS International Conferences*, Taipei, Taiwan: August 20-22, 2010, pp. 186-191.



control, FPGA, and AI application.



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.



in 2009. His main research interests include active power filter, harmonic elimination, AI application, motor drive, and intelligence control system.

ประวัติผู้เขียน

นายเทพพนม โสภานพิม เกิดเมื่อวันที่ 14 กุมภาพันธ์ 2531 ที่จังหวัดสระบุรี เริ่มการศึกษา ระดับประถมศึกษาที่ 1 – 6 ที่โรงเรียนบ้านหนองกะเบา ระดับมัธยมศึกษาปีที่ 1 – 3 ที่โรงเรียนโคกกระต้อนกิตติวุฒิวินัย ระดับมัธยมศึกษาปีที่ 4 – 6 ที่โรงเรียนเสนาให้ "วิมลวิทยานุกูล" สำเร็จ การศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2553 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ณ สถาบันเดิม

ระหว่างการศึกษาในระดับปริญญาโท ได้เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีจำนวน 3 รายวิชา ได้แก่ (1) ปฏิบัติการ วงจรและอุปกรณ์ (2) ปฏิบัติการการแปลงผันพลังงานทางกลไฟฟ้า (3) ปฏิบัติการระบบควบคุม โดยมีความสนใจในด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง การควบคุมอัตโนมัติ และปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งการทำ วิจัยวิทยานิพนธ์นี้ทำให้ผู้วิจัยมีความรู้ และความเข้าใจทางการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ ไฟฟ้ากำลังเป็นอย่างดี และมีผลการตีพิมพ์ปรากฏดังภาคผนวก ฉ. จำนวน 6 ฉบับ