



รายงานการวิจัย

การสร้างวงจรแปลงผันชนิดบักก์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแบบเหมาะสมที่สุด

**The Implementation of Buck-Boost Converters with
the Optimal Controllers**

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจาก
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว



รายงานการวิจัย

การสร้างวงจรแปลงผันชนิดบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแบบเหมาะสมที่สุด

**The Implementation of Buck-Boost Converters with
the Optimal Controllers**

หัวหน้าโครงการวิจัย

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ก้องพันธ์ อารีรักษ์

กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2556

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

มิถุนายน 2558

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรแปลงผันชนิดบัคค์-บูสต์ ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ที่มีชื่อเรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองทางฝั่งเอาต์พุตที่ดีที่สุด โดยทั่วไปงานวิจัยในอดีตที่กล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ จะมีได้คำนึงถึงการนำไปสร้างจริง ซึ่งในบางครั้งผลที่ได้จากการออกแบบทางทฤษฎีไม่สามารถนำไปสร้างจริงได้ในทางปฏิบัติ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงนำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมที่เหมาะสมที่สุดสำหรับวงจรแปลงผันชนิดบัคค์-บูสต์ เพื่อควบคุมแรงดันทางฝั่งเอาต์พุตให้คงที่ตามที่ต้องการ โดยเพิ่มเงื่อนไขเกี่ยวกับการนำไปสร้างจริง ผ่านทางการจำกัดสัญญาณควบคุมที่สามารถนำไปสร้างจริงได้ รวมถึงยังเพิ่มเติมในส่วนของการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ ดังนั้นในแต่ละรอบการค้นหาด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว อัลกอริทึมจะทำการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมเพื่อให้ได้ผลการตอบสนองที่ดีที่สุด โดยชุดคำตอบที่ดีที่สุดต้องเป็นชุดคำตอบที่นำไปสร้างจริงได้ และยังทำให้ระบบมีเสถียรภาพอีกด้วย ผลการออกแบบตัวควบคุมที่ได้จากงานวิจัยนี้ จะยืนยันด้วยผลการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ และผลจากชุดทดสอบจริง ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าผลจากการค้นหาที่ได้จากคอมพิวเตอร์ ผลจากการจำลองสถานการณ์ และผลจากชุดทดสอบจริงมีความสอดคล้องกัน ตัวควบคุมที่ออกแบบได้สามารถให้ผลการตอบสนองที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม และสามารถสร้างจริงได้

Abstract

This research presents the controller design of buck-boost converters using the artificial intelligence technique called the adaptive tabu search method. The aim of the proposed design method is to achieve the best output performance. For the most research works, only the best output performance is considered during the searching process. Unfortunately, the resulting controller parameters cannot be implemented because of the control signal limitation. Therefore, this research will present the optimal controller design using the adaptive tabu search algorithm to regulate the output voltage of buck-boost converters in which the control signal limitation and stability analysis are included into the searching process. As a resulting, for each iterative, the controller parameters are determined via the proposed algorithm to achieve the best output performance with reasonable control signal. Moreover, the system is confirmed to operate under the stable operation. After that, the resulting controller can be implemented. The simulation and experimental results are used to validate the theoretical results. The results show that the system with the controller designed via the proposed technique can provide the best output performance compared with the conventional method. Importantly, the resulting controller can be implemented for the practical system.

กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัย การสร้างวงจรแปลงผันชนิดบัคกิ้ง-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแบบเหมาะสมที่สุด สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ทั้งนี้ต้องขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ทุนสนับสนุน การทำวิจัยนี้ นอกจากนี้ผู้วิจัยต้องขอขอบคุณ นายรังสรรค์ ชาญพิทยกิจ ที่เป็นผู้ช่วยวิจัย ที่มีความ ทุ่มเท และการเอาใจใส่อย่างยิ่งในการทำงานวิจัย สุดท้ายผู้วิจัยขอขอบคุณพนักงานศูนย์เครื่องมือ วิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี อาคารเครื่องมือ 3 ทุกท่านที่ให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือ

กองพัน อารีรักษ์

มิถุนายน 2558

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป	ซ
บทที่	

1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย.....	2
1.3 ขอบเขตของโครงการวิจัย	2
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
1.5 การจัดรูปเล่มรายงานวิจัย	3
1.6 การทบทวนวรรณกรรม/สารสนเทศ (information) ที่เกี่ยวข้อง	4
2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์	
ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์	7
2.1 บทนำ	7
2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์กรณีวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์	
ที่ไม่มีตัวควบคุม.....	7
2.2.1 ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่ง	11
2.2.2 ตัวเก็บประจุของสายส่ง.....	13
2.2.3 แบบจำลองวงจรเรียงกระแสสามเฟส.....	15
2.2.4 วงจรสมมูลคircuitของระบบรวม	18

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.2.5 การพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ ที่มีโหนดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บัสต์ที่ไม่มีตัวควบคุม	21
2.2.6 การหาค่า λ ในสถานะคงตัว	28
2.2.7 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์	30
2.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์กรณีวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บัสต์ ที่มีตัวควบคุม	35
2.3.1 การทำให้เป็นเชิงเส้น	39
2.3.2 การคำนวณค่าตัวแปรสถานะในสถานะคงตัว	42
2.3.3 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บัสต์	43
2.3.4 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง	48
2.4 สรุป	55
3 การสร้างชุดทดสอบ	57
3.1 บทนำ	57
3.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหนดเป็นตัวต้านทาน	57
3.2.1 ภาพรวมชุดทดสอบ	57
3.2.2 การทดสอบวงจรและอภิปรายผล	60
3.3 วงจรแปลงผันแบบบัคก์-บัสต์ที่มีโหนดเป็นตัวต้านทาน กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม	61
3.3.1 ภาพรวมชุดทดสอบ	61
3.3.2 การทดสอบวงจรและอภิปรายผล	67
3.4 วงจรแปลงผันแบบบัคก์-บัสต์ที่มีโหนดเป็นตัวต้านทาน กรณีที่มีตัวควบคุม	71
3.4.1 ภาพรวมอุปกรณ์ของระบบ	71
3.4.2 อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดัน	73
3.4.3 อุปกรณ์ตรวจวัดกระแส	77
3.4.4 การทดสอบวงจรและอภิปรายผล	80

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.5 สรุป.....	82
4 การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์.....	83
4.1 บทนำ	83
4.2 ระบบที่พิจารณา	83
4.3 การออกแบบตัวควบคุม	84
4.3.1 การค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว (ATS).....	85
4.3.2 กระบวนการออกแบบตัวควบคุม	88
4.3.3 ผลการออกแบบตัวควบคุม.....	91
4.4 การทดสอบตัวควบคุม	95
4.4.1 ผลการทดสอบจากการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์	95
4.4.2 ผลการทดสอบจากชุดทดสอบจริง	96
4.5 สรุป.....	98
5 สรุปและข้อเสนอแนะ	99
5.1 สรุป.....	99
5.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต.....	100
รายการอ้างอิง	101
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. โปรแกรมคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ เพื่อหาผลเฉลยของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ที่ทำงานบนโปรแกรม MATLAB	103
ภาคผนวก ข. การจำลองสถานการณ์ของระบบด้วย SimPowerSystem TM ของโปรแกรม MATLAB	116
ภาคผนวก ค. โปรแกรมสำหรับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์	119
ภาคผนวก ง. การหาค่าพารามิเตอร์ของ ATS ให้มีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา.....	125
ภาคผนวก จ. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่	129
ประวัติผู้เขียน	137

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

1.1	ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้ากำลังและการค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์	4
2.1	พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 2.1	30
2.2	พารามิเตอร์สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอ	48
2.3	พารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของระบบที่มีตัวควบคุม	49
3.1	ผลการทดสอบวงจรแปลงผันกรีนี่ที่ไม่มีตัวควบคุม	69
3.2	ผลการทดสอบชุดตรวจวัดแรงดัน	75
3.3	ผลการทดสอบชุดตรวจกระแส	79
4.1	พารามิเตอร์ของ ATS	88
ง.1	การทดสอบเพื่อหาค่า <i>Initial number neighbor</i>	126
ง.2	การทดสอบเพื่อหาค่า <i>Radius</i>	127
ง.3	การทดสอบเพื่อหาค่า <i>DF</i>	127
ง.4	การทดสอบเพื่อหาค่า <i>Round</i>	128
ง.5	การทดสอบเพื่อหาค่า <i>Number neighbor</i>	128

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็น วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีไม่มีตัวควบคุม.....	8
2.2 แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว	9
2.3 แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว	10
2.4 ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้าสามเฟส	11
2.5 วงจรสมมูลดีคิวที่เกิดจากตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้า	12
2.6 ตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้า	13
2.7 วงจรสมมูลดีคิวที่เกิดจากตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้า	14
2.8 วงจรเรียงกระแสสามเฟสและความต้านทานมุมเหลื่อม	15
2.9 สัญญาณการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์	16
2.10 วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่อยู่บนแกนดีคิว	18
2.11 วงจรสมมูลดีคิวของระบบทางฝั่งแหล่งจ่ายสามเฟส	19
2.12 แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว	19
2.13 วงจรสมมูลดีคิวของระบบทางฝั่งแหล่งจ่ายสามเฟส เมื่อ $S_q = 0$	20
2.14 วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาบนแกนหมุนดีคิว	21
2.15 สัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์.....	24
2.16 สายส่งกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟส.....	28
2.17 ผลการตอบสนองของ I_{dc} ของระบบในรูปที่ 2.1	31
2.18 ผลการตอบสนองของ V_{dc} ของระบบในรูปที่ 2.1	31
2.19 ผลการตอบสนองของ I_L ของระบบในรูปที่ 2.1	32
2.20 ผลการตอบสนองของ V_o ของระบบในรูปที่ 2.1	32
2.21 ผลการตอบสนองของ I_{dc} ของระบบในรูปที่ 2.1	33
2.22 ผลการตอบสนองของ V_{dc} ของระบบในรูปที่ 2.1	33

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.23 ผลการตอบสนองของ I_L ของระบบในรูปที่ 2.1	34
2.24 ผลการตอบสนองของ V_o ของระบบในรูปที่ 2.1	34
2.25 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ต่อกับ วงจรแปลงผันแบบบัลค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม.....	36
2.26 วงจรสมมูลของระบบกรณีวงจรแปลงผันแบบบัลค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม	36
2.27 โครงสร้างสำหรับการออกแบบตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต	44
2.28 โครงสร้างสำหรับออกแบบตัวควบคุมกระแสไฟฟ้า	46
2.29 ผลการตอบสนองของ I_{dc} ของระบบในย่านการลดแรงดัน	50
2.30 ผลการตอบสนองของ V_{dc} ของระบบในย่านการลดแรงดัน	50
2.31 ผลการตอบสนองของ I_L ของระบบในย่านการลดแรงดัน	51
2.32 ผลการตอบสนองของ V_o ของระบบในย่านการลดแรงดัน	51
2.33 สัญญาณควบคุมของระบบในย่านการลดแรงดัน.....	52
2.34 ผลการตอบสนองของ I_{dc} ของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน	53
2.35 ผลการตอบสนองของ V_{dc} ของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน	53
2.36 ผลการตอบสนองของ I_L ของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน	54
2.37 ผลการตอบสนองของ V_o ของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน	54
2.38 สัญญาณควบคุมของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน	55
3.1 ชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน	58
3.2 โครงสร้างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน	58
3.3 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี.....	61
3.4 ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัลค์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม	62
3.5 โครงสร้างวงจรแปลงผันแบบบัลค์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม	62
3.6 โครงสร้างชุดแหล่งจ่ายแรงดันสำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์.....	63
3.7 โครงสร้างชุดทดสอบวงจรขยายแบบแยกโคตสัญญาณ	65

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8	สัญญาณพีดับเบิ้ลยูเอ็มที่ค่าวัฏจักรการทำงาน 35 เปอร์เซ็นต์
3.9	สัญญาณพีดับเบิ้ลยูเอ็มที่ค่าวัฏจักรการทำงาน 65 เปอร์เซ็นต์
3.10	ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ d เปลี่ยนค่าจาก 30% ไปเป็น 35%
3.11	ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ d เปลี่ยนค่าจาก 60% ไปเป็น 65%
3.12	ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวัฏจักรการทำงานและแรงดันเอาต์พุต ที่ได้จากการทดสอบและการคำนวณ
3.13	ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุม
3.14	โครงสร้างชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุม
3.15	วงจรตรวจวัดแรงดัน
3.16	โครงสร้างวงจรตรวจวัดแรงดัน
3.17	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันปฐมภูมิ และทุติยภูมิของชุดตรวจวัดแรงดัน
3.18	วงจรตรวจวัดกระแสไฟ
3.19	โครงสร้างวงจรวัดกระแสไฟฟ้า
3.20	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสปฐมภูมิ และแรงดันทุติยภูมิของอุปกรณ์วัดกระแส
3.21	ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V
3.22	ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V
4.1	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์
4.2	การค้นหาคำตอบด้วย ATS
4.3	การเดินย่อนรอยขณะการค้นหาคำตอบด้วย ATS
4.4	กระบวนการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วย ATS
4.5	สมรรถนะที่พิจารณาสำหรับผลการตอบสนอง
4.6	ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ดีที่สุดของการค้นหาแต่ละรอบ

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7	ค่าเจาะจงในกระบวนการออกแบบตัวควบคุม เมื่อ V_o^* เท่ากับ 30 V.....92
4.8	ค่าเจาะจงในกระบวนการออกแบบตัวควบคุม เมื่อ V_o^* เท่ากับ 40 V.....93
4.9	สัญญาณ d_x เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V.....94
4.10	สัญญาณ d_x เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V.....94
4.11	ผลการตอบสนองของ V_o เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V95
4.12	ผลการตอบสนองของ V_o เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V96
4.13	ผลการตอบสนองของ V_o เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V97
4.14	ผลการตอบสนองของ V_o เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V97
ข.1	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลด เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม.....117
ข.2	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลด เป็นวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุมฟีดแบ็ก118

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ประกอบด้วยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในโรงงานอุตสาหกรรมที่มีเครื่องจักรกลที่ขับเคลื่อนด้วยระบบไฟฟ้ากำลังและต้องการการควบคุมให้ปริมาณทางไฟฟ้ามีค่าตามที่ต้องการ เช่น แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตและกระแสในระบบ การควบคุมวงจรดังกล่าว จำเป็นต้องมีการออกแบบตัวควบคุม ซึ่งวิศวกรต้องอาศัยความรู้ความเข้าใจวิธีการออกแบบเป็นอย่างดี เพื่อให้ได้ผลการตอบของระบบเป็นไปตามที่ต้องการ งานวิจัยนี้จะนำเสนอการนำวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์วิธีการใดวิธีการหนึ่ง มาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมให้กับวงจรแปลงผันกำลังแบบบักก์-บูสต์ ซึ่งเป็นวงจรที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่คงที่ ไปเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ปรับค่าได้ โดยค่าแรงดันเอาต์พุตที่ปรับได้จะมีค่าที่มากกว่าหรือน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าอินพุต แรงดันอินพุตกระแสตรงอาจมาจากแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับผ่านวงจรเรียงกระแสสามเฟส หรือแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงจากแบตเตอรี่ จุดประสงค์ของการนำวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์มาออกแบบตัวควบคุมวงจรแปลงผันชนิดบักก์-บูสต์ คือ ต้องการผลการตอบสนองของระบบที่ดีที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยผลที่ได้ต้องดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม แต่ปัญหาของการนำวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์มาใช้ในการออกแบบคือ เวลาในการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ผ่านโปรแกรมสำเร็จรูปใช้เวลาในการจำลองสถานการณ์ค่อนข้างนานเนื่องจากผลของอุปกรณ์สวิตซ์ การจำลองสถานการณ์ที่ใช้เวลานานจะเป็นอุปสรรคสำคัญต่อการนำวิธีทางปัญญาประดิษฐ์มาใช้ในการค้นหา เพราะแต่ละรอบของการค้นหาจำเป็นต้องจำลองสถานการณ์ระบบทุก ๆ ครั้ง ดังนั้นงานวิจัยนี้จะนำเสนอแบบจำลองเฉลี่ย (averaging model) ที่พิสูจน์จากวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะแบบทั่วไป (generalized state-space averaging: GSSA) ซึ่งเป็นวิธีการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่กำจัดผลของอุปกรณ์สวิตซ์ในระบบ และแบบจำลองเฉลี่ยที่ได้ยังสามารถอธิบายพฤติกรรมทางพลวัตของระบบได้อย่างถูกต้องทั้งในช่วงสภาวะชั่วคราวและสภาวะอยู่ตัว แบบจำลองที่ได้จะนำไปเป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ให้กับวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ เพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุมระบบให้ได้ผลการตอบสนองของระบบที่ดีที่สุด และเหนือกว่าการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม

นอกจากนี้การออกแบบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ วิศวกรไม่จำเป็นต้องมีความรู้เกี่ยวกับระบบควบคุม โดยงานวิจัยนี้จะทำโปรแกรมสำเร็จรูปสำหรับวิศวกร เพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุมของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานแทนการออกแบบด้วยมือตามทฤษฎี และให้ผลการตอบสนองที่น่าพึงพอใจอีกด้วย

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

- 1.2.1 เพื่อหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม โดยอาศัยวิธี GSSA
- 1.2.2 เพื่อสร้างชุดทดสอบสำหรับระบบที่มีตัวควบคุมที่ได้รับการออกแบบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์
- 1.2.3 เพื่อสร้างโปรแกรมสำเร็จรูปสำหรับการออกแบบตัวควบคุมของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ผ่านแบบจำลองค่าเฉลี่ย

1.3 ขอบเขตของโครงการวิจัย

- 1.3.1 ระบบที่ทำการวิเคราะห์เป็นระบบที่ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแรงดันกระแสตรง วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม ถูกเชื่อมต่ออยู่กับตัวต้านทาน
- 1.3.2 การออกแบบตัวควบคุมจะใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ โดยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (แบบจำลองเฉลี่ย) ของระบบที่มีตัวควบคุมพิสูจน์จากวิธี GSSA จะถูกนำมาใช้เป็นส่วนหนึ่งของฟังก์ชันวัตถุประสงค์
- 1.3.3 วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ทำงานในโหมดการทำงานนำกระแสต่อเนื่องเท่านั้น (continuous conduction mode: CCM)
- 1.3.4 การยืนยันผลการตอบสนองของระบบ จะใช้การจำลองสถานการณ์ของระบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป SimPowerSystem (SPS™) ใน SIMULINK และการสร้างชุดทดสอบจริง
- 1.3.5 โปรแกรมสำเร็จรูปสำหรับการออกแบบตัวควบคุม จะเขียนอยู่บนโปรแกรม MATLAB

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ เช่น การเผยแพร่ในวารสาร จดสิทธิบัตร ฯลฯ และหน่วยงานที่นำผลการวิจัยไปใช้ประโยชน์

- 1.4.1 ได้องค์ความรู้ด้านการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บอสต์ที่มีตัวควบคุม
- 1.4.2 ได้โปรแกรมสำหรับการจำลองสถานการณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังสำหรับการตรวจสอบผลการตอบสนองของระบบ
- 1.4.3 ได้องค์ความรู้ด้านการออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์
- 1.4.4 ได้ต้นแบบชุดทดสอบทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บอสต์เป็นส่วนประกอบ
- 1.4.5 ได้บทความวิจัย เผยแพร่ระดับชาติ และ/หรือ นานาชาติ
- 1.4.6 ได้โปรแกรมสำเร็จรูปสำหรับวิศวกร เพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุมของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บอสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน
- 1.4.7 ผลที่ได้จากการวิจัย จะนำไปสอนนักศึกษาวิศวกรรมไฟฟ้า ทั้งระดับปริญญาตรี และปริญญาโท เพื่อให้เป็นแนวทางสำหรับการวิจัยต่อไปในอนาคต

1.5 การจัดรูปเล่มรายงานวิจัย

รายงานวิจัยนี้ประกอบด้วย 5 บท ซึ่งในแต่ละบทได้นำเสนอดังนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงภาพรวมของโครงการวิจัย ได้แก่ ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ ขอบเขตของงานวิจัย และการทบทวนวรรณกรรม/สารสนเทศที่เกี่ยวข้องกับโครงการวิจัย

บทที่ 2 นำเสนอการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บอสต์ โดยอาศัยวิธีคิวกและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป และตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองด้วยการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรมคอมพิวเตอร์

บทที่ 3 นำเสนอการสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บอสต์ เพื่อทดสอบการทำงานของวงจร และการทำงานของตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้น

บทที่ 4 นำเสนอการประยุกต์ใช้การค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บอสต์ ซึ่งตัวควบคุมที่ออกแบบจะทำให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตมีสมรรถนะที่ดีที่สุด โดยมีการยืนยันผลจากการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และผลจากชุดทดสอบจริง

บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ

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

1.6 การทบทวนวรรณกรรม/สารสนเทศ (information) ที่เกี่ยวข้อง

ผู้วิจัยได้ดำเนินการค้นคว้าเกี่ยวกับองค์ความรู้ที่จำเป็นจากงานวิจัยในอดีต ซึ่งมีรายละเอียดดังตารางที่ 1.1 ดังนี้

ตารางที่ 1.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการหาแบบจำลองของระบบไฟฟ้ากำลังและการค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

ปีที่พิมพ์ (ลำดับ เอกสารอ้างอิง)	คณะผู้วิจัย	องค์ความรู้ที่ได้จากบทความ
1997	J. Mahdavi, A. Emadi, M.D. Bellar, and M. Ehsani	บทความนี้นำเสนอถึงวิธีการหาแบบจำลองของวงจรแปลงผันในระบบส่งกำลังไฟฟ้ากระแสตรง (DC distribution system) ด้วยวิธีที่เรียกว่าวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป (GSSA) สำหรับวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ
2004	A. Emadi	บทความนี้เสนอวิธีการ GSSA สำหรับหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันในระบบส่งกำลังไฟฟ้ากระแสตรง ที่มีการต่อวงจรแปลงผันหลาย ๆ ตัว

ตารางที่ 1.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการหาแบบจำลองของระบบไฟฟ้ากำลังและการค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ (ต่อ)

ปีที่พิมพ์ (ลำดับ เอกสารอ้างอิง)	คณะผู้วิจัย	องค์ความรู้ที่ได้จากบทความ
2008	K-N. Areerak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas	บทความนี้นำเสนอการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพโดยใช้วิธีคิว ในระบบกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรง
2005	D. Puangdownreong, K-N. Areerak, K-L. Areerak, T. Kulworawanichpong, and S. Sujitjorn	บทความนี้เสนอวิธีการค้นหาแบบตาบ (tabu search) ซึ่งเป็นวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์วิธีการหนึ่งที่มีประสิทธิภาพนำมาใช้ในการระบุเอกลักษณ์ของระบบ
2010	T. Narongrit, K-L. Areerak, and K-N. Areerak	บทความนี้เสนอจินเนติกอัลกอริทึมสำหรับการออกแบบตัวกรองกำลังแบบแอกทีฟ ในระบบไฟฟ้ากำลัง
2002	K-N. Areerak and S. Sujitjorn,	บทความนี้เสนอการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวิธีการค้นหาแบบตาบกับจินเนติกอัลกอริทึม
2010	U. Leeton, D. Uthitsunthorn, U. Kwannetr, N. Sinsuphun, and T. Kulworawanichpong	บทความนี้เสนอวิธีการหาค่าเหมาะที่สุดด้วยการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค (Particle Swarm Optimization) มาทำการลดค่ากำลังงานสูญเสียในการไหลของกำลังไฟฟ้า
2011	K. Chaijarunudomrung K-N. Areerak K-L. Areerak	บทความนี้เสนอวิธีการค้นหาแบบตาบเชิงปรับตัวทำการออกแบบตัวควบคุมของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมได้

จากตารางที่ 1.1 พบว่า งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันดิซีสเป็นดิซีสนิยมใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป และการพิสูจน์หาแบบจำลองของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์นิยมใช้วิธีคิว ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงเลือกใช้วิธีการผสมผสานระหว่างวิธีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปในการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์ และสำหรับอัลกอริทึมการค้นหาคำตอบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์นิยมใช้การค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวในการหาจุดที่เหมาะสมที่สุดในงานด้านระบบไฟฟ้ากำลัง ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้เลือกอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมของระบบที่พิจารณา

บทที่ 2

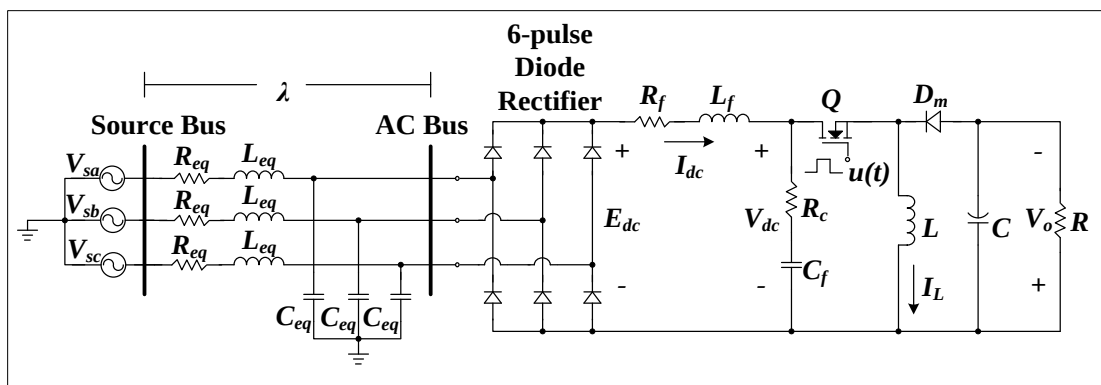
วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

2.1 บทนำ

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ให้มีความถูกต้องและแม่นยำสูง สำหรับใช้ในการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ที่ทำให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตมีสมรรถนะที่ดีที่สุด ภายใต้เงื่อนไขความสมจริงและมีเสถียรภาพ โดยในงานวิจัยได้ประยุกต์ใช้วิธีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปสำหรับการสร้างแบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลาให้ไปเป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์เสถียรภาพในกระบวนการออกแบบตัวควบคุม ดังนั้นเนื้อหาในบทนี้จึงนำเสนอ การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่ไม่มีตัวควบคุม เนื่องจากวงจрдังกล่าวเป็นพื้นฐานสำหรับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม นอกจากนี้ยังได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ด้วยวิธีการดั้งเดิม รวมทั้งผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์และการอภิปรายผล

2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์กรณ่วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่ไม่มีการควบคุม

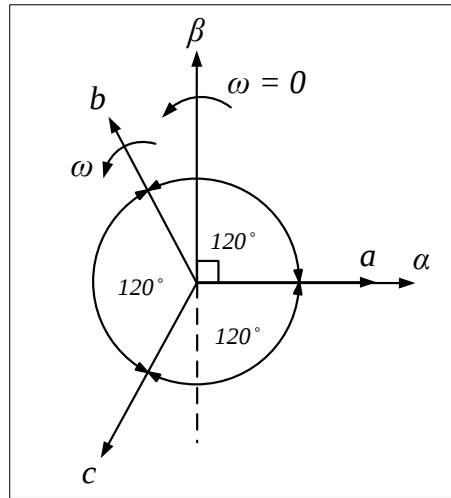
การระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงดังรูปที่ 2.1 ประกอบด้วย แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสามเฟส สายส่งกำลังไฟฟ้า วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ วงจรกรองกำลังไฟฟ้ากระแสตรงและวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน



รูปที่ 2.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
กรณีไม่มีตัวควบคุม

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

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



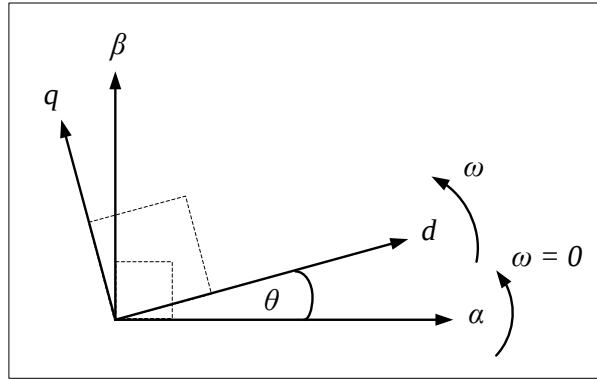
รูปที่ 2.2 แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว

จากรูปที่ 2.2 แกนหมุน $\alpha\beta$ หรือแกนหมุนอ้างอิง คือแกนที่อยู่กับที่ ($\omega=0$) กำหนดให้ แกน α ตรงกับเฟส a และแกน β นำหน้าแกน α อยู่ 90° ในการแปลงขั้นแรกจะต้องแปลง ปริมาณ 3 เฟส a, b และ c ให้อยู่บนแกน $\alpha\beta$ โดยอาศัยสมการการแปลงได้ดังนี้

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

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

ขั้นตอนต่อมาคือการแปลงปริมาณ 2 เฟส ที่อยู่บนแกน $\alpha\beta$ ให้อยู่บนแกนดีคิว (dq) โดยที่แกน d และ q ทำมุมกัน 90° แสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงดีคิว

จากรูปที่ 2.3 สามารถหาเวกเตอร์ $\alpha\beta$ ให้อยู่บนแกนดีคิว ได้จากสมการที่ (2-2) ดังนี้

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

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

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \mathbf{K} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

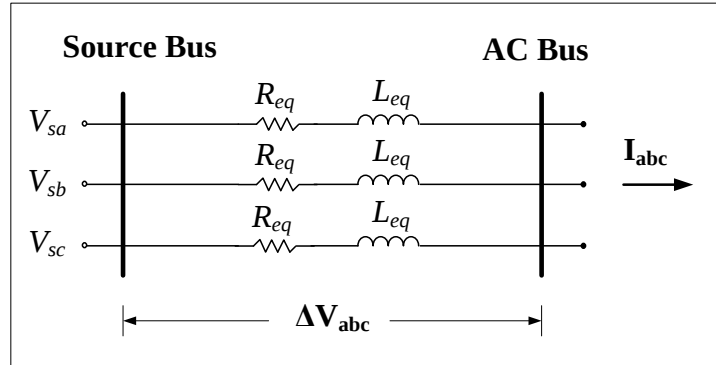
เมื่อ $\mathbf{K}$ คือเมตริกซ์การแปลงดีคิว มีค่าเท่ากับ

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

และ θ คือ มุมระหว่างแกน α และแกน d

ลำดับต่อไปจะนำการแปลงดีคิวมาพิจารณาส่วนประกอบต่าง ๆ ทางฝั่งกระแสลับของระบบในรูปที่ 2.1 ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.2.1 ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่ง



รูปที่ 2.4 ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้าสามเฟส

จากรูปที่ 2.4 ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้า (Ong, 1998) สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลดีคิวได้โดยเริ่มต้นพิจารณาจากแรงดันที่ตกคร่อมสายส่ง (ΔV_{abc}) ซึ่งคำนวณได้ดังสมการที่ (2-4) คือ

$$\Delta \mathbf{V}_{abc} = R_{eq} \mathbf{I}_{abc} + L_{eq} \frac{d}{dt} (\mathbf{I}_{abc}) \quad (2-4)$$

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

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

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

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

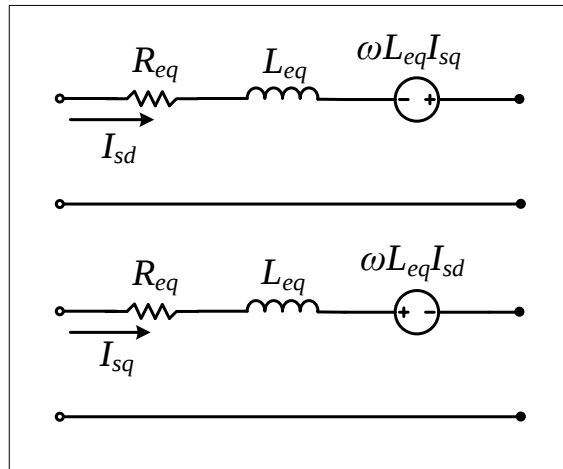
$$\Delta \mathbf{V}_{dq} = R_{eq} \mathbf{I}_{dq} + L_{eq} \mathbf{K} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{K}^{-1} \right) \mathbf{I}_{dq} + L_{eq} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{I}_{dq} \right)$$

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

ดังนั้นจะได้สมการของแรงดันตกคร่อมสายส่งที่อยู่บนแกนดีคิว ดังสมการที่ (2-5)

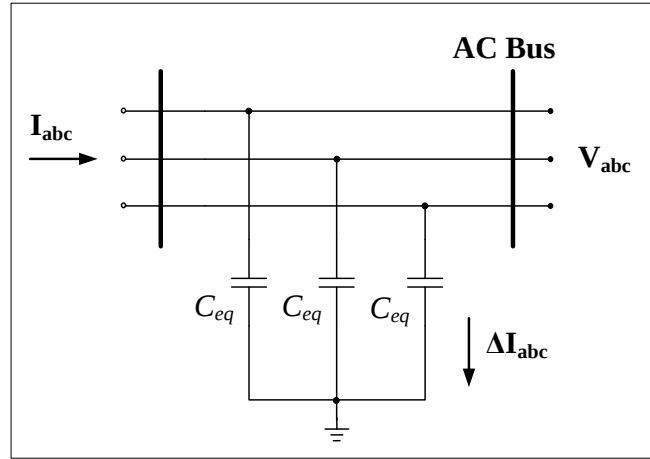
$$\Delta \mathbf{V}_{dq} = \begin{bmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_q \end{bmatrix} = R_{eq} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + L_{eq} \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} + \omega L_{eq} \begin{bmatrix} -I_q \\ I_d \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

จากสมการที่ (2-5) สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรสมมูลดีคิวของสายส่งกำลังไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลดีคิวที่เกิดจากตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้า

2.2.2 ตัวเก็บประจุของสายส่ง



รูปที่ 2.6 ตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.6 ตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้าสามเฟสสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลคิวิได้โดยพิจารณาจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ ($\Delta \mathbf{I}_{abc}$) ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (2-6) คือ

$$\Delta \mathbf{I}_{abc} = C_{eq} \frac{d}{dt} (\mathbf{V}_{abc}) \quad (2-6)$$

ทำการแปลงสมการที่ (2-6) ให้อยู่บนแกนคิวิโดยอาศัยเมตริกซ์ $\mathbf{K}$ ได้ดังนี้

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

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

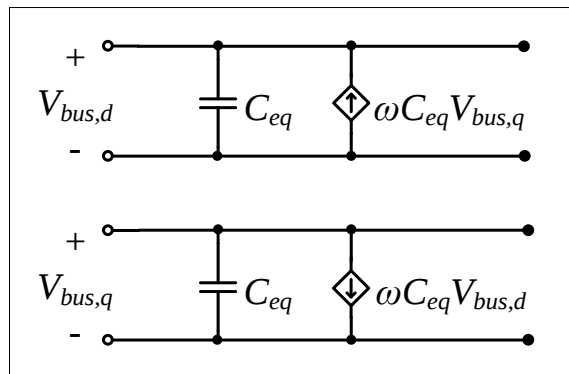
$$\Delta \mathbf{I}_{dq} = C_{eq} \mathbf{K} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{K}^{-1} \right) \mathbf{V}_{dq} + C_{eq} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{V}_{dq} \right)$$

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

จะได้สมการของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุบนแกนดีควดังสมการที่ (2-7)

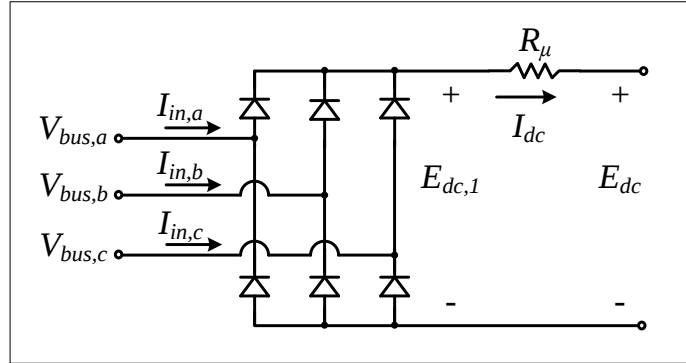
$$\Delta \mathbf{I}_{dq} = \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = C_{eq} \begin{bmatrix} \dot{V}_d \\ \dot{V}_q \end{bmatrix} + \omega C_{eq} \begin{bmatrix} -V_q \\ V_d \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

จากสมการที่ (2-7) สามารถนำมาสร้างวงจรสมมูลดีควของสายส่งกำลังไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลดีควที่เกิดจากตัวเก็บประจุของสายส่งกำลังไฟฟ้า

2.2.3 แบบจำลองของวงจรเรียงกระแสสามเฟส

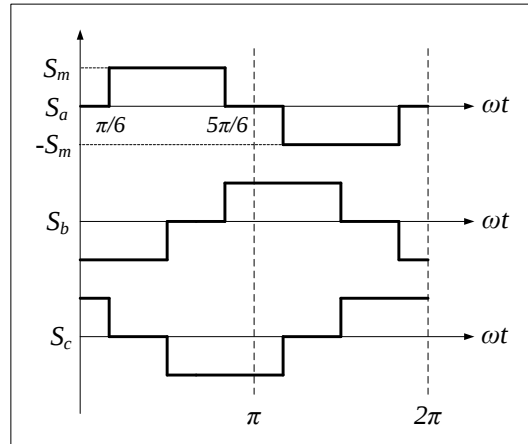


รูปที่ 2.8 วงจรเรียงกระแสสามเฟสและความต้านทานมุมเหลื่อม

วงจรเรียงกระแสสามเฟสสร้างขึ้นโดยใช้ไดโอด 6 ตัว แสดงได้ดังรูปที่ 2.8 เพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบสามเฟสเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ผลจาก L_{eq} ในสายส่งกำลังไฟฟ้าที่มีต่อวงจรเรียงกระแสสามเฟส จะทำให้เกิดมุมเหลื่อม (overlap angle) ทำให้แรงดันเอาต์พุตตก ผลกระทบนี้สามารถพิจารณาแทนได้ด้วยการใส่ตัวต้านทาน R_{μ} ทางด้านเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสสามเฟส (Mohan, Underland, and Robbins, 2003) โดยที่ค่า R_{μ} สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2-8)

$$R_{\mu} = \frac{3\omega L_{eq}}{\pi} \quad (2-8)$$

ฟังก์ชันการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่พิจารณาโดยใช้ความถี่มูลฐาน (Sakui, Fujita, and Shioya, 1989) แสดงได้ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 สัญญาณการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์

จากรูปที่ 2.9 สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (2-9) คือ

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

เมื่อ ϕ คือมุมเฟสที่บัสเอซี และ S_m คือค่ายอดของฟังก์ชันการสวิตช์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{2\sqrt{3}}{\pi}$

ทำการแปลงฟังก์ชันการสวิตช์ให้อยู่บนแกนดีคิวโดยอาศัยเมตริกซ์ $\mathbf{K}$ ดังนี้

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

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

กำหนดให้ $\theta = \omega t - \frac{\pi}{2} + \phi$ จะได้ฟังก์ชันการสวิตช์ที่อยู่บนแกนดีคิวดังสมการที่ (2-10)

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

เมื่อ ϕ_1 คือ มุมเฟสของแกน d เทียบกับแกน α

พิจารณาหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิของวงจรเรียงกระแสสามเฟสในรูปที่ 2.7 จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2-11) คือ

$$\mathbf{I}_{in,abc} = \mathbf{S}_{abc} I_{dc} \quad (2-11)$$

ทำการแปลงสมการที่ (2-11) ให้อยู่บนแกนดีคิวโดยอาศัยเมตริกซ์ $\mathbf{K}$ จะได้สมการความสัมพันธ์ของกระแสไฟฟ้าที่อยู่บนแกนดีคิวดังสมการที่ (2-12) ดังนี้

$$\begin{aligned} \mathbf{K} \cdot \mathbf{I}_{in,abc} &= \mathbf{K} \cdot \mathbf{S}_{abc} I_{dc} \\ \mathbf{I}_{in,dq} &= \begin{bmatrix} I_{in,d} \\ I_{in,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} \cdot I_{dc} \end{aligned} \quad (2-12)$$

พิจารณาหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิของวงจรเรียงกระแสแบบสามเฟสในรูปที่ 2.7 จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2-13) คือ

$$E_{dc,1} = \mathbf{S}_{abc}^T \mathbf{V}_{bus,abc} \quad (2-13)$$

ทำการแปลงสมการที่ (2-13) ให้อยู่บนแกนดีคิวโดยอาศัยเมตริกซ์ $\mathbf{K}$ จะได้สมการความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าที่อยู่บนแกนดีคิวดังสมการที่ (2-14) ดังนี้

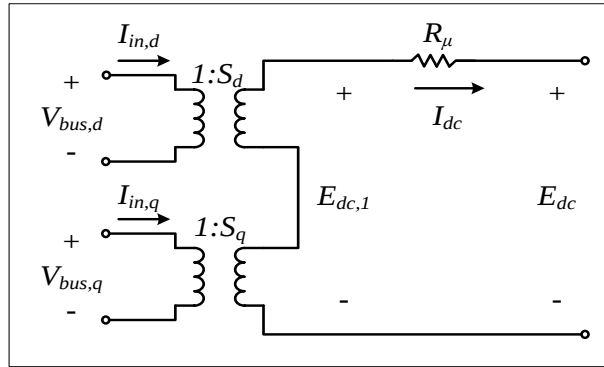
$$\begin{aligned} E_{dc,1} &= (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{S}_{dq})^T (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{V}_{bus,dq}) \\ E_{dc,1} &= \mathbf{S}_{dq}^T (\mathbf{K}^{-1})^T (\mathbf{K}^{-1}) \mathbf{V}_{bus,dq} \end{aligned} \quad (2-14)$$

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

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

$$E_{dc,1} = S_d V_{bus,d} + S_q V_{bus,q} \quad (2-15)$$

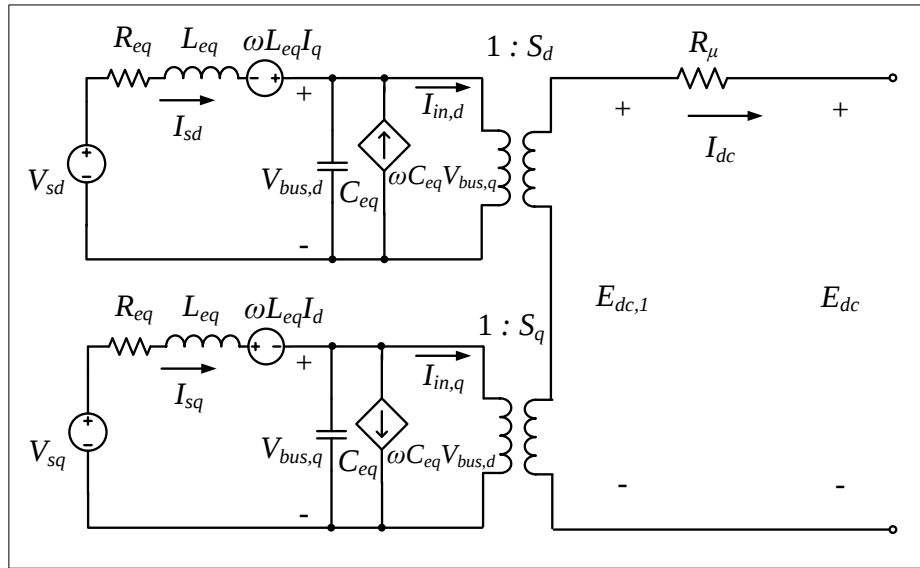
จากสมการที่ (2-12) และ (2-15) สามารถเขียนวงจรสมมูลของวงจรเรียงกระแสบนแกนดักคิว ซึ่งมีลักษณะคล้ายวงจรหม้อแปลง ดังรูปที่ 2.10 โดยที่ S_d และ S_q คำนวณได้จากสมการที่ (2-10)



รูปที่ 2.10 วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่อยู่บนแกนดักคิว

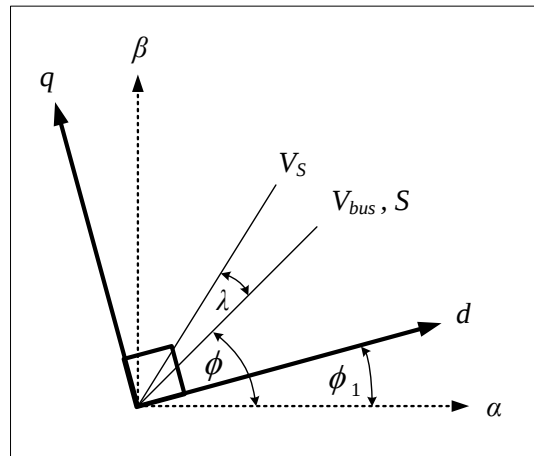
2.2.4 วงจรสมมูลดักคิวของระบบรวม

การรวมวงจรสมมูลดักคิวของตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของสายส่ง ตัวเก็บประจุของสายส่ง และวงจรเรียงกระแสที่สร้างขึ้นในหัวข้อที่ 2.2.1, 2.2.2 และ 2.2.3 สามารถนำมาเขียนรวมกันได้ดังรูปที่ 2.11 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลบนแกนดักคิวทางฝั่งแหล่งจ่ายของระบบในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลคิ่วของระบบทางฝั่งแหล่งจ่ายสามเฟส

พิจารณาแผนภาพเวกเตอร์ในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แผนภาพเวกเตอร์สำหรับการแปลงคิ่ว

จากรูปที่ 2.12 ประกอบด้วย แกน $\alpha\beta$ ที่เป็นแกนอ้างอิงไม่มีการหมุน แกนคิ่วมีมุมต่างเฟสกับแกนอ้างอิงเท่ากับ ϕ_1 ส่วน V_s คือ แรงดันเฟสที่บัสแหล่งจ่าย และ V_{bus} คือแรงดันเฟสบัสเอช ซึ่งประมาณให้มีมุมเฟสตรงกับฟังก์ชันการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟส (S) จากแผนภาพนี้ ผู้วิจัยได้กำหนดให้แกน d มีมุมเฟสตรงกับมุมของฟังก์ชันการสวิตช์ หรือนั่นคือ

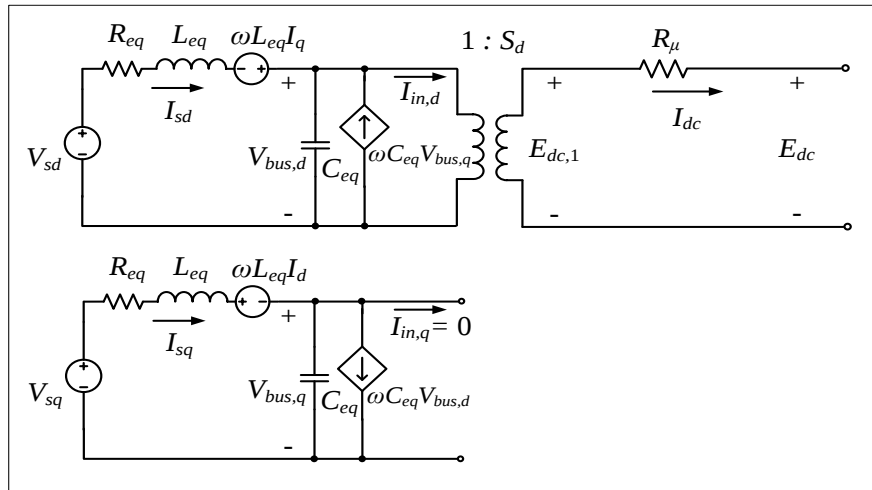
กำหนดให้ ϕ_1 เท่ากับ ϕ เพื่อให้ปริมาณของฟังก์ชันการสวิตช์บนแกน q มีค่าเป็นศูนย์ เป็นการช่วยลดความซับซ้อนในแบบจำลองของวงจรเรียงกระแสสามเฟส ดังนั้นฟังก์ชันการสวิตช์เขียนได้ดังสมการที่ (2-16)

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

และเนื่องจากการแปลงดีคิว ใช้ตัวปรับคุณการแปลงแบบคงค่ากำลัง ดังนั้นสามารถคำนวณหาแรงดันที่บัสแหล่งจ่ายบนแกนดีคิว ($\mathbf{V}_{s,dq}$) ได้ดังสมการที่ (2-17) ดังนี้

$$\mathbf{V}_{s,dq} = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \cdot V_s \begin{bmatrix} \cos(\lambda) \\ \sin(\lambda) \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

จากสมการที่ (2-16) สามารถเขียนวงจรสมมูลดีคิวของระบบทางฝั่งแหล่งจ่ายสามเฟสได้ใหม่ ดังรูปที่ 2.13

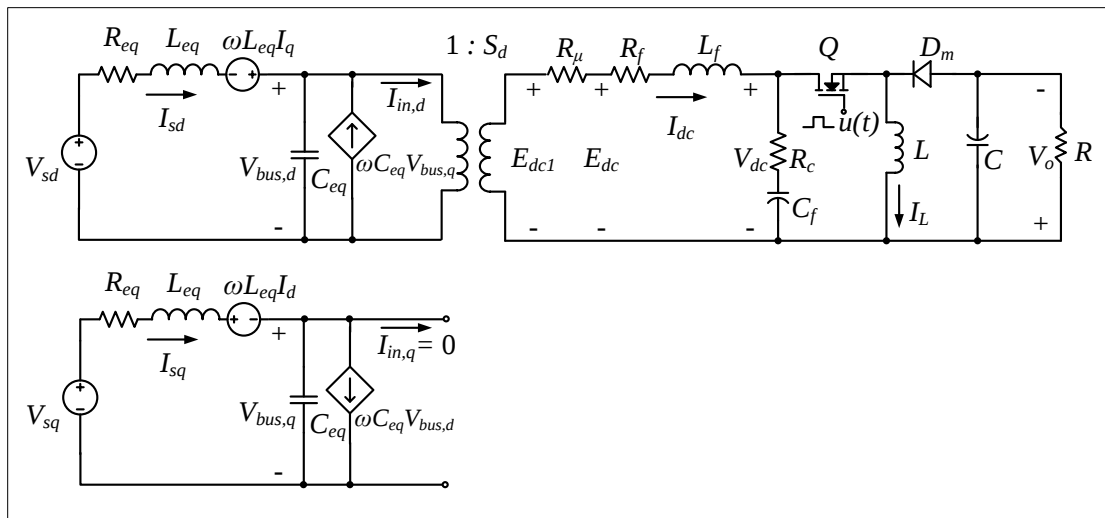


รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลดีคิวของระบบทางฝั่งแหล่งจ่ายสามเฟส เมื่อ $S_q = 0$

2.2.5 การพิสูจน์หาแบบจำลองของระบบที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่ไม่มีตัวควบคุม

เมื่อทำการสร้างวงจรสมมูลดีคิวของระบบทางฝั่งแหล่งจ่ายสามเฟสเสร็จสิ้นแล้วต่อไปจึงนำโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่ไม่มีตัวควบคุมมาทำการเชื่อมต่อ แสดงได้ดังรูปที่

2.14



รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาบนแกนหมุนดีคิว

การวิเคราะห์หาแบบจำลองจะดำเนินการนำกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's law) มาวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 2.14 ซึ่งชุดสมการอนุพันธ์ แสดงได้ดังนี้

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

เมื่อ $u(t)$ คือฟังก์ชันการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์ แสดงได้ดังสมการที่ (2-19)

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < dT_s \\ 0, & dT_s < t < T_s \end{cases} \quad (2-19)$$

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (2-18) พบว่ามีพารามิเตอร์ $u(t)$ ที่เป็นฟังก์ชันของเวลา (time varying) ที่เกิดจากพฤติกรรมการทำงานของสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์ จึงต้องทำการแปลงแบบจำลองให้เป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นกับเวลา โดยในที่นี้จะใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

โดยทั่วไป สัญญาณ $f(t)$ ใด ๆ ที่เป็นสัญญาณรายคาบ ซึ่งมีคาบเป็น T สามารถเขียนให้อยู่ในรูปอนุกรมฟูริเยร์เชิงซ้อน (T.W. Gamelin, 2000) ได้ดังสมการที่ (2-20) ดังนี้

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle X \rangle_k(t) e^{jk\omega_s t} \quad (2-20)$$

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

$$\langle X \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(t) e^{-jk\omega_s t} dt \quad (2-21)$$

$$\text{โดยที่ } \omega_s = \frac{2\pi}{T}$$

คุณสมบัติที่จำเป็นของสัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์เชิงซ้อน สำหรับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้ากำลังในรูปที่ 2.14 โดยใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป มีดังนี้

คุณสมบัติของอัตราการเปลี่ยนแปลงตามเวลา แสดงได้ดังสมการที่ (2-22) ดังนี้

$$\frac{d}{dt} \langle X \rangle_k = \left\langle \frac{dx}{dx} \right\rangle_k - jk\omega_s \langle X \rangle_k \quad (2-22)$$

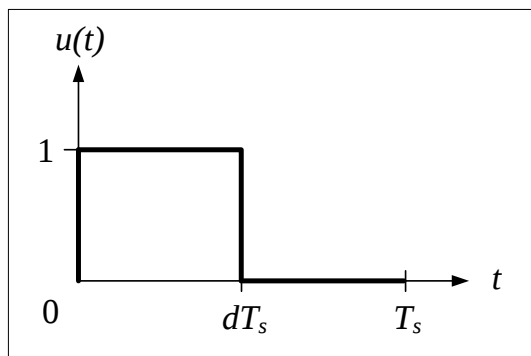
คุณสมบัติของความสัมพันธ์ของการคูณ แสดงได้ดังสมการที่ (2-23) ดังนี้

$$\langle XY \rangle_k = \sum_i \langle X \rangle_{k-i} \langle Y \rangle_i \quad (2-23)$$

ถ้า $f(t)$ คือ ค่าจริง (ค่าจริงที่เกิดขึ้นจากสัญญาณรายคาบ) แสดงได้ดังสมการที่ (2-24) ดังนี้

$$\langle X \rangle_{-k} = \overline{\langle X \rangle_k} = \langle X \rangle_k^* \quad (2-24)$$

ในที่นี้จะไม่พิจารณาผลของฮาร์โมนิกอันดับสูง จึงใช้การประมาณอันดับศูนย์ (zero-order approximation) ของอนุกรมฟูรีเยร์เชิงซ้อน (Mahdavi, Emadi, Bellar, and Ehsani, 1997) โดยเริ่มต้นพิจารณาสัญญาณการสวิตช์ $u(t)$ ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 สัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์

การหาค่าสัมประสิทธิ์ฟูริเยร์เชิงซ้อนของสัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์ในรูปที่ 2.15 เมื่อพิจารณาการประมาณอันดับศูนย์ ทำได้โดยกำหนดให้ค่า $k = 0$ และแทนค่า $u(t)$ จากสมการที่ (2-19) ลงในสมการที่ (2-21) จะได้

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

จะได้สัมประสิทธิ์การประมาณค่าอันดับศูนย์ของสัญญาณการสวิตช์ คือ

$$\langle u \rangle_0 = d \quad (2-25)$$

เมื่อ d คือ ค่าวัฏจักรการทำงานของวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์

สำหรับตัวแปรสถานะของแบบจำลองในสมการที่ (2-18) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสัมประสิทธิ์ฟูริเยร์เชิงซ้อนอันดับศูนย์ แสดงได้ดังสมการที่ (2-26) ดังนี้

$$\left\{ \begin{array}{l} \langle I_{sd} \rangle_0 = I_{sd} \\ \langle I_{sq} \rangle_0 = I_{sq} \\ \langle V_{bus,d} \rangle_0 = V_{bus,d} \\ \langle V_{bus,q} \rangle_0 = V_{bus,q} \\ \langle I_{dc} \rangle_0 = I_{dc} \\ \langle V_{dc} \rangle_0 = V_{dc} \\ \langle I_L \rangle_0 = I_L \\ \langle V_o \rangle_0 = V_o \end{array} \right. \quad (2-26)$$

จากสมการที่ (2-18) สามารถใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปพิสูจน์หาแบบจำลอง โดยเริ่มต้นพิจารณาที่สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์เชิงซ้อนของ I_{sd} เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลองที่ใช้การประมาณค่าอันดับศูนย์ แสดงได้ดังนี้

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

จากสมการที่ (2-27) สามารถแทน $\langle I_{sd} \rangle_0 = I_{sd}$, $\langle I_{sq} \rangle_0 = I_{sq}$ และ $\langle V_{bus,d} \rangle_0 = V_{bus,d}$ จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองเชิงพลวัตที่ไม่ขึ้นอยู่กัเวลาแสดงดังสมการที่ (2-28) ดังนี้

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

จากสมการที่ (2-18) เมื่อพิจารณาสัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของ I_{sq} เป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลอง ดำเนินการเช่นเดียวกับ I_{sd} จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองเชิงพลวัตแสดงดังสมการที่ (2-29) ดังนี้

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

สำหรับตัวแปรสถานะ $V_{bus,d}$, $V_{bus,q}$, I_{dc} , V_{dc} , I_L และ V_o ดำเนินการเช่นเดียวกับ I_{sd} และ I_{sq} จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแบบจำลองดังสมการที่ (2-30) ถึง (2-35) ตามลำดับดังนี้

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

$$\begin{cases} \left\langle \dot{V}_{bus,q} \right\rangle_0 = \frac{1}{C_{eq}} \langle I_{sq} \rangle_0 - \omega \langle V_{bus,d} \rangle_0 \\ \dot{V}_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{sq} - \omega V_{bus,d} \end{cases} \quad (2-31)$$

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

$$\begin{cases} \left\langle \dot{V}_{dc} \right\rangle_0 = \frac{1}{C_f} \langle I_{dc} \rangle_0 - \frac{\langle u \rangle_0}{C_f} \langle I_L \rangle_0 \\ \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_f} I_{dc} - \frac{d}{C_f} I_L \end{cases} \quad (2-33)$$

$$\begin{cases} \left\langle \dot{I}_L \right\rangle_0 = \frac{\langle u \rangle_0}{L} \langle V_{dc} \rangle_0 - \frac{1 - \langle u \rangle_0}{L} \langle V_o \rangle_0 \\ \dot{I}_L = \frac{d}{L} V_{dc} - \frac{1-d}{L} V_o \end{cases} \quad (2-34)$$

$$\begin{cases} \left\langle \dot{V}_o \right\rangle_0 = \frac{1 - \langle u \rangle_0}{C} \langle I_L \rangle_0 - \frac{1}{RC} \langle V_o \rangle_0 \\ \dot{V}_o = \frac{1-d}{C} I_L - \frac{1}{RC} V_o \end{cases} \quad (2-35)$$

จากสมการที่ (2-30) ถึง (2-35) สามารถเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในรูปของแบบจำลองตัวแปรสถานะได้ดังสมการที่ (2-36)

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du} \end{cases} \quad (2-36)$$

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

และรายละเอียดของ $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ และ $\mathbf{D}$ ในสมการที่ (2-36) แสดงได้ดังนี้

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

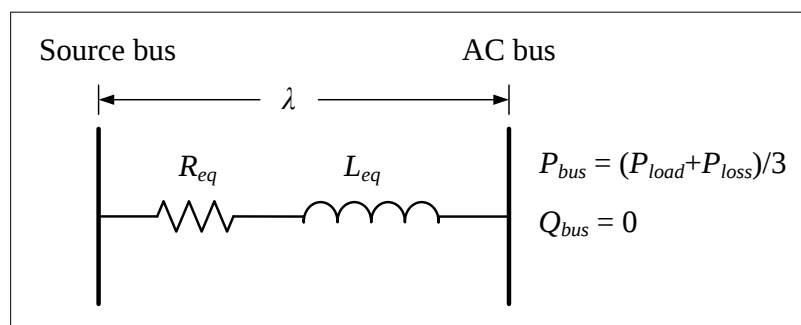
$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3} \cdot \cos(\lambda)}{L_{eq}} \\ \frac{\sqrt{3} \cdot \sin(\lambda)}{L_{eq}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}_{8 \times 1}$$

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

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

2.2.6 การหาค่า λ ในสถานะคงตัว

เนื่องจากในเมทริกซ์ $\mathbf{B}$ ของสมการที่ (2-36) มีพารามิเตอร์ที่ยังไม่ทราบค่าอยู่ นั่นคือ λ หรือค่าความต่างเฟสระหว่างบัสแหล่งจ่ายและบัสเอช ซึ่งสามารถหาได้จากการวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้าในสถานะอยู่ตัว โดยพิจารณาให้เป็นสายส่งหนึ่งเฟสเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ และไม่พิจารณาความจุไฟฟ้าของสายส่งเนื่องจากมีค่าน้อยมาก ดังนั้นระบบที่พิจารณาแสดงดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 สายส่งกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟส

จากรูปที่ 2.16 สามารถพิสูจน์หาสมการการไหลของกำลังไฟฟ้าได้ ดังนี้

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

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

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

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

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

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

ดังนั้น จะได้สมการการไหลของกำลังไฟฟ้างสมการที่ (2-37)

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

เมื่อ V_s คือ แรงดันเฟสที่บัสแหล่งจ่าย

V_{bus} คือ แรงดันเฟสที่บัสเอช

λ คือ มุมต่างเฟสระหว่าง V_s และ V_{bus}

Z คือ ขนาดอิมพีแดนซ์ของสายส่ง

γ คือ มุมเฟสอิมพีแดนซ์ของสายส่ง

โดยที่ กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟที่พิจารณาที่บัสเอช จะได้ดังสมการที่ (2-38)

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

จากสมการที่ (2-37) และ (2-38) สามารถเขียนโปรแกรมการคำนวณค่า λ ด้วยวิธีการคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน (ดูได้จากภาคผนวก ก.1) เพื่อใช้ในการหาผลการตอบสนองจากแบบจำลองต่อไป ซึ่งจากการคำนวณสังเกตได้ว่าค่า λ ในเมตริกซ์ $\mathbf{B}$ จะมีค่าขึ้นอยู่กับกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

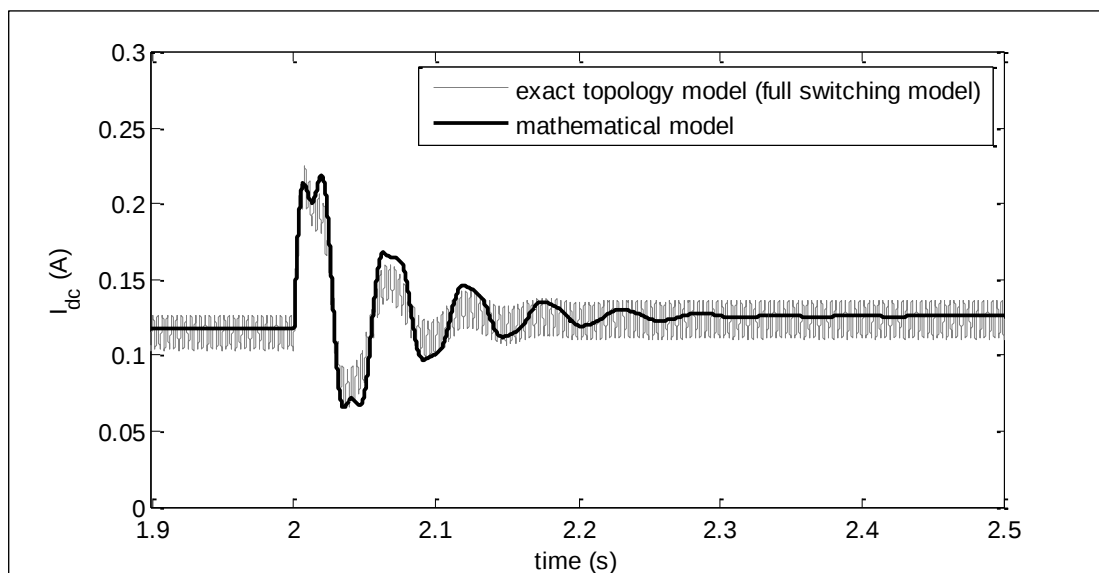
2.2.7 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อยืนยันว่าแบบจำลองที่ได้รับการพิสูจน์ขึ้นในงานวิจัยมีความถูกต้อง สามารถนำไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบและการออกแบบตัวควบคุมได้ การตรวจสอบจะใช้คำสั่งแก้สมการอนุพันธ์ในโปรแกรม MATLAB (ดูรายละเอียดได้จากภาคผนวก ก.2) เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองของระบบ จากนั้นจึงนำผลไปเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ด้วย SimPowerSystem™ (SPS™) ของโปรแกรม MATLAB (ดูได้จากภาคผนวก ข.1) โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังตารางที่ 2.1 ดังนี้

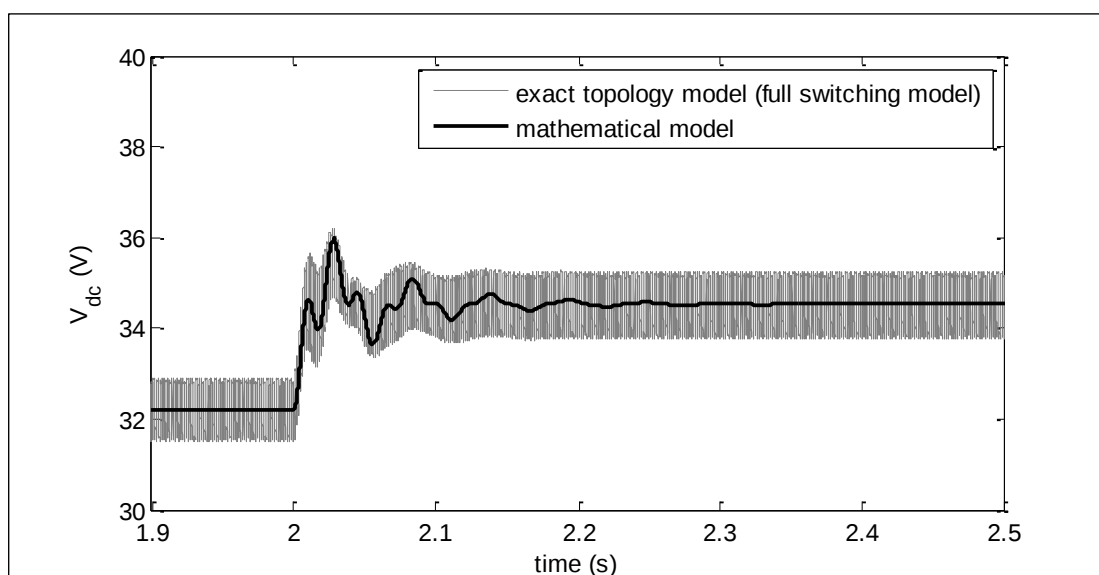
ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 2.1

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

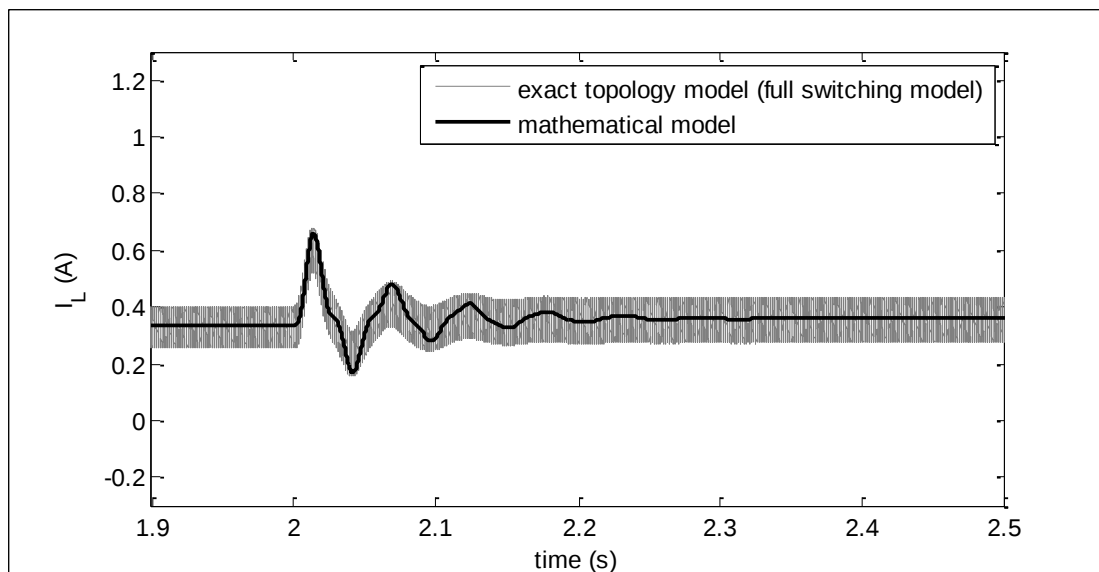
เมื่อกำหนดค่าวัฏจักรการทำงานของสวิตช์ (d) เท่ากับ 0.35 (35 %) ได้ผลการตอบสนองของ I_{dc} , V_{dc} , I_L และ V_o ของระบบ ดังรูปที่ 2.17 ถึงรูปที่ 2.20 ตามลำดับ



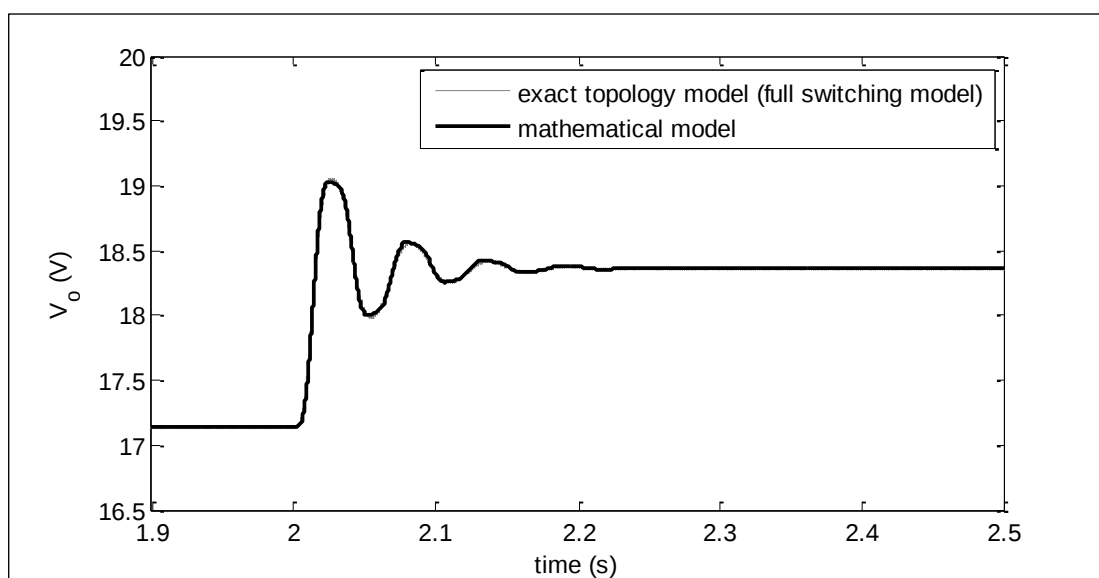
รูปที่ 2.17 ผลการตอบสนองของ I_{dc} ของระบบในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.18 ผลการตอบสนองของ V_{dc} ของระบบในรูปที่ 2.1

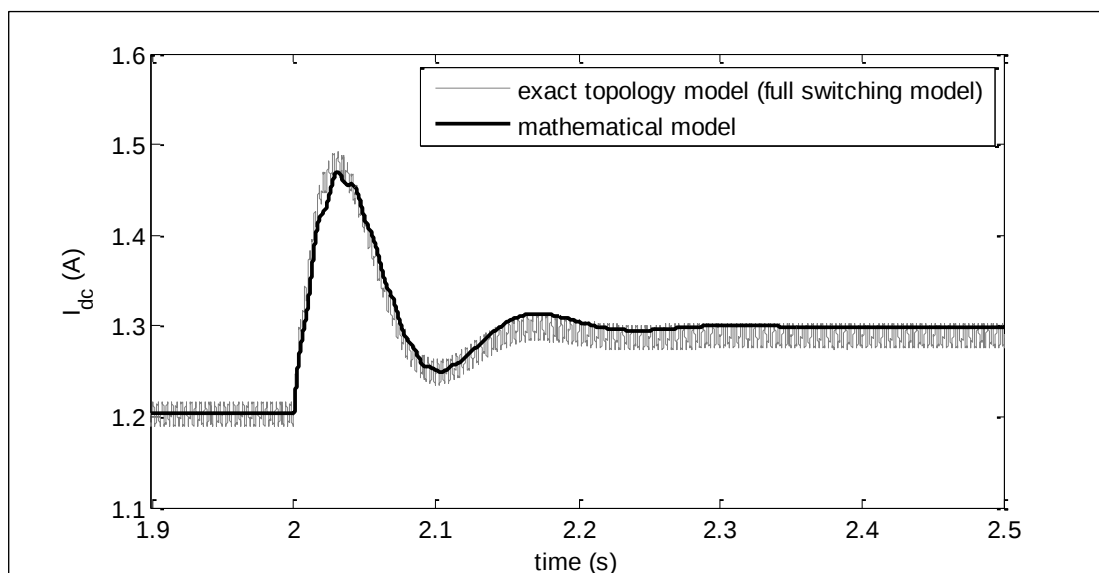


รูปที่ 2.19 ผลการตอบสนองของ I_L ของระบบในรูปที่ 2.1

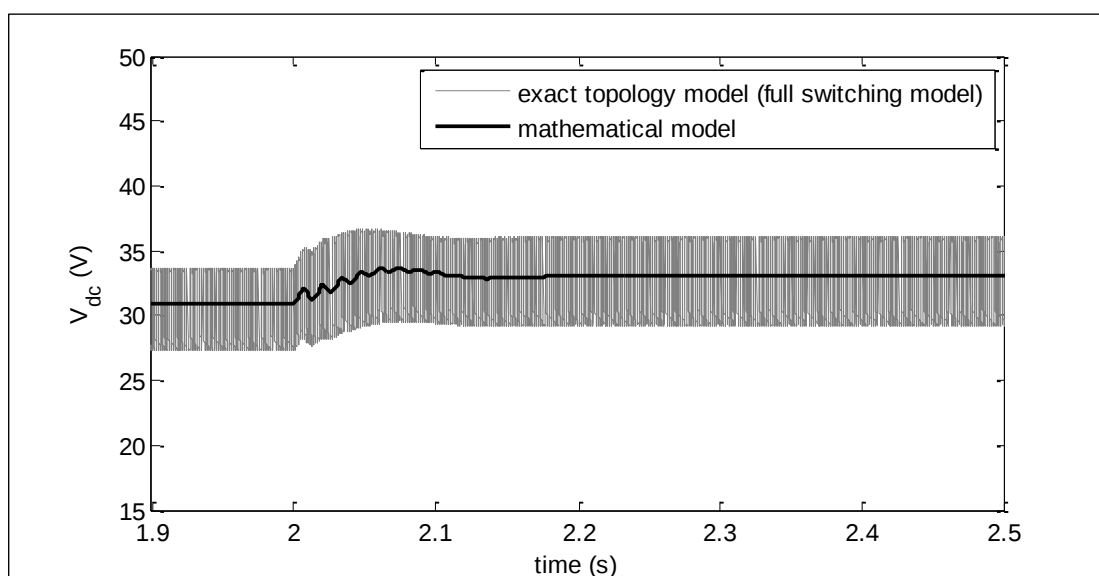


รูปที่ 2.20 ผลการตอบสนองของ V_o ของระบบในรูปที่ 2.1

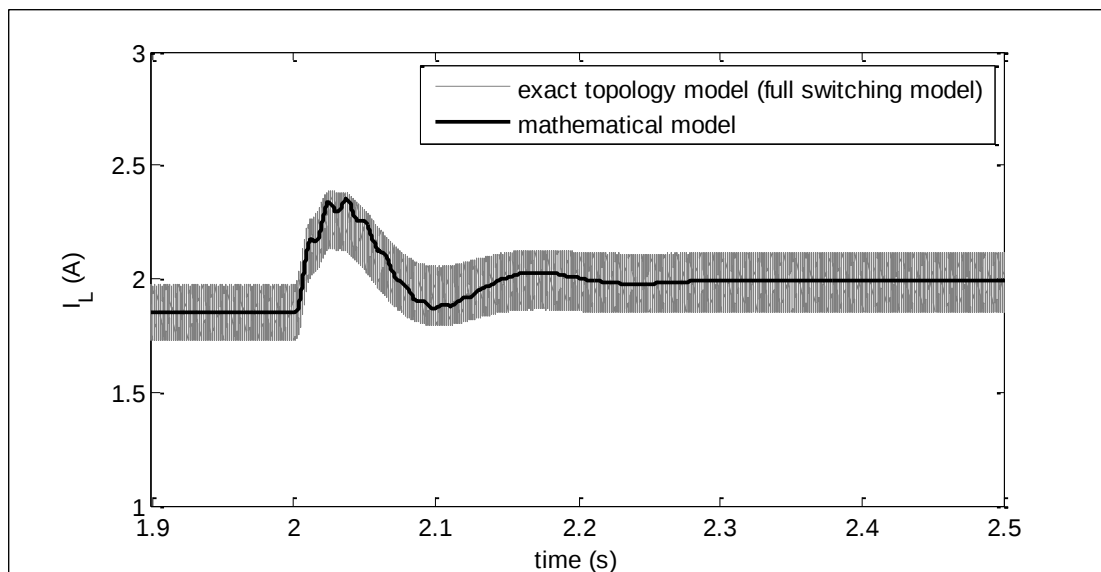
สำหรับค่าวัฏจักรการทำงานของสวิตช์ เท่ากับ 0.65 (65 %) ได้ผลการตอบสนองของ I_{dc} , V_{dc} , I_L และ V_o ของระบบ ดังรูปที่ 2.21 ถึงรูปที่ 2.24 ตามลำดับ



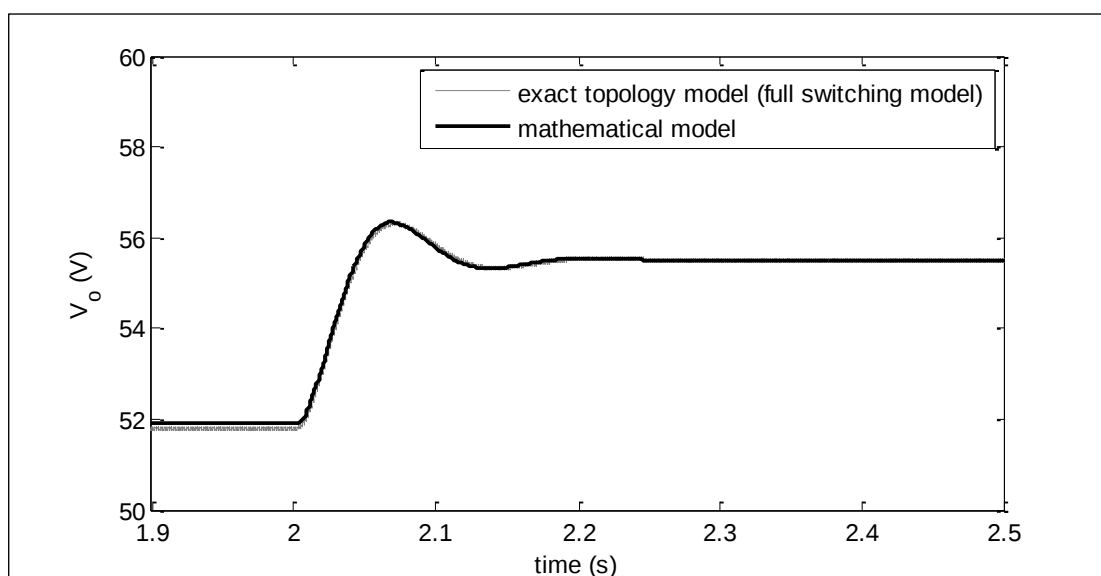
รูปที่ 2.21 ผลการตอบสนองของ I_{dc} ของระบบในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.22 ผลการตอบสนองของ V_{dc} ของระบบในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.23 ผลการตอบสนองของ I_L ของระบบในรูปที่ 2.1



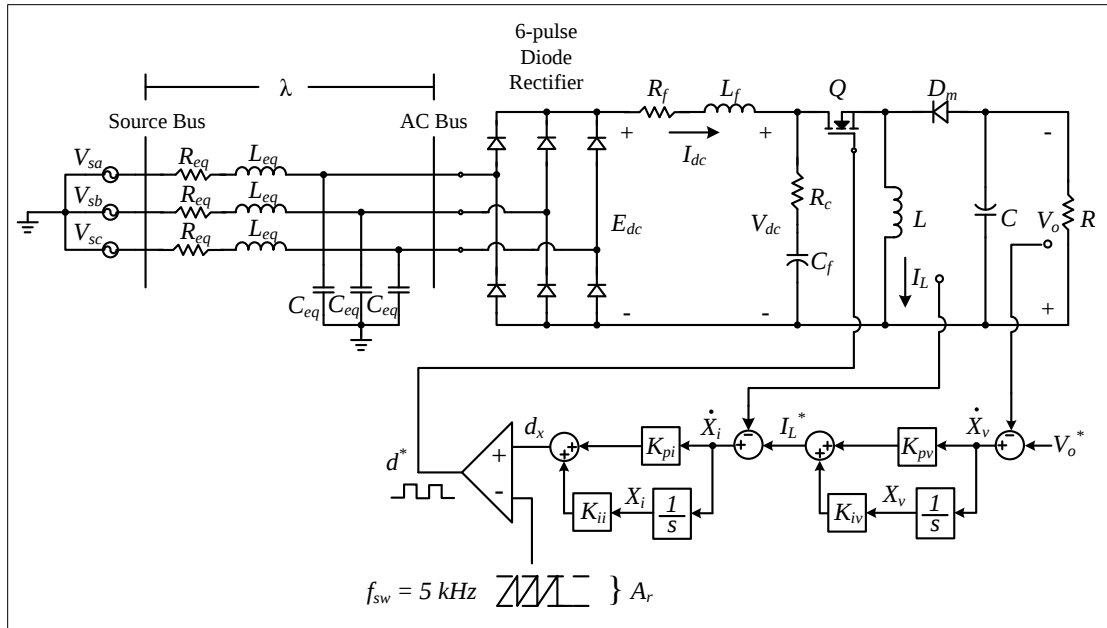
รูปที่ 2.24 ผลการตอบสนองของ V_o ของระบบในรูปที่ 2.1

จากการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองตามรูปที่ 2.17 ถึงรูปที่ 2.24 พบว่าแบบจำลองสามารถให้ผลการตอบสนองที่ถูกต้องตรงกับผลที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ในโปรแกรม MATLAB ทั้งในส่วนการตอบสนองในสภาวะชั่วคราวและในสภาวะคงตัว ดังนั้น

แบบจำลองที่พิสูจน์ขึ้นด้วยวิธีการผสมผสานระหว่างวิธีคิวและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปที่อธิบายไว้ในหัวข้อนี้ สามารถนำไปพัฒนาเป็นแบบจำลองของระบบที่มีตัวควบคุม เพื่อใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพ ซึ่งจะได้นำเสนอในหัวข้อถัดไป

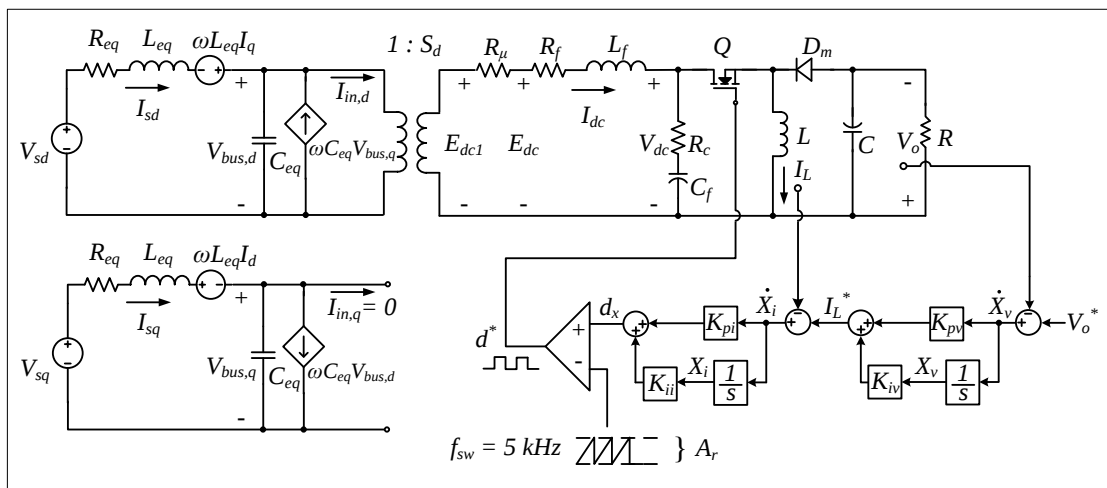
2.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์กรณีวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม

จากวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์แบบไม่มีตัวควบคุมที่ได้วิเคราะห์มาแล้วในหัวข้อที่ 2.2 พบว่าอินพุตของระบบคือ V_s การปรับแรงดันเอาต์พุตสามารถกระทำได้สองทาง คือ การปรับที่แรงดัน V_s และอีกทางหนึ่งคือการปรับค่าวัฏจักรการทำงาน (d) ของวงจรแปลงผัน เมื่อต้องการค่าแรงดันเอาต์พุตค่าหนึ่งจะต้องคำนวณหา d ที่ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการ ซึ่งถ้าหากผู้ใช้งานจำเป็นต้องเปลี่ยนค่าแรงดันเอาต์พุตบ่อยครั้ง หรือเกิดสถานะที่แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตไม่สม่ำเสมอ ผู้ใช้งานอาจต้องเสียเวลากับการปรับค่าวัฏจักรการทำงาน (d) ของวงจรแปลงผันอยู่เป็นประจำ แต่เมื่อนำตัวควบคุมมาใช้กับวงจรแปลงผัน ซึ่งในงานวิจัยนี้ใช้ตัวควบคุมพีไอเนื่องจากเป็นตัวควบคุมที่ง่ายและเหมาะกับการควบคุมระบบไฟฟ้ากำลังที่มีวัตถุประสงค์ในการปรับปรุงผลการตอบสนองในสถานะอยู่ตัวเป็นสำคัญ ผู้ใช้งานสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้อย่างสะดวกขึ้น โดยป้อนแรงดันอ้างอิง (V_o^*) ที่ต้องการให้กับตัวควบคุม จากนั้นตัวควบคุมจะทำการปรับแรงดันเอาต์พุตให้โดยอัตโนมัติ ซึ่งระบบไฟฟ้ากรณีวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแสดงดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ต่อกับวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม

จากระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 2.25 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์สามารถแปลงให้อยู่ในรูปวงจรสมมูลได้ โดยอาศัยการพิสูจน์สมการทางคณิตศาสตร์เช่นเดียวกับในหัวข้อที่ผ่านมา แต่มีการเพิ่มชุดตัวควบคุมฟิโอาของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ แสดงได้ดังรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 วงจรสมมูลของระบบกรณีวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์มีตัวควบคุม

จากรูปที่ 2.26 พบว่าอินพุตของระบบคือ V_s และ V_o^* ส่วนค่า d^* คือค่าวัฏจักรการทำงานของสวิตช์ที่ถูกสร้างขึ้นโดยตัวควบคุม เอาต์พุตของตัวควบคุมจะเรียกว่าสัญญาณควบคุม (Control signal) กำหนดให้เป็น d_x สัญญาณควบคุม d_x จะนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (Sawtooth compare signal) เพื่อสร้างเป็นสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม (PWM) โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่าง d^* และ d_x เป็นไปตามสมการที่ (2-39) ดังนี้

$$d^* = \frac{d_x}{A_r} \quad (2-39)$$

เมื่อ A_r คือ ค่าขอดของสัญญาณสามเหลี่ยม

พิจารณาเฉพาะในส่วนตัวควบคุม จะพบว่ามีอินพุตคือ V_o^* ซึ่งเป็นแรงดันอ้างอิง และมีเอาต์พุตคือ d^* ดังนั้นในส่วนของตัวควบคุมสามารถวิเคราะห์หาค่าวัฏจักรการทำงานของสวิตช์ที่เกิดจากกระบวนการของตัวควบคุม ได้ดังสมการที่ (2-40)

$$d^* = \frac{1}{A_r} \left(-K_{pi} I_L - K_{pv} K_{pi} V_o + K_{iv} K_{pi} X_v + K_{ii} X_i + K_{pv} K_{pi} V_o^* \right) \quad (2-40)$$

ตัวควบคุมพีไอจะมีส่วนประกอบที่เป็นพจน์ปริพันธ์ (Integral) อยู่ทั้งในตัวควบคุมลูปแรงดันและตัวควบคุมลูปกระแส ทำให้มีตัวแปรสถานะของระบบเพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้ X_v เป็นตัวแปรสถานะของลูปแรงดัน และ X_i เป็นตัวแปรสถานะของลูปกระแสดังที่ปรากฏในรูปที่ 2.26 ซึ่งค่า X_v และ X_i แสดงได้ดังสมการที่ (2-41)

$$\begin{cases} \dot{X}_v = -V_o + V_o^* \\ \dot{X}_i = -I_L - K_{pv} V_o + K_{iv} X_v + K_{pv} V_o^* \end{cases} \quad (2-41)$$

วงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์ที่มีตัวควบคุม การปรับค่าวัฏจักรการทำงานของสวิตช์จึงเกิดจากกระบวนการของตัวควบคุม ซึ่งแต่เดิมเกิดจากการกำหนดค่าโดยผู้ใช้งาน ดังนั้นจากแบบจำลองของระบบที่ไม่มีตัวควบคุมตามสมการที่ 2.31 สามารถเปลี่ยนให้เป็นแบบจำลองที่มีตัวควบคุมได้โดยแทนค่า d^* จากสมการที่ (2-40) ลงในค่า d ของสมการที่ (2-36) และเพิ่มตัวแปรสถานะ X_v

และ X_i ลงในสมการที่ (2-36) จะได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่มีตัวควบคุม แสดงดังสมการที่ (2-42)

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

จากสมการที่ (2-42) สังเกตได้ว่าแบบจำลองไม่เป็นเชิงเส้น และมีพารามิเตอร์ของตัวควบคุม K_{pv} , K_{iv} , K_{pi} และ K_{ii} ปรากฏอยู่ในแบบจำลอง การทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นจึงเป็นสิ่งจำเป็นเพื่อนำแบบจำลองนั้นมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมด้วยทฤษฎีการควบคุมแบบเชิงเส้น นอกจากนี้แบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นสามารถนำไปใช้วิเคราะห์เสถียรภาพของสัญญาณขนาดเล็ก (small signal) ของระบบไฟฟ้ากำลัง (K-N. Areerak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas, 2008) ภายใต้สมมติฐานที่ว่า จุกระบบการทำงานจะไม่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ดังนั้นแบบจำลองในสมการที่ (2-42) สามารถใช้วิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง ซึ่งรายละเอียดของการทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นมีดังนี้

2.3.1 การทำให้เป็นเชิงเส้น

จากสมการที่ (2-42) สามารถทำแบบจำลองให้เป็นแบบจำลองเชิงเส้นได้ โดยอาศัยวิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นของอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง ซึ่งสามารถเขียนแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น ได้โดยมีรูปแบบดังสมการที่ (2-43) ดังนี้

$$\begin{cases} \delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \end{cases} \quad (2-43)$$

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

และรายละเอียดของ $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$, $\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$, $\mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ และ $\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ ของสมการที่ (2-43) แสดงได้ดังนี้

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \omega & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \omega & -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_f} & 0 & -\frac{(R_\mu + R_f + R_c)}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & a(5,7) & -\frac{R_c K_{pv} K_{pi} I_{L,o}}{A_r L_f} & -\frac{R_c K_{iv} K_{pi} I_{L,o}}{A_r L_f} & -\frac{R_c K_{ii} I_{L,o}}{A_r L_f} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & a(6,7) & \frac{K_{pv} K_{pi} I_{L,o}}{A_r C_f} & \frac{K_{iv} K_{pi} I_{L,o}}{A_r C_f} & \frac{K_{ii} I_{L,o}}{A_r C_f} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a(7,6) & -\frac{K_{pi}(V_{dc,o} + V_{o,o})}{A_r L} & a(7,8) & a(7,9) & -\frac{K_{ii}(V_{dc,o} + V_{o,o})}{A_r L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a(8,7) & a(8,8) & -\frac{K_{iv} K_{pi} I_{L,o}}{A_r C} & -\frac{K_{ii} I_{L,o}}{A_r C} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{pv} & K_{iv} & 0 \end{bmatrix}$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

2.3.2 การคำนวณค่าตัวแปรสถานะในสภาวะคงตัว

จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (2-43) ซึ่งถูกทำให้เป็นเชิงเส้น จะพบว่ามีพารามิเตอร์ $V_{dc,o}$, λ_o , $I_{L,o}$, $V_{o,o}$, $X_{v,o}$ และ $X_{i,o}$ ปรากฏอยู่ในสมการ ซึ่งพารามิเตอร์เหล่านี้คือค่าในสภาวะคงตัวของตัวแปร V_{dc} , λ , I_L , V_o , X_v และ X_i ตามลำดับ โดยสามารถวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ได้จากสมการการไหลของกำลังไฟฟ้าดังที่ได้อธิบายไว้แล้วในสมการที่ (2-37) ถึง (2-38) ร่วมกับการพิจารณาสมการที่ (2-43) ซึ่งเป็นสมการทางพลวัตของระบบ โดยการแทนพจน์อนุพันธ์ของตัวแปรสถานะทุกตัวให้มีค่าเท่ากับศูนย์ ตามสมการที่ (2-44)

$$\dot{\delta \mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) \delta \mathbf{u} = 0 \quad (2-44)$$

จากนั้นใช้การวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าแบบพื้นฐานช่วยในการหาสมการ จะได้สมการของตัวแปรสถานะที่สภาวะคงตัว ดังสมการที่ (2-45)

$$\begin{cases} V_{dc,o} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot V_{bus,o} - (R_\mu + R_f) I_{dc,o} \\ V_{o,o} = V_o^* \\ I_{L,o} = \frac{1}{1-d_o} \cdot \frac{V_o^*}{R} \\ X_{v,o} = \frac{I_{L,o}}{K_{iv}} \\ X_{i,o} = \frac{A_r d_o}{K_{ii}} \end{cases} \quad (2-45)$$

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

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

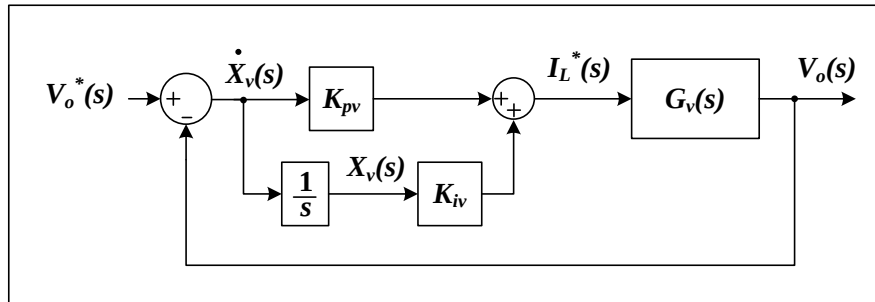
จากแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (2-43) และการคำนวณค่าในสภาวะคงตัวในสมการที่ (2-45) สังเกตได้ว่าสมการดังกล่าวมีพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ ซึ่งการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคกิ้ง-บูสต์ ได้แสดงรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 2.3.3

2.3.3 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคกิ้ง-บูสต์

สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไออาศัยวิธีการแบบดั้งเดิมโดยใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์กับสมการมาตรฐานของระบบอันดับสอง โดยที่ตัวควบคุมแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุตเป็นตัวควบคุมลูปนอกและตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นตัวควบคุมลูปใน ซึ่งทั้ง 2 ส่วนจะต้องทำงานร่วมกันเพื่อให้ระบบทำงานอย่างสอดคล้องและมีความแม่นยำมากขึ้น

- การออกแบบตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต

พิจารณาโครงสร้างของตัวควบคุมแรงดันดังรูปที่ 2.27 จะพบว่าเอาต์พุตของตัวควบคุมคือ $I_L^*(s)$ และค่าที่ใช้ป้อนกลับคือ $V_o(s)$ ดังนั้นในการออกแบบตัวควบคุมจะต้องหาพลานต์ที่เป็นความสัมพันธ์ระหว่าง I_L และ V_o เพราะฉะนั้นพลานต์ของตัวควบคุมนี้จึงเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของ $V_o(s)/I_L(s)$ กำหนดให้ใช้สัญลักษณ์เป็น $G_v(s)$



รูปที่ 2.27 โครงสร้างสำหรับการออกแบบตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต

ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_v(s)$ หาได้จากสมการตัวแปรสถานะของแรงดันเอาต์พุต คือ

$$\dot{V}_o(t) = \frac{1-d(t)}{C} I_L(t) - \frac{1}{RC} V_o(t) \quad (2-46)$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (2-46) จะได้

$$sV_o(s) = \frac{1-d(s)}{C} I_L(s) - \frac{1}{RC} V_o(s) \quad (2-47)$$

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

(2-47) เท่ากับศูนย์ จะได้

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{R}{sRC + 1} \quad (2-48)$$

กำหนดให้ $G_{cv}(s)$ คือตัวควบคุมพีไอสำหรับแรงดันเอาต์พุต

$$G_{cv}(s) = \frac{K_{pv}s + K_{iv}}{s} \quad (2-49)$$

เพราะฉะนั้นจากรูปที่ 2.27 สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ได้ดังสมการที่ (2-50)

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

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

ทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ของพหุนามตัวหารของ $T_v(s)$ ในสมการที่ (2-50) กับพหุนามตัวหารของระบบอันดับสองซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (2-51)

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

เมื่อเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ จะได้

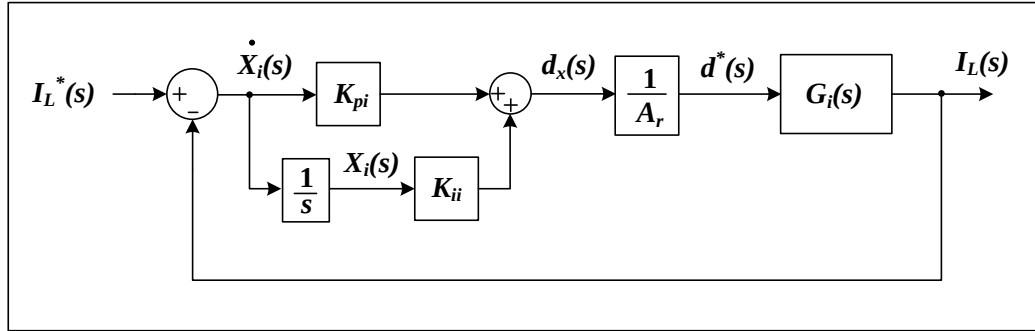
$$K_{pv} = \frac{2\zeta\omega_{n,v}RC - 1}{R} \quad (2-52)$$

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

- การออกแบบตัวควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

พิจารณาตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในรูปที่ 2.28 เอาต์พุตของตัวควบคุมคือ $d_x(s)$ เป็นสัญญาณที่นำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีค่ายอดเท่ากับ

A_r แล้วจึงออกมาเป็นค่าวัฏจักรการทำงาน $d^*(s)$ โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างสองค่านี้เป็นไปตามสมการที่ (2-39)



รูปที่ 2.28 โครงสร้างสำหรับออกแบบตัวควบคุมกระแสไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.28 เมื่อเอาต์พุตของตัวควบคุมกระแสคือ $d_x(s)$ ถูกปรับคูณด้วย $1/A_r$ ได้เป็นค่าวัฏจักรการทำงาน $d^*(s)$ และค่าที่ใช้ป้อนกลับคือ $I_L(s)$ ดังนั้นจึงต้องหาพลานต์ที่เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของ $I_L(s)/d(s)$ ซึ่งหาได้จากสมการตัวแปรสถานะของ I_L กำหนดให้ $G_i(s)$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนของ $I_L(s)/d(s)$ การหาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_i(s)$ สามารถหาได้จากสมการตัวแปรสถานะของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ คือ

$$\dot{I}_L(t) = \frac{d(t)}{L} V_{dc} - \frac{1-d(t)}{L} V_o(t) \quad (2-54)$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (2-54) จะได้

$$sI_L(s) = \frac{d(s)}{L} V_{dc} - \frac{1-d(s)}{L} V_o(s) \quad (2-55)$$

ต้องการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของ $\frac{I_L(s)}{d(s)}$ ดังนั้นจึงพิจารณาให้ $V_o(s)$ ในสมการที่ (2-55) มีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้

$$G_i(s) = \frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc}}{sL} \quad (2-56)$$

กำหนดให้ $G_{ci}(s)$ คือตัวควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

$$G_{ci}(s) = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{s} \quad (2-57)$$

เพราะฉะนั้นจากรูปที่ 2.28 สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ได้ดังสมการที่ (2-58)

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

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

ทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ของพหุนามตัวหารของ $T_i(s)$ ในสมการที่ (2-58) กับพหุนามตัวหารของระบบอันดับสองดังสมการที่ (2-51) จะได้

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

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

ตัวควบคุมพีไอสำหรับรูปแรงดันไฟฟ้าและรูปกระแสไฟฟ้า สามารถออกแบบได้จากสมการที่ (2-52), (2-53), (2-59) และ (2-60) ตามลำดับ ซึ่งสมการของตัวควบคุมดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ของระบบและค่าทางสมรรถนะของตัวควบคุม คือ อัตราส่วนความหน่วง (Damping ratio: ζ) และ ความกว้างแถบ (Bandwidth: ω_n) ของตัวควบคุม ซึ่งในงานวิจัยกำหนดให้รูปแรงดันมีค่า $\zeta_v = 0.517$, $\omega_{n,v} = 80$ rad/s และรูปกระแสไฟฟ้ามีค่า $\zeta_i = 0.3$,

$\omega_{n,i} = 10\omega_{n,i} = 800 \text{ rad/s}$ นอกจากนี้ค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องในการออกแบบตัวควบคุม แสดงได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 พารามิเตอร์สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอ

พารามิเตอร์	ค่า
V_{dc}	35 V
R	80 Ω
L	15 mH
C	1,100 μF
A_r	10

เมื่อแทนค่าต่าง ๆ ลงในสมการที่ (2-52), (2-53), (2-59) และ (2-60) จะได้

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

2.3.4 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง

การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองจะดำเนินการโดยอาศัยการเขียนโปรแกรมสำหรับหาผลการตอบสนองของแบบจำลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB รายละเอียดโปรแกรมได้จากภาคผนวก ก.3 เอาต์พุตที่ได้เป็นผลการเปลี่ยนแปลงของการตอบสนอง (δy) ซึ่งจะอยู่ในรูปของลำดับจุดข้อมูล จากนั้นนำ δy ไปรวมกับค่าตัวแปรสถานะที่สภาวะคงตัวก่อนมีการเปลี่ยนแปลงจุดการทำงาน จะได้ผลการตอบสนองของตัวแปรที่ต้องการ ดังสมการที่ (2-61)

$$\begin{cases} I_{dc} = I_{dc,o1} + \delta I_{dc} \\ V_{dc} = V_{dc,o1} + \delta V_{dc} \\ I_L = I_{L,o1} + \delta I_L \\ V_o = V_{o,o1} + \delta V_o \end{cases} \quad (2-61)$$

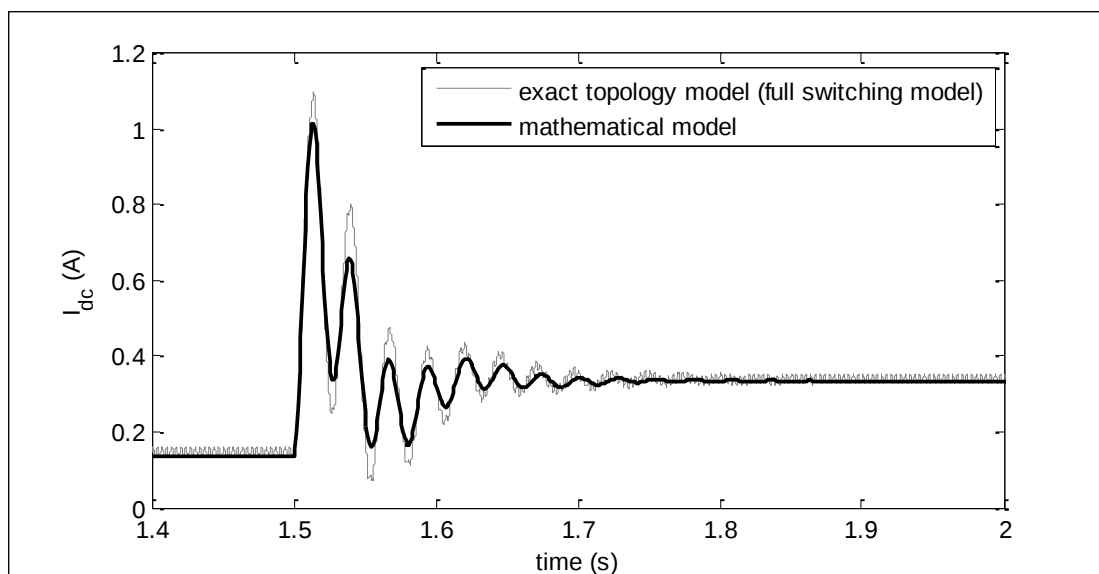
เมื่อ $I_{dc,o1}$ คือค่าที่สภาวะคงตัวของ I_{dc} ก่อนมีการเปลี่ยนแปลงจุดการทำงาน
 $V_{dc,o1}$ คือค่าที่สภาวะคงตัวของ V_{dc} ก่อนมีการเปลี่ยนแปลงจุดการทำงาน
 $I_{L,o1}$ คือค่าที่สภาวะคงตัวของ I_L ก่อนมีการเปลี่ยนแปลงจุดการทำงาน
 $V_{o,o1}$ คือค่าที่สภาวะคงตัวของ V_o ก่อนมีการเปลี่ยนแปลงจุดการทำงาน

จากนั้นนำผลการตอบสนองที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ไปเปรียบเทียบกับผลการตอบสนองที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ในโปรแกรม MATLAB ที่อาศัยแบบจำลองสวิตช์ของ SPSTM (ดูรายละเอียดได้จากภาคผนวก ข.2) โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 2.3 ดังนี้

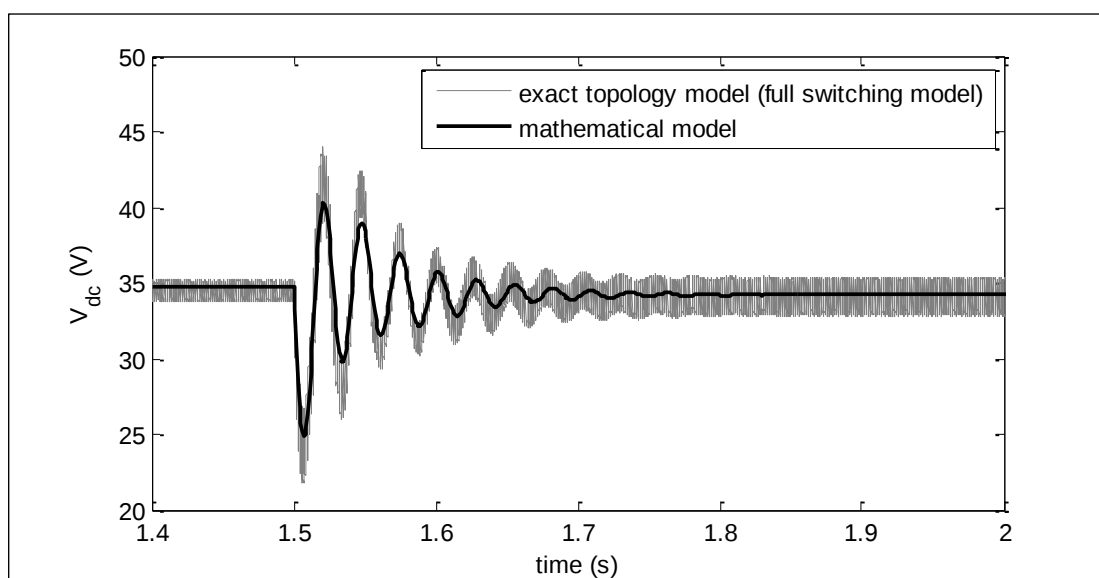
ตารางที่ 2.3 พารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของระบบที่มีตัวควบคุม

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
V_s	15 V _{rms/phase}	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
ω	$2\pi \times 50$ rad/s	ความถี่ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า
R_{eq}	0.2 Ω	ความต้านทานของสายส่ง
L_{eq}	100 μ H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
C_{eq}	2 nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
R_f	2 Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
L_f	88 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
C_f	188 μ F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
R_c	3 Ω	ความต้านทานภายในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง
R	80 Ω	ความต้านทานของโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์
L	15 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์
C	1,100 μ F	ความจุไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์
A_r	10	แอมพลิจูดของสัญญาณเปรียบเทียบ
K_{pv}	0.0785	ตัวปรับคุณตัวควบคุมพีของลูปแรงดัน
K_{iv}	7.04	ตัวปรับคุณตัวควบคุมไอของลูปแรงดัน
K_{pi}	2.0521	ตัวปรับคุณตัวควบคุมพีของลูปกระแส
K_{ii}	2,736.1	ตัวปรับคุณตัวควบคุมไอของลูปกระแส

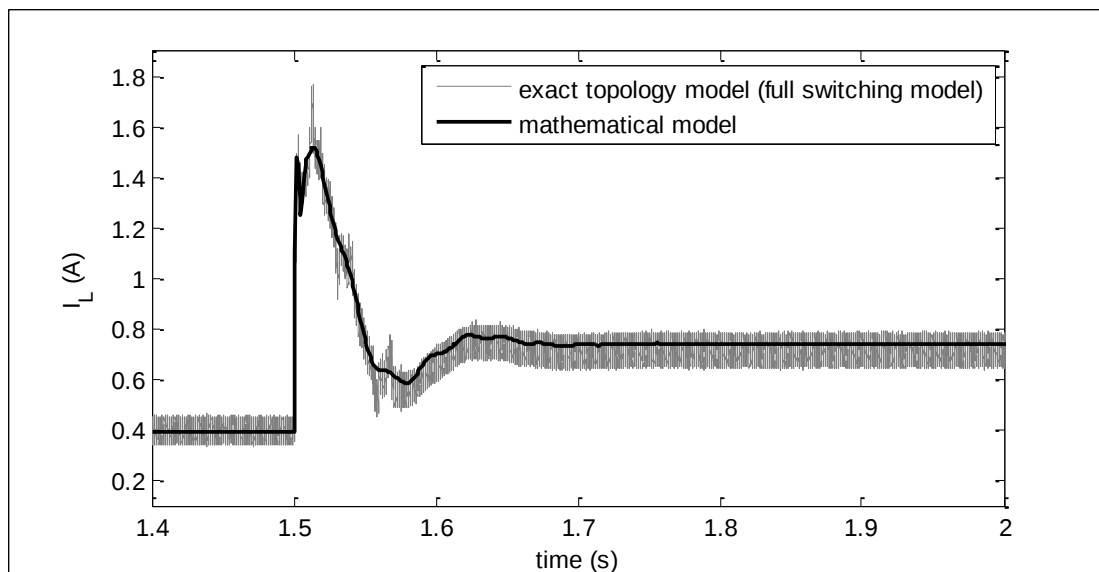
การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองในย่านการลดแรงดัน (Buck mode) จะกำหนดให้ V_o^* มีการเปลี่ยนแปลงจาก 20 V เป็น 30 V จะได้ผลการตอบสนองของ I_{dc} , V_{dc} , I_L และ V_o ของระบบ ดังรูปที่ 2.29 ถึงรูปที่ 2.32 ตามลำดับ



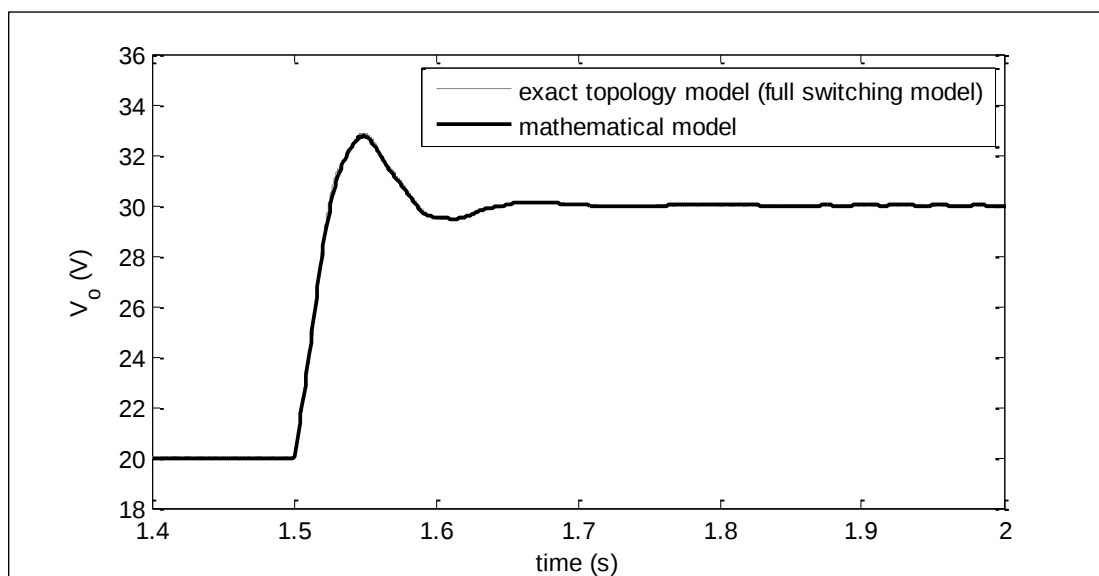
รูปที่ 2.29 ผลการตอบสนองของ I_{dc} ของระบบในย่านการลดแรงดัน



รูปที่ 2.30 ผลการตอบสนองของ V_{dc} ของระบบในย่านการลดแรงดัน



รูปที่ 2.31 ผลการตอบสนองของ I_L ของระบบในย่านการลดแรงดัน



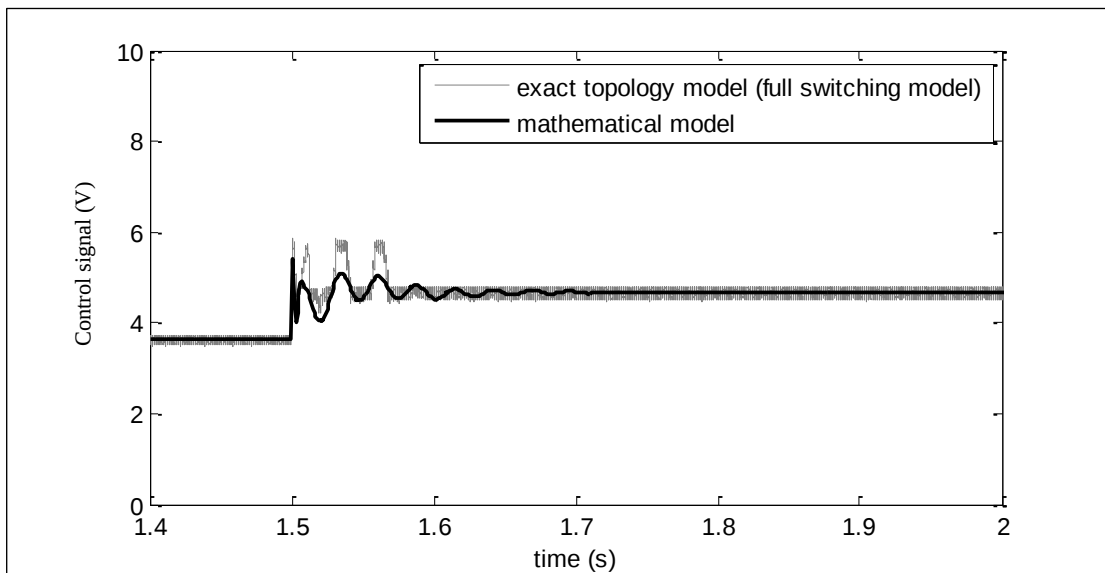
รูปที่ 2.32 ผลการตอบสนองของ V_o ของระบบในย่านการลดแรงดัน

สำหรับสัญญาณควบคุม d_x ที่จะนำไปประมวลกับสัญญาณเปรียบเทียบ ในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ สามารถคำนวณได้จากค่าตัวแปรสถานะต่าง ๆ ดังสมการที่ (2-62) คือ

$$d_x(i) = -K_{pi}I_L(i) - K_{pv}K_{pi}V_o(i) + K_{iv}K_{pi}X_v(i) + K_{ii}X_i(i) + K_{pv}K_{pi}V_o^*(i) \quad (2-62)$$

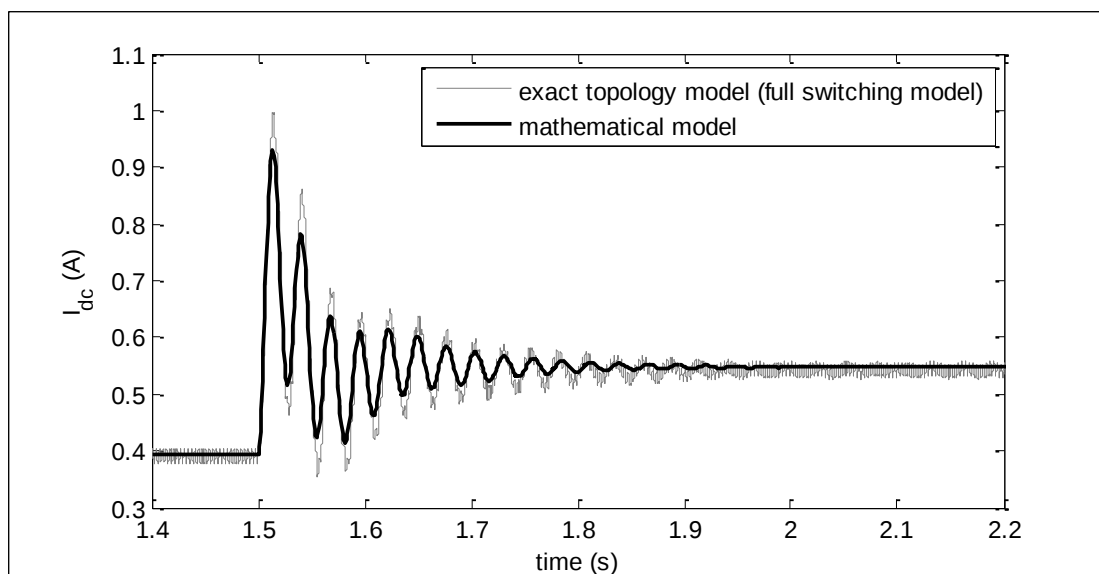
เมื่อ $i = 1, 2, 3, \dots, N_a$; N_a คือ จำนวนจุดข้อมูล

สัญญาณควบคุมนี้จะใช้เป็นเงื่อนไขในการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งจะได้นำเสนอในรายละเอียดต่อไป ในบทที่ 8 สัญญาณควบคุมที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และแบบจำลองสวิตช์ของ SPSTM แสดงได้ดังรูปที่ 2.33

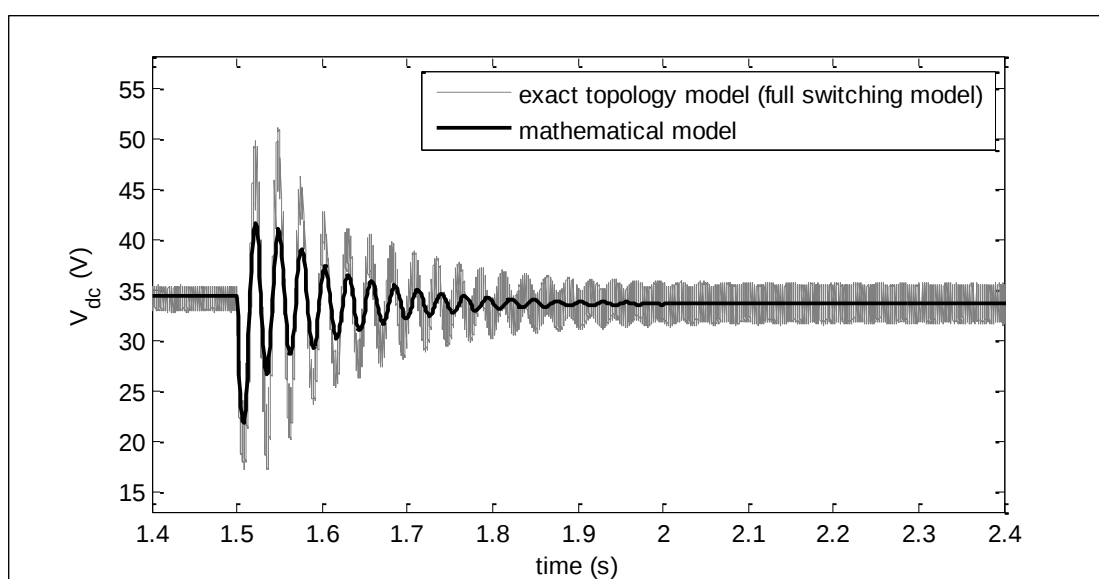


รูปที่ 2.33 สัญญาณควบคุมของระบบในย่านการลดแรงดัน

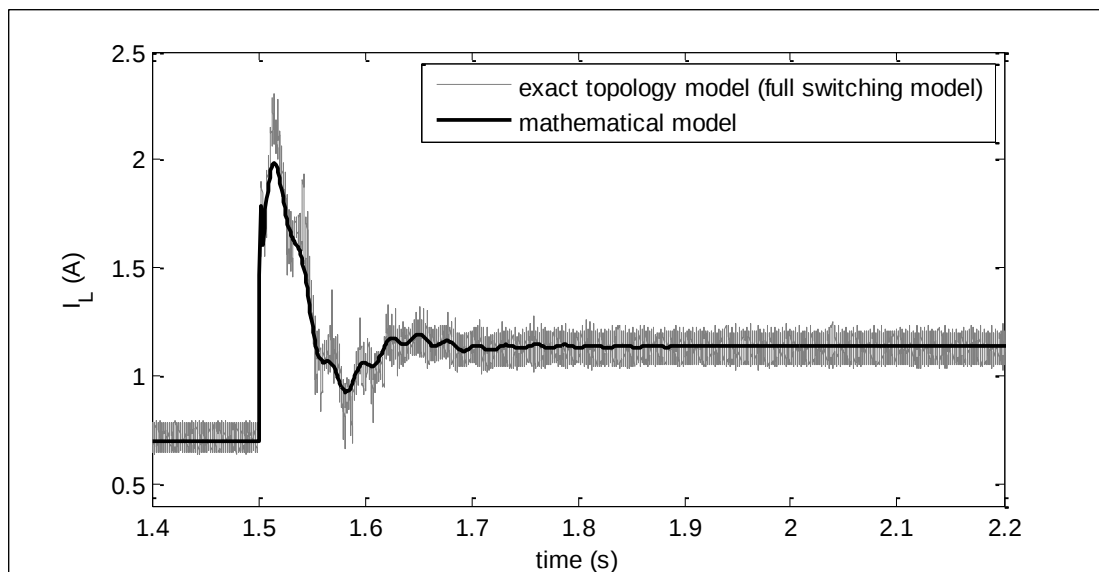
จากนั้นทำการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองในย่านการเพิ่มแรงดัน (Boost mode) โดยกำหนดให้ V_o^* มีการเปลี่ยนแปลงจาก 30 V เป็น 40 V จะได้ผลการตอบสนองของ I_{dc} , V_{dc} , I_L และ V_o ดังรูปที่ 2.34 ถึงรูปที่ 2.37 ตามลำดับ



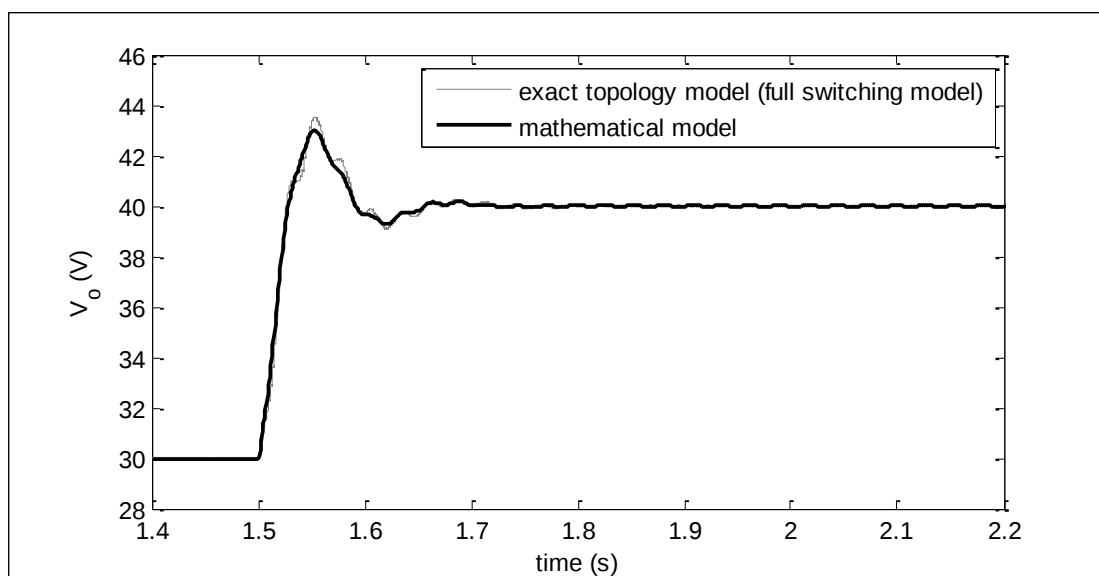
รูปที่ 2.34 ผลการตอบสนองของ I_{dc} ของระบบในช่วงการเพิ่มแรงดัน



รูปที่ 2.35 ผลการตอบสนองของ V_{dc} ของระบบในช่วงการเพิ่มแรงดัน

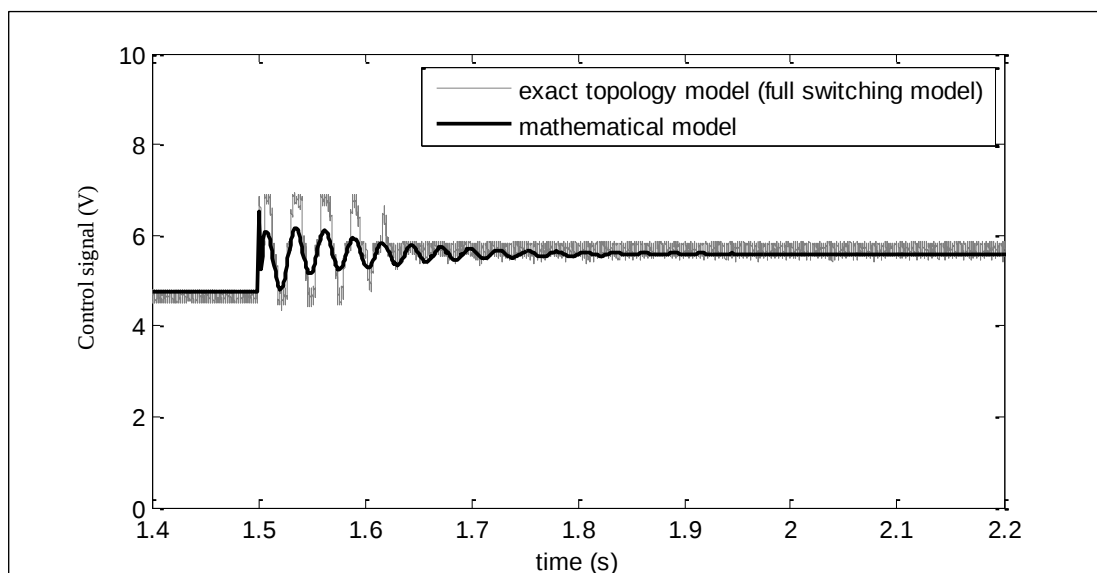


รูปที่ 2.36 ผลการตอบสนองของ I_L ของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน



รูปที่ 2.37 ผลการตอบสนองของ V_o ของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน

สำหรับสัญญาณควบคุม d_x สามารถคำนวณได้จากค่าตัวแปรสถานะต่าง ๆ จากสมการที่ (2-64) จะได้ผลการตอบสนองของสัญญาณควบคุม แสดงดังรูปที่ 2.38



รูปที่ 2.38 สัญญาณควบคุมของระบบในย่านการเพิ่มแรงดัน

จากผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง พบว่าผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่นำเสนอการพิสูจน์ในหัวข้อนี้ มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังจากแบบจำลองสวิตช์ของโปรแกรม SPS™ ทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะคงตัว ดังนั้นการพิสูจน์แบบจำลองของระบบที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์ที่มีตัวควบคุมด้วยวิธีคิวิและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ถือเป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้อง แม่นยำ และสามารถนำไปออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ได้

2.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 2 นำเสนอวิธีการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์กรณีมีตัวควบคุมและไม่มีตัวควบคุม โดยใช้วิธีคิวิสำหรับการวิเคราะห์ในส่วนของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปสำหรับนำไปวิเคราะห์ห้วงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์ ซึ่งในขั้นต้นได้เริ่ม

จากการหาแบบจำลองของระบบกรณีวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ไม่มีตัวควบคุม โดยได้อธิบาย การพิสูจน์หาแบบจำลองไว้อย่างละเอียด ซึ่งผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองแสดงให้เห็นว่าแบบจำลองที่พิสูจน์โดยอาศัยวิธีการที่นำเสนอในงานวิจัยเป็นแบบจำลองที่มีความถูกต้องสูง จึงได้นำมาประยุกต์กับระบบที่มีวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีกรณีที่มีตัวควบคุมพีไอ ซึ่งแบบจำลองที่ได้เป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้น ด้วยเหตุนี้ผู้วิจัยจึงได้ทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้น ด้วยอนุกรมเทอเลอร์อันดับหนึ่ง และนำเสนอรายละเอียดเกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม จากนั้นได้ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองที่ผ่านการทำให้เป็นเชิงเส้น พบว่าผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์มีลักษณะของรูปสัญญาณที่สอดคล้องกับการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ทั้งในสถานะชั่วครู่และสถานะคงตัว ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่นำเสนอไว้ในบทนี้ ถือเป็นองค์ความรู้ในส่วนที่สำคัญ สำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาต่อไป

บทที่ 3

การสร้างชุดทดสอบ

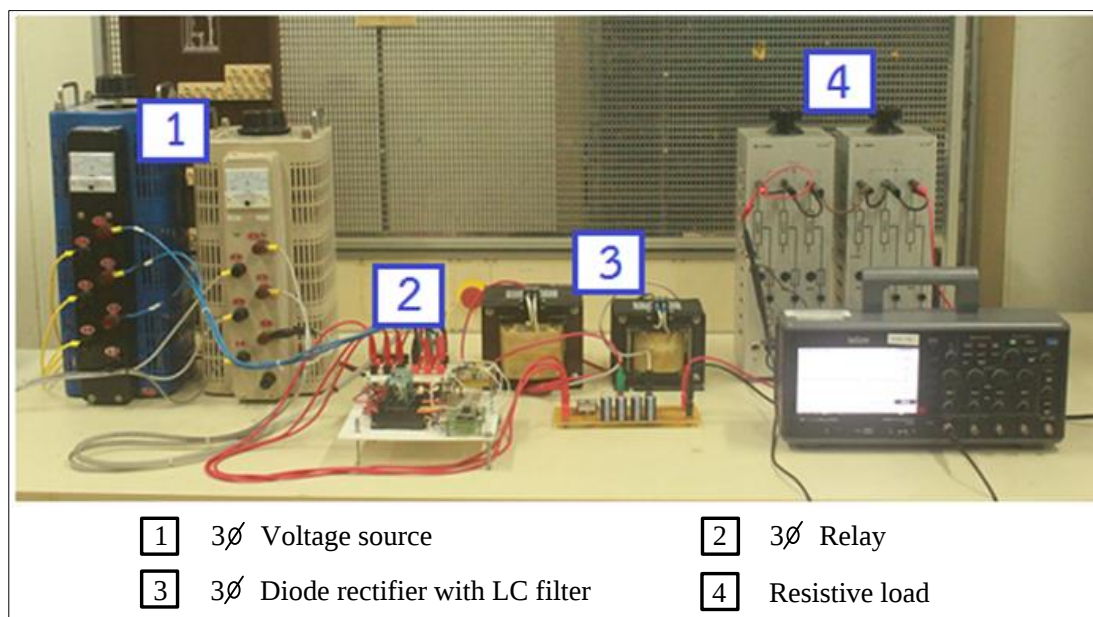
3.1 บทนำ

การสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ดำเนินการขึ้นเพื่อนำองค์ความรู้ทางทฤษฎีที่ปรากฏอยู่ในงานวิจัยมาทำให้เกิดเป็นผลจริง ในบทนี้จะนำเสนอการสร้างชุดทดสอบโดยแยกเป็น 3 ขั้นตอนหลัก ๆ คือ เริ่มจากการสร้างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์เพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรแปลงผัน การสร้างวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม และพัฒนาเป็นวงจรแปลงผันแบบมีตัวควบคุม โดยจะมีการทดสอบการทำงานของวงจรและการควบคุม เปรียบเทียบผลกับทางทฤษฎี เมื่อชุดทดสอบทำงานได้อย่างถูกต้อง ชุดทดสอบนี้จะสามารถนำไปใช้ในการทดสอบตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นโดยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ได้

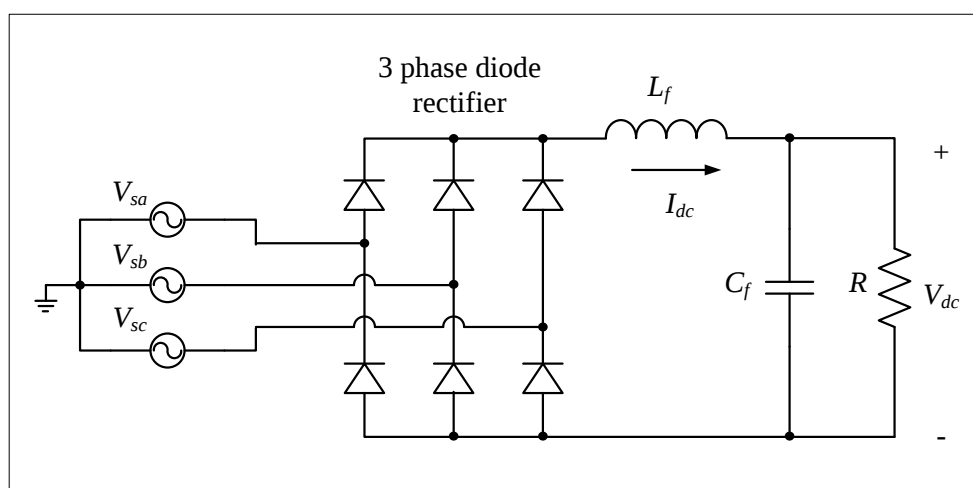
3.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน

3.2.1 ภาพรวมชุดทดสอบ

วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์เป็นวงจรไฟฟ้าที่สำคัญสำหรับระบบการจ่ายกำลังไฟฟ้า เนื่องจากในโรงงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่มีแหล่งจ่ายเป็นระบบกำลังไฟฟ้าสามเฟส ซึ่งมีอุปกรณ์หรือเครื่องจักรบางชนิดที่ต้องการแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบดิซี ดังนั้นวงจรเรียงกระแสจึงเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับโรงงานอุตสาหกรรมทั่วไป ในงานวิจัยได้มีการสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้าเอซีสามเฟสให้เป็นแรงดันไฟฟ้าดิซีเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ซึ่งในการสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสจะใช้โหลดเป็นตัวต้านทานในการทดสอบการทำงาน โดยชุดทดสอบที่สร้างขึ้นแสดงดังรูปที่ 3.1 และมีโครงสร้างวงจรดังรูปที่ 3.2 ดังนี้



รูปที่ 3.1 ชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน



รูปที่ 3.2 โครงสร้างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน

จากรูปที่ 3.1 อุปกรณ์ที่เป็นส่วนประกอบของชุดทดสอบมีรายละเอียด ดังนี้

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

หมายเลข 2 ชุดรีเลย์ทำหน้าที่สวิตช์สลับการจ่ายแรงดันระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสชุดที่หนึ่งและชุดที่สอง โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ช่วยในการควบคุม เพราะการสวิตช์สลับแหล่งจ่ายต้องใช้ความเร็วสูง มิเช่นนั้นอาจเกิดการลัดวงจรและทำให้อุปกรณ์ได้รับความเสียหายได้

หมายเลข 3 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ใช้ไอซีเบอร์ 36MT160 ต่อร่วมกับวงจรกรองกำลังไฟฟ้าแบบ LC เพื่อลดกระแสพลัว (ΔI_{dc}) และแรงดันพลัว (ΔV_{dc}) ของเอาต์พุตดีซี ซึ่ง ΔI_{dc} และ ΔV_{dc} สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (3-1) และ (3-2) ตามลำดับ คือ

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

$$\Delta V_{dc} = \frac{\Delta I_{dc}}{2\pi f_f C_f} = \frac{0.1}{2\pi \times 300 \times 188 \times 10^{-6}} = 0.28 \text{ V} \quad (3-2)$$

เมื่อ f_f คือ ความถี่ของแรงดันที่ได้จากวงจรกรองกำลังไฟฟ้า มีค่าเท่ากับ 300 Hz

หมายเลข 4 โหลดตัวต้านทานสำหรับใช้ในการทดสอบชุดวงจรเรียงกระแสเพื่อให้กระแสไหลครบวงจร โดยใช้ตัวต้านทานขนาด 40 Ω พิกัดกระแส 3 A จำนวน 2 ชุดต่อขนานกัน จะได้ตัวต้านทานรวมขนาด 20 Ω พิกัดกระแส 6 A

ในทางทฤษฎีสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ สามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตดีซีของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่น (N. Mohan, T.M. Underland, and W.P. Robbins, 2003) เพื่อใช้ตรวจสอบจุดการทำงานที่ได้ออกแบบขึ้นว่าอยู่ในพิสัยที่ชุดทดสอบสามารถรองรับได้หรือไม่ โดยสามารถคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตดีซีได้จากสมการที่ (3-3) ดังนี้

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

เมื่อ V_{dc} คือ แรงดันเอาต์พุตดีซีของวงจรเรียงกระแสสามเฟส

V_m คือ ค่ายอดของแรงดันอินพุตเอซีของวงจรเรียงกระแสสามเฟส

ซึ่งจากการกำหนดจุดการทำงานของชุดทดสอบ โดยมีค่าแรงดันอินพุตเอซีจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสชุดที่หนึ่งและแหล่งจ่ายชุดที่สอง มีค่าเท่ากับ 10 V_{rms/phase} และ 15 V_{rms/phase} ตามลำดับ ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตดีซีได้จากสมการที่ (3-4) ดังนี้

$$\begin{cases} V_{dc,1} = 1.654 \times (\sqrt{2} \times 10) = 23.39 \text{ V} \\ V_{dc,2} = 1.654 \times (\sqrt{2} \times 15) = 35.09 \text{ V} \end{cases} \quad (3-4)$$

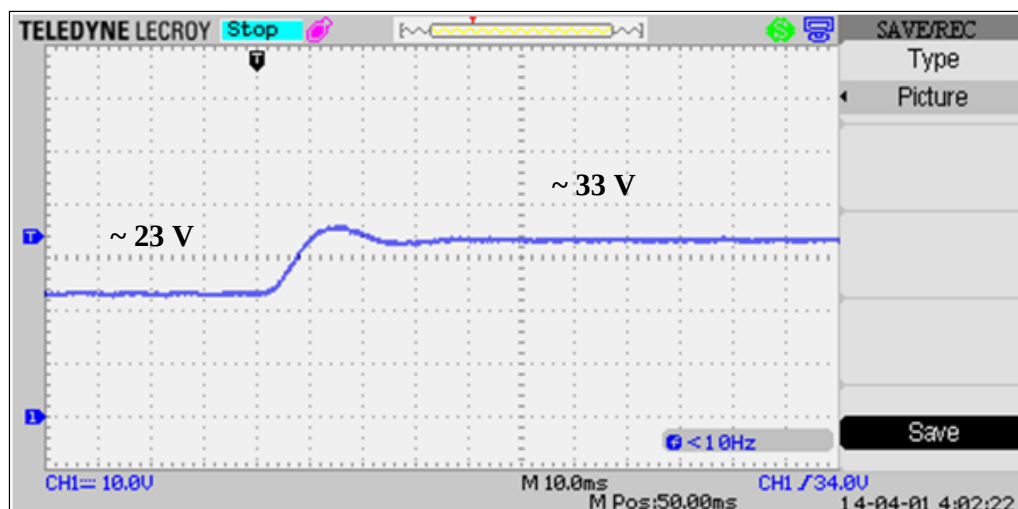
จากสมการที่ (3-4) พบว่าขนาดของแรงดันเอาต์พุตดีซีมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 35.09 V ซึ่งอยู่ในพิสัยที่ตัวเก็บประจุของวงจรกรองกำลังไฟฟ้าสามารถรองรับได้ จากนั้นทำการคำนวณค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน สำหรับวงจรไฟฟ้าแบบดีซีนี้กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะมีค่าน้อยมาก ทำให้ค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานมีค่าใกล้เคียงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองกำลังไฟฟ้า ดังนั้นจึงประมาณให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวต้านทานและที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากัน โดยสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3-5) ดังนี้

$$\begin{cases} I_{dc,1} = \frac{V_{dc,1}}{R} = \frac{23.39}{20} = 1.17 \text{ A} \\ I_{dc,2} = \frac{V_{dc,2}}{R} = \frac{35.09}{20} = 1.76 \text{ A} \end{cases} \quad (3-5)$$

จากสมการที่ (3-5) พบว่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดมีค่าเท่ากับ 1.76 A ซึ่งชุดทดสอบที่ได้สร้างขึ้น ประกอบด้วย สายไฟ ไคโอด ตัวเหนี่ยวนำและตัวต้านทาน สามารถรองรับค่ากระแสสูงสุดได้

3.2.2 การทดสอบวงจรและอภิปรายผล

การทดสอบวงจรในรูปที่ 3.1 ดำเนินการโดยการจ่ายแรงดันจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสชุดที่หนึ่งให้กับชุดทดสอบ แล้วรอนจนกว่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตดีซีจะเข้าสู่สภาวะคงตัว จากนั้นทำการสลับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสจากแหล่งจ่ายชุดที่หนึ่งเป็นแหล่งจ่ายแรงดันชุดที่สอง จะทำให้แรงดันเอาต์พุตดีซีเกิดการกระเพื่อมและเข้าสู่สภาวะคงตัวอีกค่าหนึ่ง แสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดีซี

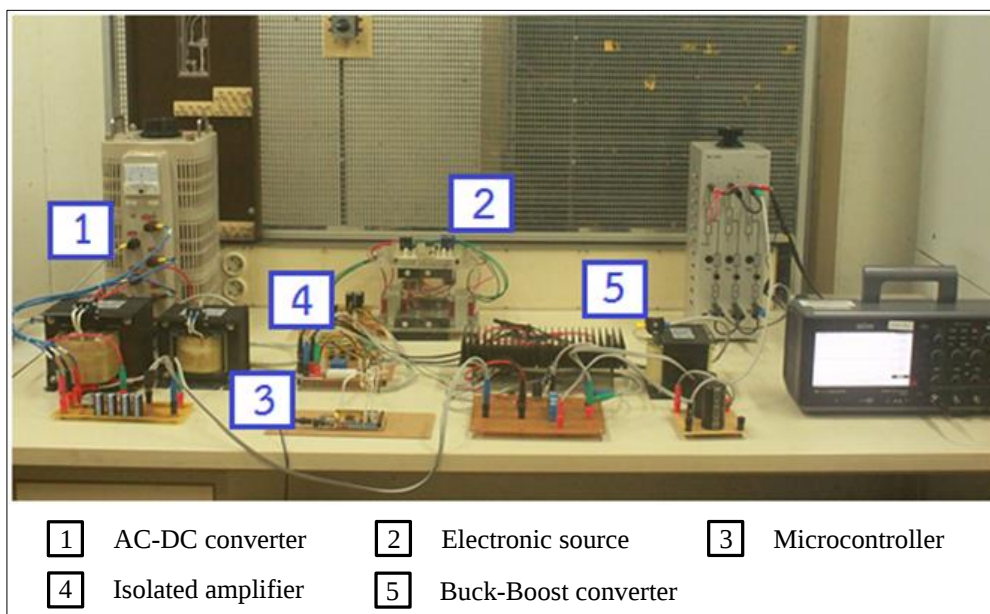
จากรูปที่ 3.3 สังเกตได้ว่าเมื่อใช้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตเอซี $10 \text{ V}_{\text{rms/phase}}$ จะได้แรงดันเอาต์พุตดีซี มีค่าประมาณ 23 V และเมื่อเปลี่ยนแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตเอซีเป็น $15 \text{ V}_{\text{rms/phase}}$ จะได้แรงดันเอาต์พุตดีซี มีค่าประมาณ 33 V เมื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้กับการคำนวณทางทฤษฎีในสมการที่ (3-3) จะเห็นว่าค่าแรงดันเอาต์พุตดีซีมีค่าใกล้เคียงกัน

สำหรับชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่สร้างขึ้นนี้ สามารถแปลงแรงดันไฟฟ้าเอซีให้เป็นแรงดันไฟฟ้าดีซีเพื่อนำไปใช้เป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรแปลงผันแบบบัก-บูสต์ได้ โดยขั้นตอนต่อไปคือการสร้างชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัก-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน โดยแยกเป็น 2 กรณี คือ กรณีที่วงจรแปลงผันไม่มีตัวควบคุมและกรณีที่วงจรแปลงผันมีตัวควบคุม ซึ่งจะได้นำเสนอให้หัวข้อถัดไป

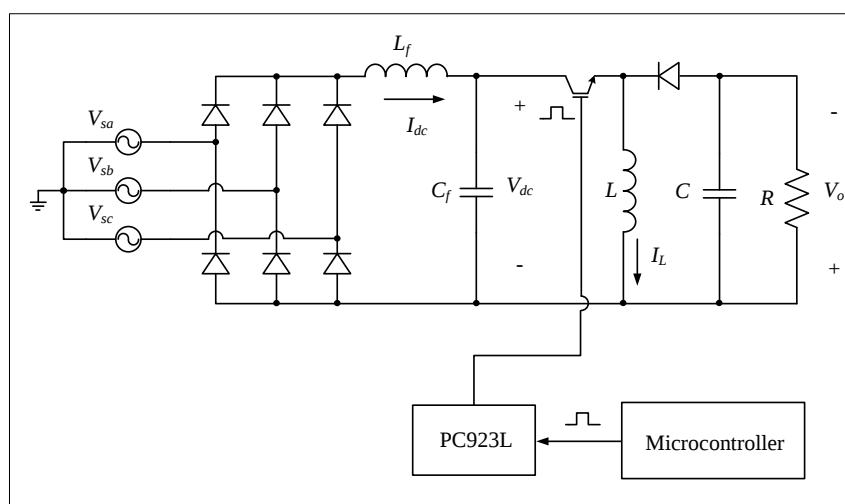
3.3 วงจรแปลงผันแบบบัก-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานกรณีที่ไม่มีตัวควบคุม

3.3.1 ภาพรวมชุดทดสอบ

การสร้างชุดทดสอบของวงจรแปลงผันแบบบัก-บูสต์ที่มีโหลดตัวต้านทานกรณีที่ไม่มีตัวควบคุม ใช้แหล่งจ่ายแรงดันดีซีจากวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่สร้างขึ้นในหัวข้อ 3.2 เป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจร การสร้างสัญญาณพัลส์เบิกลูเอม (PWM) สำหรับจุดชนวนสวิตช์ของวงจรแปลงผันสร้างขึ้นโดยใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านวงจรขยายและวงจรแยกโคดสัญญาณ ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแสดงดังรูปที่ 3.4 โดยมีโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 3.5 ดังนี้



รูปที่ 3.4 ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานกรณีที่ไม่มีความควบคุม

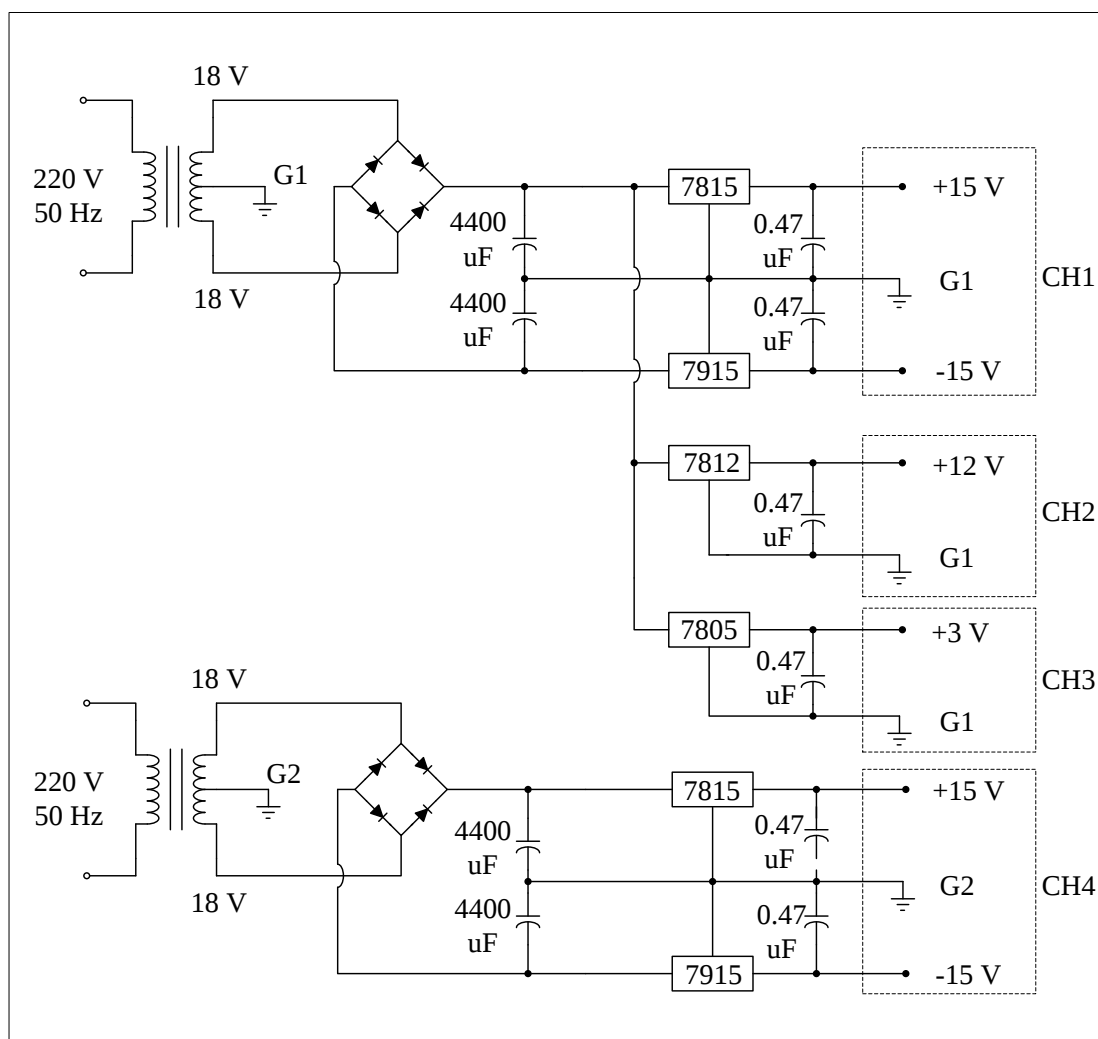


รูปที่ 3.5 โครงสร้างวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานกรณีที่ไม่มีความควบคุม

จากรูปที่ 3.4 อุปกรณ์ต่าง ๆ ของชุดทดสอบมีรายละเอียด ดังนี้

หมายเลข 1 ชุดวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่สร้างขึ้นในหัวข้อ 3.2 โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสที่มีขนาดแรงดัน $15 \text{ V}_{\text{rms/phase}}$ ซึ่งจะได้ $V_{dc} = 35.09 \text{ V}$

หมายเลข 2 ชุดแหล่งจ่ายแรงดันสำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งในหัวข้อนี้จะใช้เป็นแหล่งจ่ายให้กับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ และวงจรขยายแบบแยกโคตสัญญาณ โดยโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 โครงสร้างชุดแหล่งจ่ายแรงดันสำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์

หลักการทำงานของชุดแหล่งจ่ายแรงดันในรูปที่ 3.6 ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส 220 V 50 Hz ผ่านหม้อแปลงแรงดันแบบมีแทปกลาง ลดแรงดันลงมาเป็น 36 V จากนั้นต่อเข้ากับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นเพื่อเปลี่ยนจากแรงดันเอซซีให้เป็นแรงดันดีซี ซึ่งค่าเฉลี่ยของแรงดันดีซีที่ได้สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3-6) ดังนี้

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

$$V_{o,av} = 0.636 \times (\sqrt{2} \times 36) = 32.4 \text{ V} \quad (3-6)$$

เมื่อ $V_{o,av}$ คือ แรงดันเฉลี่ยที่ได้จากวงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟส

$V_{m,1\phi}$ คือ ค่ายอดของแรงดันเอซึที่ป้อนให้วงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟส

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

เอาต์พุต CH1 ใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับวงจรตรวจวัดกระแส วงจรตรวจวัดแรงดัน และวงจร ปรับแต่งสัญญาณ ที่เป็นส่วนประกอบของวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์ที่มีตัวควบคุม

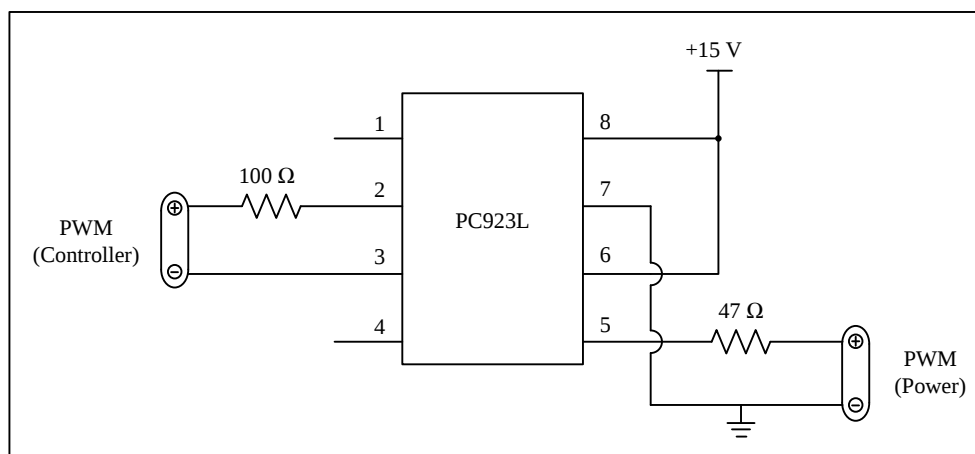
เอาต์พุต CH2 ใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์

เอาต์พุต CH3 ใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับวงจรปรับแต่งสัญญาณ

เอาต์พุต CH4 ใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับวงจรแยกโคดสัญญาณ

หมายเลข 3 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีโปรแกรมการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอม ซึ่งเป็น ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR รุ่น ATMEGA 1280 การเขียนโปรแกรมสำหรับสร้างสัญญาณ พีดับเบิลยูเอมดูได้จากภาคผนวก ก.1

หมายเลข 4 วงจรขยายแบบแยกโคดสัญญาณ เป็นวงจรที่ใช้สำหรับขยายสัญญาณพีดับเบิลยูเอมที่ สร้างขึ้นโดยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์มี ระดับแรงดันไม่เพียงพอสำหรับใช้จุดชนวนสวิตช์ของวงจรแปลงผัน และมีการแยกโคดสัญญาณ ระหว่างฝั่งวงจรกำลังและฝั่งวงจรอิเล็กทรอนิกส์แรงต่ำ เพื่อป้องกันไม่ให้กำลังไฟฟ้าทางด้านวงจร แปลงผันเข้าไปรบกวนการทำงานของวงจรทางฝั่งอิเล็กทรอนิกส์ ชุดทดสอบวงจรขยายแบบแยก โคดสัญญาณใช้ไอซีเบอร์ PC923L ซึ่งมีโครงสร้างการต่อวงจรแสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 โครงสร้างชุดทดสอบวงจรขยายแบบแยกโคดสัญญาณ

หมายเลข 5 ชุดวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ซึ่งประกอบด้วย อุปกรณ์สวิตช์ที่ใช้ MOSFET เบอร์ IRFP460Z พร้อมด้วยอุปกรณ์ระบายความร้อน ไดโอดความถี่สูง ใช้ไอซีเบอร์ S20L60 อุปกรณ์ป้องกันวงจรใช้ฟิวส์ พิกัดกระแส 10 A ตัวเหนี่ยวนำขนาด 15 mH พิกัดกระแส 10 A ตัวเก็บประจุขนาด 1,100 μF พิกัดแรงดัน 250 V และโหลดตัวต้านทานขนาด 80 Ω พิกัดกระแส 3 A

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

หลังจากกำหนดจุดการทำงานเรียบร้อยแล้ว ต่อไปจะเป็นการตรวจสอบว่าจุดการทำงานที่กำหนดขึ้นอยู่ในพิสัยที่ชุดทดสอบสามารถรองรับได้หรือไม่ โดยใช้การคำนวณทางทฤษฎี เริ่มจากการคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุต เมื่อแรงดันอินพุตดีซีที่ได้จากวงจรเรียงกระแสสามเฟส (V_{dc}) มีค่าเท่ากับ 35.09 V และค่าวัฏจักรการทำงาน (d) มีค่าสูงสุดที่ 75 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตได้จากสมการที่ (3-7) ดังนี้

$$V_o = \frac{d \times V_{dc}}{(1-d)} = \frac{0.75 \times 35.09}{(1-0.75)} = 105.27 \text{ V} \quad (3-7)$$

จากสมการที่ (3-7) พบว่าค่าแรงดันเอาต์พุตที่จุดการทำงานสูงสุดอยู่ในพิสัยที่ตัวเก็บประจุของวงจรแปลงผันสามารถรองรับได้ จากนั้นทำการคำนวณค่ากระแสที่ไหลผ่านโหลดตัวต้านทานโดยใช้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากสมการที่ (3-7) แสดงดังสมการที่ (3-8) ดังนี้

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{105.27}{80} = 1.32 \text{ A} \quad (3-8)$$

จากสมการที่ (3-8) พบว่าค่ากระแสที่ไหลผ่านโหลดตัวต้านทานอยู่ในพิสัยที่ตัวต้านทานสามารถรองรับได้ จากนั้นคำนวณหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผัน โดยสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3-9) ดังนี้

$$I_L = \frac{I_o}{(1-d)} = \frac{1.32}{(1-0.75)} = 5.26 \text{ A} \quad (3-9)$$

จากสมการที่ (3-9) พบว่าค่ากระแสอยู่ในพิสัยที่ตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันสามารถรองรับได้ และสุดท้ายคือการคำนวณค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองกำลังไฟฟ้า โดยสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3-10) ดังนี้

$$I_{dc} = d \times I_L = 0.75 \times 5.26 = 3.95 \text{ A} \quad (3-10)$$

จากสมการที่ (3-10) พบว่าค่ากระแสอยู่ในพิสัยที่ตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองกำลังไฟฟ้าสามารถรองรับได้ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่างานการทำงานที่ออกแบบขึ้นสามารถนำไปใช้กับชุดทดสอบจริงได้ นอกจากนี้จุดการทำงานที่ออกแบบขึ้นสามารถนำไปคำนวณหาค่าแรงดันพลิว (ripple voltage) และค่ากระแสพลิว (ripple current) ของวงจรแปลงผันได้ ซึ่งแสดงดังสมการที่ (3-11) และ (3-12) ตามลำดับ ดังนี้

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

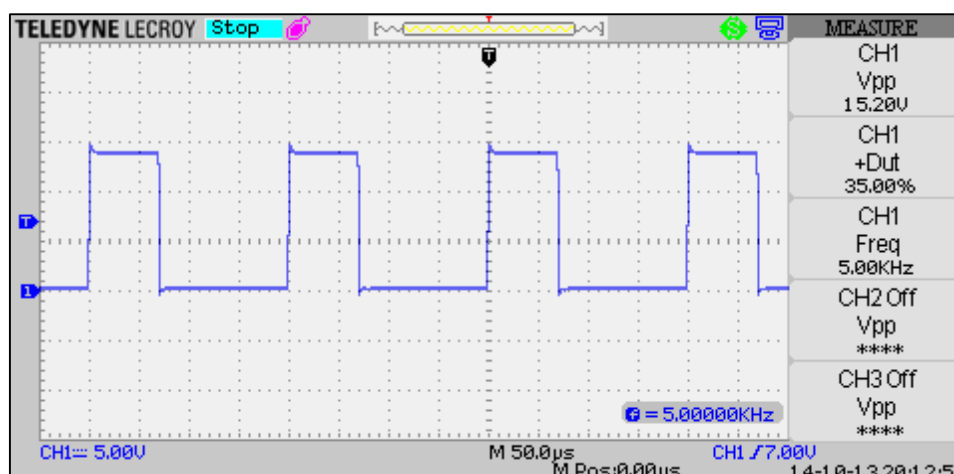
$$\Delta I_L = \frac{d \times V_{dc}}{f_{sw} \times L} = \frac{0.75 \times 35.09}{(5 \times 10^3) \times (15 \times 10^{-3})} = 0.35 \text{ A} \quad (3-12)$$

จากสมการที่ (3-11) และ (3-12) พบว่าค่าแรงดันพลั่วที่จุดการทำงานสูงสุดมีค่าเท่ากับ 0.13 V และค่ากระแสพลั่วที่จุดการทำงานสูงสุดมีค่าเท่ากับ 0.35 A ซึ่งมีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่าแรงดันเอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผัน

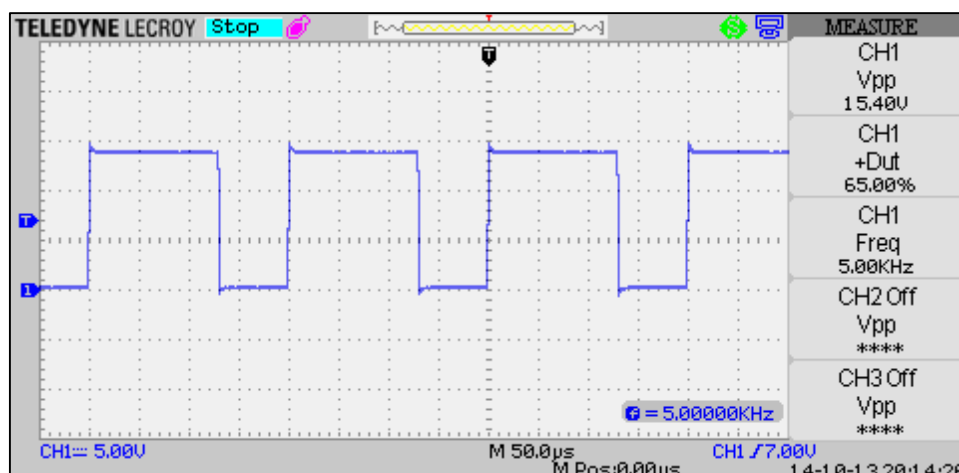
3.3.2 การทดสอบวงจรและอภิปรายผล

เมื่อดำเนินการสร้างชุดทดสอบวงจรแปลงผันและตรวจสอบจุดการทำงานเสร็จเรียบร้อยแล้ว ต่อไปจะเป็นการทดสอบวงจรตามรูปที่ 3.4 โดยมีขั้นตอน ดังนี้

ทดสอบการสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่สร้างขึ้นโดยไม่โครคอนโทรลเลอร์ผ่านวงจรขยายแบบแยกโคตสัญญาณ โดยสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่มีค่าวัฏจักรการทำงานเท่ากับ 35 เปอร์เซ็นต์ และ 65 เปอร์เซ็นต์ แสดงได้ดังรูปที่ 3.8 และ 3.9 ตามลำดับ



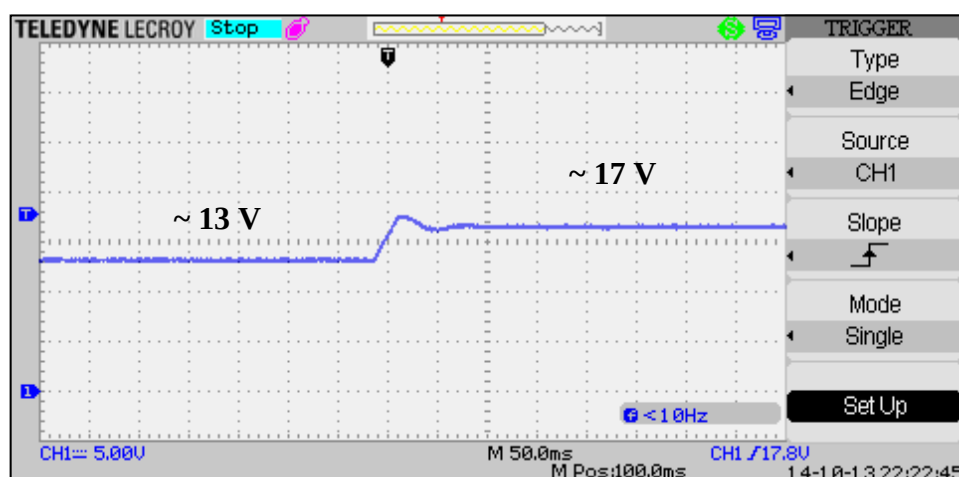
รูปที่ 3.8 สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่ค่าวัฏจักรการทำงาน 35 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 3.9 สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่ค่าวัฏจักรการทำงาน 65 เปอร์เซ็นต์

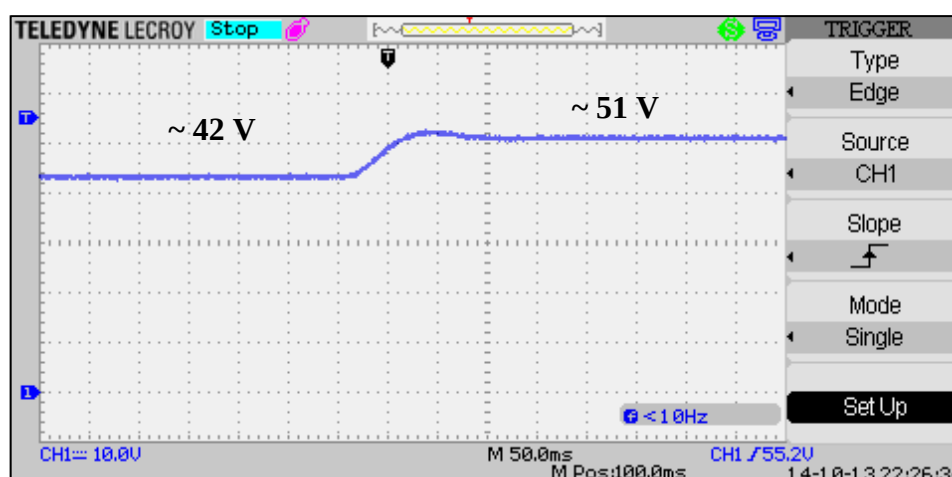
จากรูปที่ 3.8 และ 3.9 สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่สร้างขึ้นมีค่าวัฏจักรการทำงานและมีความถี่ถูกต้องตามที่ต้องการ โดยมีค่ายอดของสัญญาณประมาณ 15 V ซึ่งเพียงพอสำหรับใช้จุดชนวนสวิทช์ของวงจรแปลงผัน

จากนั้นทำการป้อนสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มให้กับวงจรแปลงผันโดยเริ่มจากโหมดการลดแรงดัน โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าวัฏจักรการทำงานจาก 30 เปอร์เซ็นต์ ไปเป็น 35 เปอร์เซ็นต์ จะได้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 3.10 ดังนี้



รูปที่ 3.10 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ d เปลี่ยนค่าจาก 30% ไปเป็น 35%

จากรูปที่ 3.10 สังเกตได้ว่า เมื่อ $d = 30\%$ จะได้แรงดันเอาต์พุตประมาณ 13 V และเมื่อ $d = 35\%$ จะได้แรงดันเอาต์พุตประมาณ 16 V โดยที่รูปสัญญาณมีแรงดันพลี้น้อยมาก จากนั้นทำการป้อนสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มให้กับวงจรแปลงผันในโหมดการเพิ่มแรงดัน โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าวัฏจักรการทำงานจาก 60 เปอร์เซ็นต์ ไปเป็น 65 เปอร์เซ็นต์ จะได้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 3.11 ดังนี้



รูปที่ 3.11 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ d เปลี่ยนค่าจาก 60% ไปเป็น 65%

จากรูปที่ 3.11 สังเกตได้ว่า เมื่อ $d = 60\%$ จะได้แรงดันเอาต์พุตประมาณ 42 V และเมื่อ $d = 65\%$ จะได้แรงดันเอาต์พุตประมาณ 50 V โดยที่รูปสัญญาณมีแรงดันพลี้น้อยมาก เช่นกัน สำหรับการทดสอบวงจรแปลงผันที่ค่าวัฏจักรการทำงานค่าอื่น ๆ ได้มีการทดสอบและบันทึกผลแสดงดังตารางที่ 3.1 ดังนี้

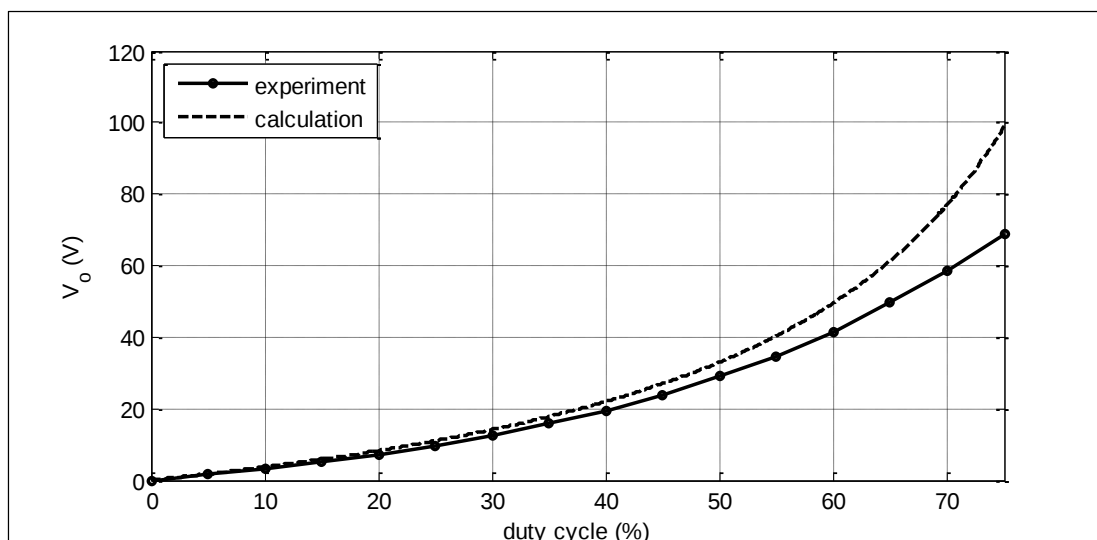
ตารางที่ 3.1 ผลการทดสอบวงจรแปลงผันกรณีที่ไม่มีความควบคุม

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

ตารางที่ 3.1 ผลการทดสอบวงจรแปลงผันกรณีนที่ไม่มีตัวควบคุม (ต่อ)

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

จากตารางที่ 3.1 สามารถนำมาสร้างกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวัฏจักรการทำงานและแรงดันเอาต์พุตเปรียบเทียบกับค่าคำนวณทางทฤษฎี แสดงได้ดังรูปที่ 3.12 ดังนี้



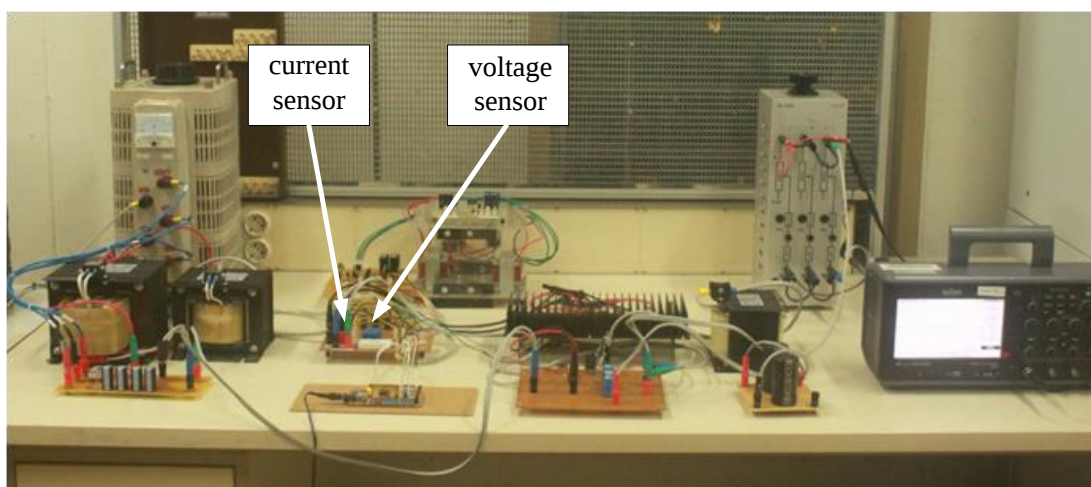
รูปที่ 3.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวัฏจักรการทำงานและแรงดันเอาต์พุต
ที่ได้จากการทดสอบและการคำนวณ

จากรูปที่ 3.12 การทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์ที่มีโหลดตัวต้านทานกรณีที่ไม่มีความควบคุม พบว่าวงจรทดสอบที่สร้างขึ้นสามารถทำงานได้จริง และให้ผลการตอบสนองที่ใกล้เคียงกับทฤษฎี แต่อาจมีความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้นเนื่องจากชุดทดสอบที่ไม่เป็นอุดมคติ ในหัวข้อถัดไปจะเป็นการนำเสนอการสร้างวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุม ซึ่งจะช่วยให้ผู้ใช้งานสามารถปรับค่าแรงดันเอาต์พุตที่ต้องการได้สะดวกยิ่งขึ้น

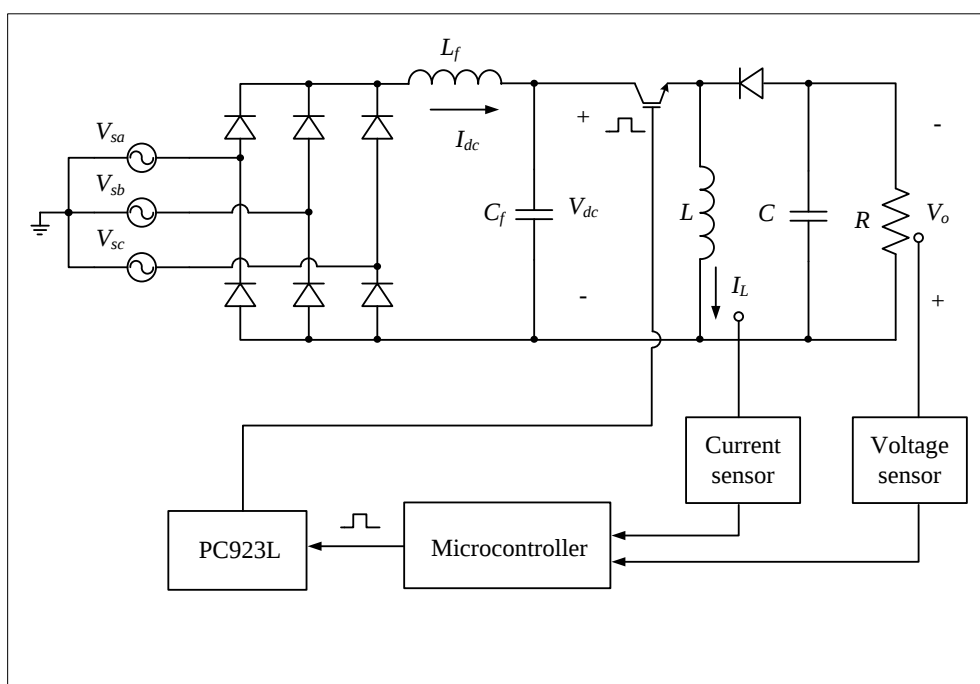
3.4 วงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานกรณีที่มีตัวควบคุม

3.4.1 ภาพรวมชุดทดสอบ

การสร้างชุดทดสอบของวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์ที่มีโหลดตัวต้านทานกรณีที่มีตัวควบคุมพีไอ เป็นการพัฒนางจรมาจากหัวข้อ 3.3 โดยเพิ่มชุดตัวควบคุมพีไอให้กับวงจรแปลงผัน ช่วยให้ผู้ใช้สามารถใช้งานได้สะดวกยิ่งขึ้น โดยชุดทดสอบแสดงดังรูปที่ 3.13 และโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 3.14 ซึ่งสังเกตได้ว่า ได้มีการเพิ่มเติมอุปกรณ์ตรวจวัดกระแส (current sensor) และอุปกรณ์ตรวจวัดแรงดัน (voltage sensor) ลงในชุดทดสอบ ส่วนตัวควบคุมพีไอได้ถูกโปรแกรมไว้ในไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 3.13 ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุม

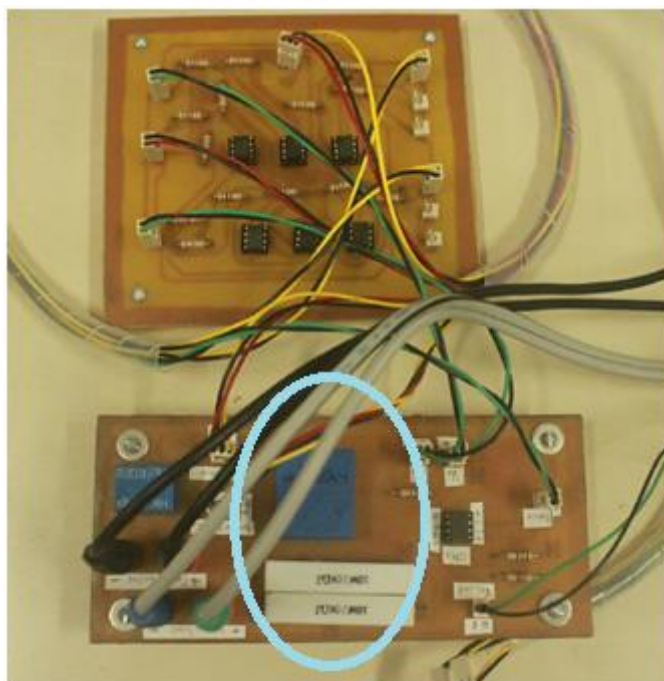


รูปที่ 3.14 โครงสร้างชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุม

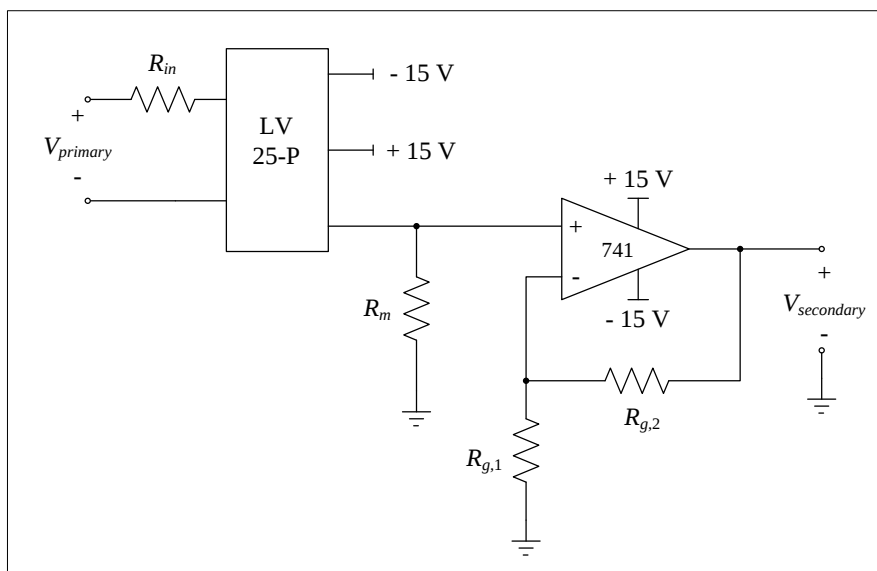
อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดันและอุปกรณ์ตรวจวัดกระแส มีรายละเอียดดังนี้

3.4.2 อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดัน

อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดันเอาต์พุตสำหรับชุดทดสอบใช้ไอซีเบอร์ LV 25-P แสดงดังรูปที่ 3.15 ซึ่งมีโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 3.16 โดยจะสังเกตได้ว่าการต่อร่วมกับวงจรปรับแต่งสัญญาณเพื่อให้สัญญาณที่ได้อยู่ในย่านที่เหมาะสมกับการใช้งาน



รูปที่ 3.15 วงจรตรวจวัดแรงดัน



รูปที่ 3.16 โครงสร้างวงจรตรวจวัดแรงดัน

จากโครงสร้างวงจรตรวจวัดแรงดันในรูปที่ 3.16 สามารถออกแบบค่าตัวต้านทาน R_{in} และ R_m ให้เหมาะสมกับการใช้งานได้ดังนี้

การออกแบบตัวต้านทาน R_{in} กำหนดให้แรงดันปฐมภูมิที่สามารถวัดได้สูงสุดเท่ากับ 400 V และค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดที่อุปกรณ์รองรับได้ตามเอกสารกำกับการใช้งานระบุไว้คือ 10 mA ดังนั้นสามารถคำนวณหาความต้านทานที่เหมาะสมได้จากสมการที่ (3-13) ดังนี้

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

เมื่อ $V_{primary,max}$ คือค่าแรงดันที่สามารถวัดได้สูงสุด

จากนั้นคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าที่ตัวต้านทาน R_{in} เพื่อนำไปใช้เลือกพิกัดกำลังของตัวต้านทาน แสดงดังสมการที่ (3-14) ดังนี้

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

เมื่อ P_{in} คือค่ากำลังไฟฟ้าที่ตัวต้านทาน R_{in}

จากสมการที่ (3-13) และ (3-14) ผู้วิจัยได้เลือกใช้ตัวต้านทานขนาด $40\text{ k}\Omega$, 20 W ซึ่งมีค่าความต้านทานตรงตามที่ออกแบบและมีส่วนเผื่อในการรองรับกำลังไฟฟ้า

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

เนื่องจากแรงดันพุทติยภูมิของอุปกรณ์ตรวจวัด ยังไม่เหมาะสมสำหรับจุดการใช้งาน ผู้วิจัยจึงได้สร้างวงจรขยายสัญญาณขึ้น โดยใช้ไอซีออปแอมป์ เบอร์ LM741 พร้อมกับตัวต้านทาน $R_{g,1}$ และ $R_{g,2}$ จะได้อัตราขยายดังสมการที่ (3-15) ดังนี้

$$\text{Gain} = 1 + \frac{R_{g,2}}{R_{g,1}} \quad (3-15)$$

จากสมการที่ (3-14) กำหนดให้อัตราขยายมีค่าเท่ากับ 2 เท่า และเลือกตัวต้านทาน $R_{g,1} = 1\text{ k}\Omega$ จะได้ตัวต้านทาน $R_{g,2} = 1\text{ k}\Omega$ เมื่อสร้างวงจรตรวจวัดแรงดันเรียบร้อยแล้ว ก่อนการใช้งานจำเป็นจะต้องทดสอบอุปกรณ์เพื่อให้ทราบความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิและแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิของชุดตรวจวัดจึงจะสามารถใช้งานได้อย่างถูกต้อง โดยมีผลการทดสอบแสดงในตารางที่ 3.2 ดังนี้

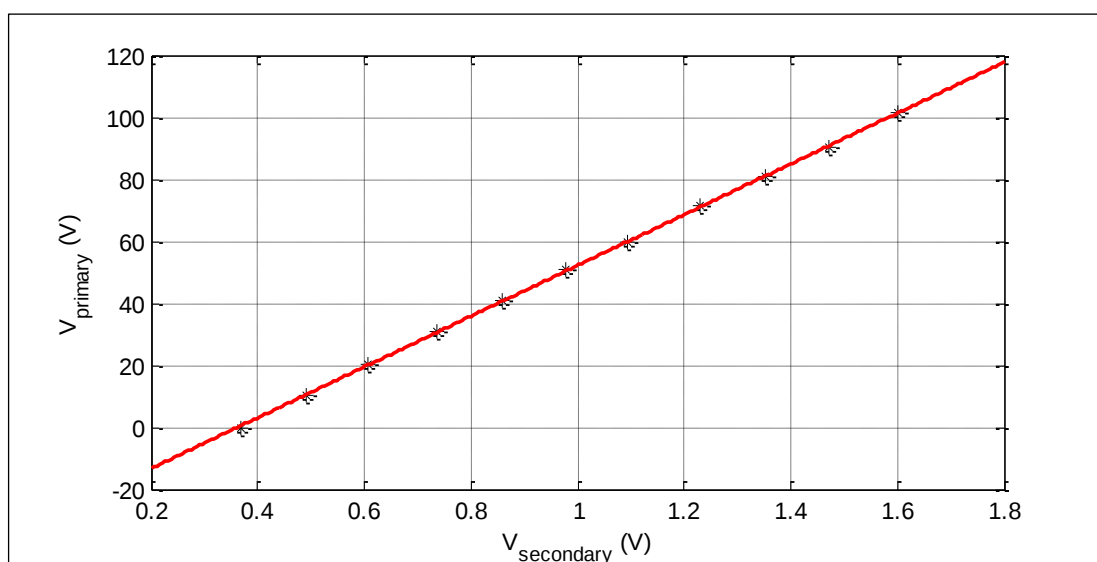
ตารางที่ 3.2 ผลการทดสอบชุดตรวจวัดแรงดัน

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

ตารางที่ 3.2 ผลการทดสอบชุดตรวจวัดแรงดัน (ต่อ)

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

จากผลการทดสอบในตารางที่ 3.2 สามารถนำมาสร้างกราฟแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 3.17 ดังนี้



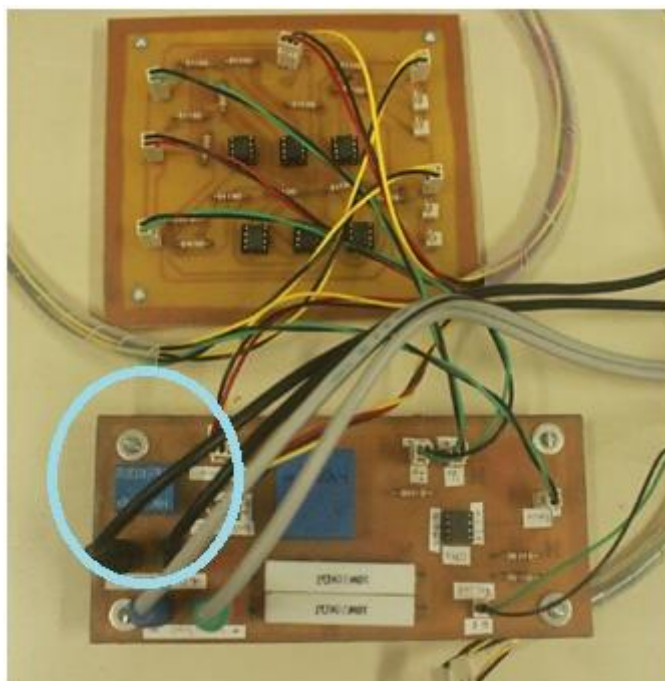
รูปที่ 3.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันปฐมภูมิและทุติยภูมิของชุดตรวจวัดแรงดัน

จากรูปที่ 3.17 จะเห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันปฐมภูมิและทุติยภูมิ มีลักษณะเป็นเชิงเส้น ทำให้ง่ายต่อการหาฟังก์ชันสำหรับนำไปเขียนโปรแกรมลงในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งการหาฟังก์ชันของกราฟทำได้โดยใช้โปรแกรม MATLAB จะได้สมการที่ (3-16) ดังนี้

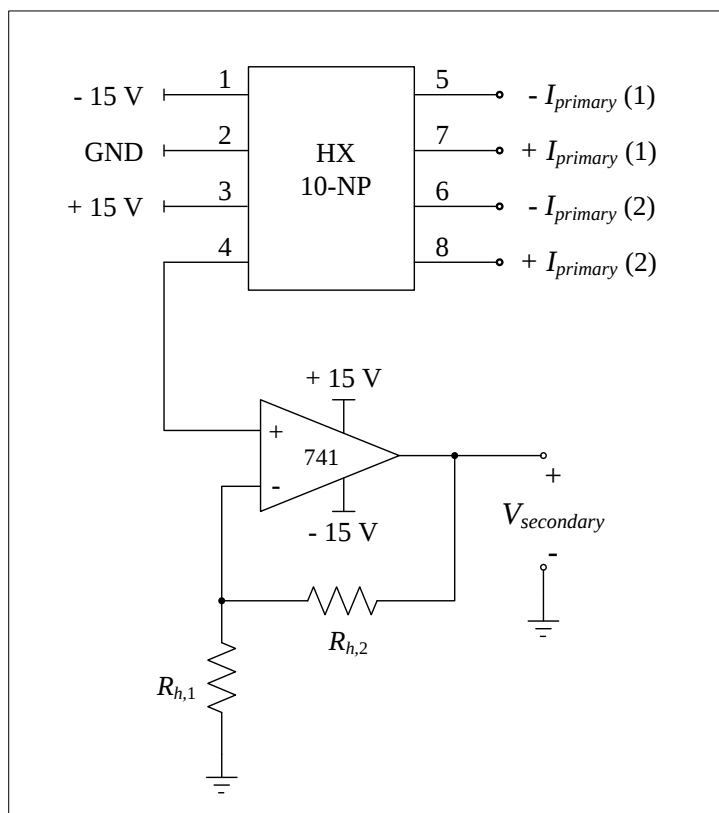
$$V_{primary} = (81.836 \times V_{secondary}) - 29.641 \quad (3-16)$$

3.4.3 อุปกรณ์ตรวจวัดกระแส

อุปกรณ์ตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันใช้ไอซีเบอร์ HX 10-NP ต่อร่วมกับวงจรขยายสัญญาณ แสดงดังรูปที่ 3.18 และมีโครงสร้างวงจรดังรูปที่ 3.19 ดังนี้



รูปที่ 3.18 วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้า



รูปที่ 3.19 โครงสร้างวงจรวัดกระแสไฟฟ้า

เนื่องจากแรงดันหุติขุมมิของอุปกรณ์ตรวจวัดกระแสมีค่าน้อยมาก ซึ่งยังไม่เหมาะสมสำหรับจุดการใช้งาน ผู้วิจัยจึงได้เพิ่มวงจรขยายสัญญาณเช่นเดียวกับอุปกรณ์ตรวจวัดแรงดัน ซึ่งมีอัตราขยายดังสมการที่ (3-17) ดังนี้

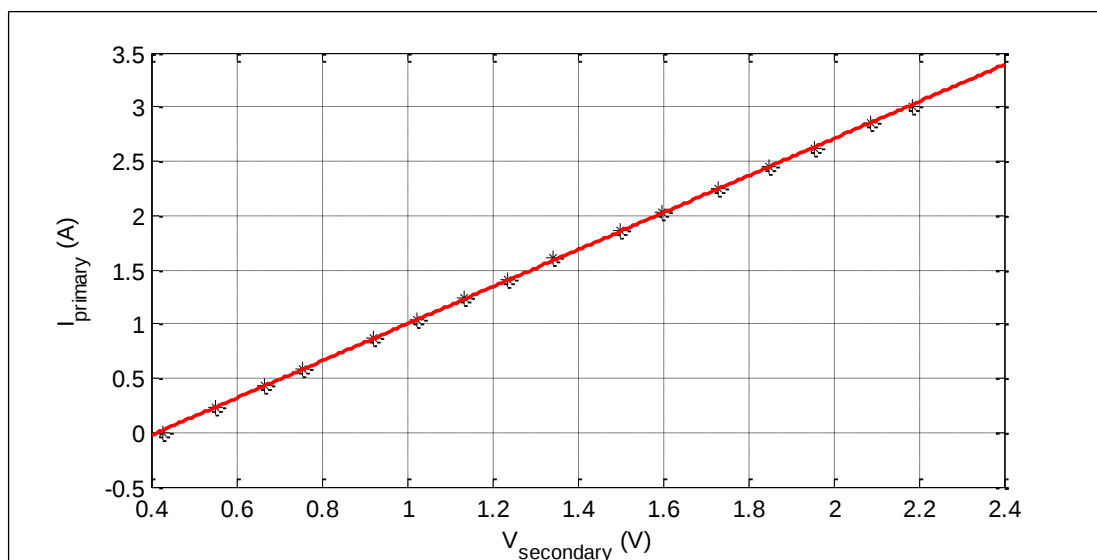
$$\text{Gain} = 1 + \frac{R_{h,2}}{R_{h,1}} \quad (3-17)$$

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

ตารางที่ 3.3 ผลการทดสอบอุปกรณ์วัดกระแส

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

จากผลการทดสอบอุปกรณ์ตรวจวัดกระแสในตารางที่ 3.3 สามารถนำมาสร้างกราฟแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 3.20 ดังนี้



รูปที่ 3.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสปฐมภูมิและแรงดันทุติยภูมิ
ของอุปกรณ์วัดกระแส

จากรูปที่ 3.20 จะเห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทุติยภูมิและกระแสปฐมภูมิมีลักษณะเป็นเชิงเส้น ทำการหาฟังก์ชันของกราฟโดยใช้โปรแกรม MATLAB จะได้สมการที่ (3-17) ดังนี้

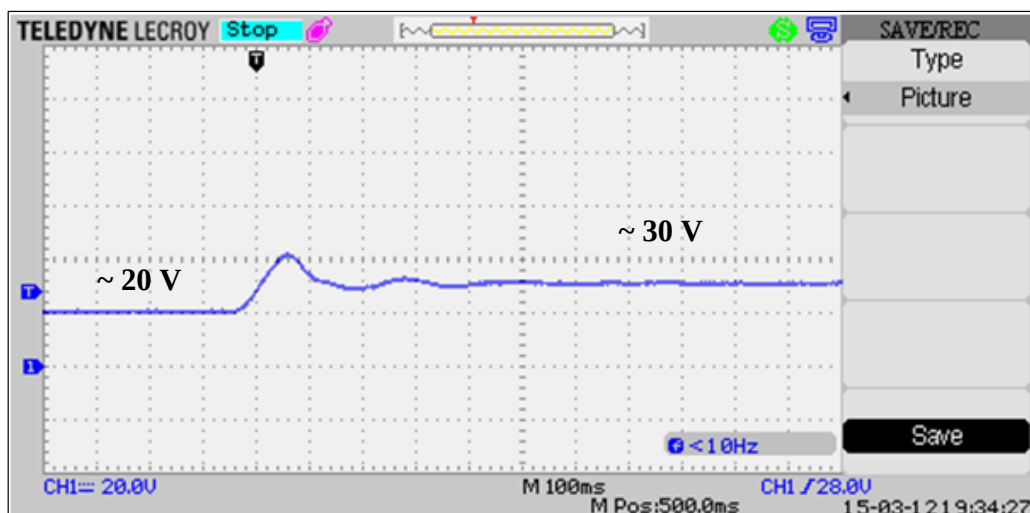
$$I_{primary} = (1.7067 \times V_{secondary}) - 0.7076 \quad (3-17)$$

สำหรับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ได้มีการเขียนโปรแกรมเพิ่มเติมในส่วนโปรแกรมของตัวควบคุม โดยมีการรับค่าจากอุปกรณ์ตรวจวัดกระแสและแรงดันนำไปเข้ากระบวนการของตัวควบคุมพีไอ และสร้างสัญญาณพีดีบีเบิ้ลยูเอ็มไปจุดชนวนสวิทช์ของวงจรแปลงผัน รายละเอียดโปรแกรมสามารถดูได้จากภาคผนวก ก.2

3.4.4 การทดสอบวงจรและอภิปรายผล

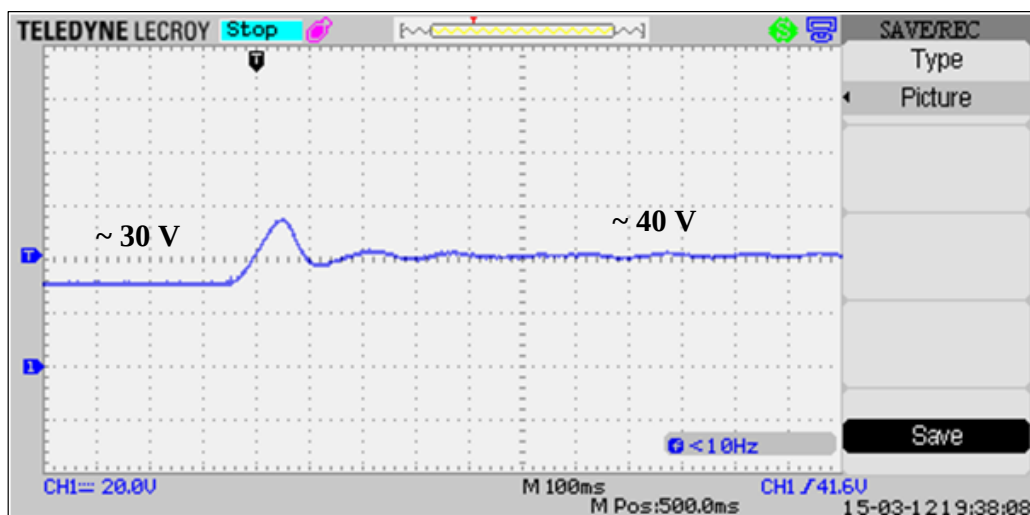
การทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานกรณีที่มีตัวควบคุมพีไอในรูปที่ 3.13 มีขั้นตอนการทดสอบ ดังนี้

ทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันในย่านการลดแรงดัน โดยปรับแรงดันอ้างอิง (V_o^*) ในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์จาก 20 V เป็น 30 V จะได้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดังรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.21 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V

จากนั้นทดสอบการทำงานในย่านการเพิ่มแรงดัน โดยปรับแรงดันอ้างอิง (V_o^*) ในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์จาก 30 V เป็น 40 V จะได้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดังรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.22 ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V

จากผลการทดสอบวงจรแปลงผันกรณีนีที่มีตัวควบคุมพีไอ รูปที่ 3.21 และ 3.22 จะเห็นว่าตัวควบคุมพีไอที่สร้างขึ้นในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถควบคุมให้แรงดันเอาต์พุต

มีค่าใกล้เคียงกับแรงดันอ้างอิงที่กำหนดไว้ นอกจากนี้ยังช่วยรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่กรณีเมื่อโหลดหรือแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลง

3.5 สรุป

จากการสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์ โดยแบ่งการดำเนินการสร้างเป็น 3 ขั้นตอน ช่วยให้สามารถมองเห็นถึงปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทำงานของวงจรในแต่ละส่วนได้อย่างชัดเจน จากการทดสอบพบว่าการทำงานของวงจรเป็นไปตามทฤษฎี แต่ก็มีอาการคลาดเคลื่อนเกิดขึ้น เนื่องจากชุดทดสอบจริงไม่เป็นอุดมคติ อย่างไรก็ตามชุดทดสอบที่สร้างขึ้นนี้สามารถใช้งานและควบคุมแรงดันตามที่ต้องการได้ แต่สมรรถนะของผลการตอบสนองยังไม่ดีเท่าที่ควร ดังนั้นจึงได้มีการศึกษาการออกแบบตัวควบคุมที่ทำให้ผลการตอบสนองมีสมรรถนะที่ดีที่สุด โดยอาศัยการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งจะได้นำเสนอในบทถัดไป

บทที่ 4

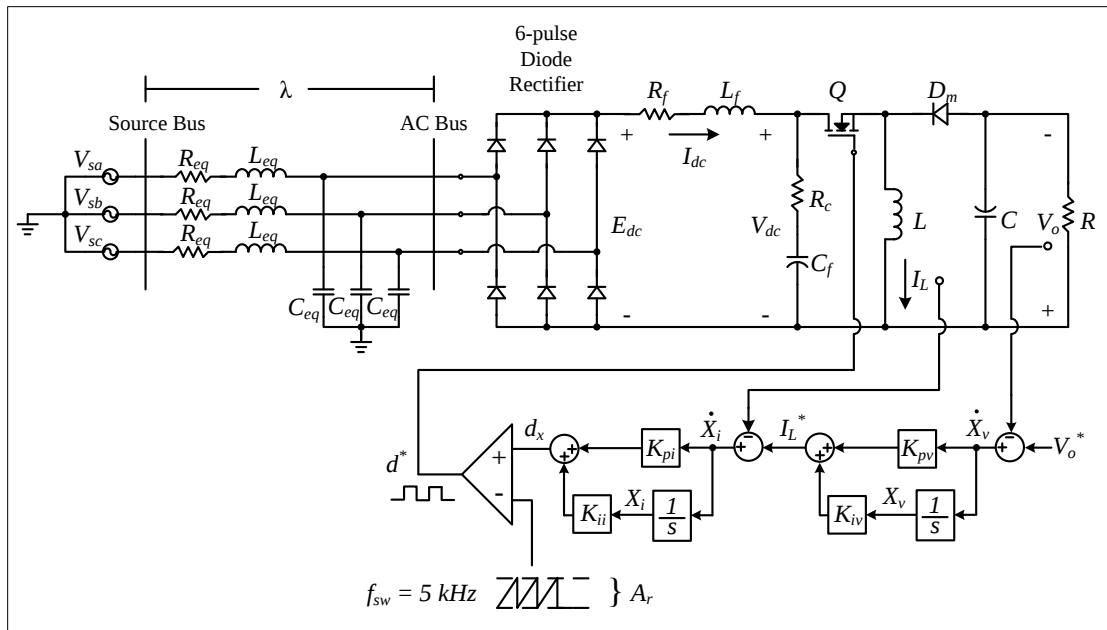
การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว

4.1 บทนำ

จากการศึกษาการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์ที่มีตัวควบคุมพีไอ เพื่อใช้ในการหาผลการตอบสนองของระบบ พบว่า จุดเด่นของแบบจำลองดังกล่าวคือ สามารถให้ผลลัพธ์ได้ในระยะเวลาที่รวดเร็ว ซึ่งมีความเหมาะสมกับการนำไปประยุกต์ใช้กับอัลกอริทึมสำหรับการหาจุดที่ดีที่สุด (Optimization) ซึ่งในบทนี้จะนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search; ATS) มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมเนื่องจากเป็นวิธีการที่ได้รับการพิสูจน์ทางคณิตศาสตร์ว่าสามารถค้นหาคำตอบที่ดีที่สุดได้จริง (D. Puangdownreong, K-N. Areerak, A. Srikaew, S. Sujitjorn, and P. Totarong, 2005) เพื่อค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ทำให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตมีสมรรถนะที่ดีที่สุด ร่วมกับการตรวจสอบเสถียรภาพและการตรวจสอบความสมจริงในขณะการออกแบบ เพื่อให้ตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นสามารถนำไปสร้างจริงได้ในทางปฏิบัติ

4.2 ระบบที่พิจารณา

ระบบที่พิจารณา คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์ แสดงได้ดังรูปที่ 4.1 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสามเฟส วงจรรีขงกระแสสามเฟส วงจรกรองกำลังไฟฟ้า และโหลดวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์ที่มีตัวควบคุมพีไอต่อเรียงกัน



รูปที่ 4.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์

การออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วย ATS จำเป็นจะต้องใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่พิจารณาในการคำนวณหาข้อมูลต่าง ๆ ของระบบ เพื่อนำไปประเมินผลตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ ซึ่งแบบจำลองของระบบได้ทำการวิเคราะห์ไว้แล้วในบทที่ 2 โดยมีรูปแบบดังสมการที่ (4-1) ดังนี้

$$\begin{cases} \dot{\delta \mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \end{cases} \quad (4-1)$$

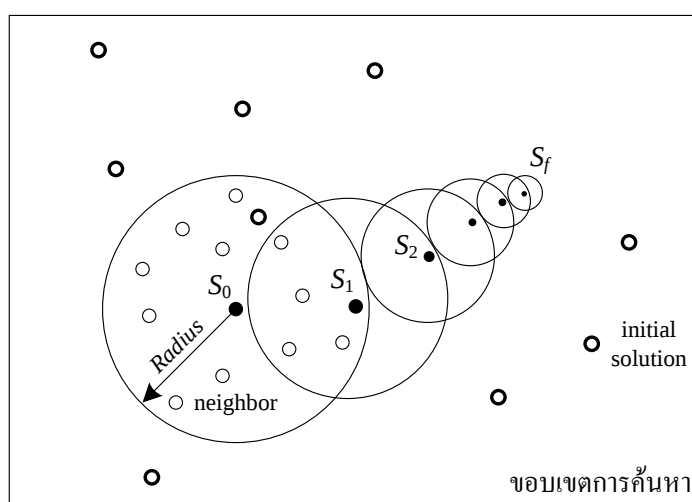
รายละเอียดของสมการที่ (4-1) สามารถดูได้จากสมการที่ (2-43) ในบทที่ 2

4.3 การออกแบบตัวควบคุม

การออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วย ATS เป็นการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมการค้นหาลำดับแบบตามเชิงปรับตัวเพื่อค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ทำให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด ซึ่งอัลกอริทึมการค้นหาดังกล่าวมีหลักการดังนี้

4.3.1 การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (ATS)

การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวเป็นอัลกอริทึมที่ถูกพัฒนาขึ้นจากอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามู (Tabu Search: TS) มีวัตถุประสงค์เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพในการหาคำตอบให้ดียิ่งขึ้น อัลกอริทึมนี้ได้พัฒนาขึ้นโดย กองพัน อารีรักษ์ และสราวุฒิ สุจิตจร ในปี พ.ศ. 2545 (K-N. Areerak and S. Sujitjorn, 2002) โดยได้ทำการเพิ่ม 2 กลไกเข้าไปในการค้นหาแบบตามูธรรมดา คือ การเดินย้อนรอย (back tracking) และการปรับรัศมีการค้นหา (adaptive radius) กลไกการเดินย้อนรอนั้นใช้แก้ปัญหาสำหรับการติดอยู่ในคำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local optimum) สำหรับกลไกการปรับรัศมีการค้นหา จะทำการปรับลดรัศมีในระหว่างการค้นหาจนกระทั่งการค้นหาเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุด อัลกอริทึมการค้นหาแบบ ATS ถูกสร้างขึ้นในรูปแบบโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่มีหลักการทำงานดังรูปที่ 4.2 ดังนี้



รูปที่ 4.2 การหาคำตอบด้วย ATS

จากรูปที่ 4.2 สามารถเขียนเป็นขั้นตอนของอัลกอริทึมการค้นหาได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 โปรแกรมจะทำการสุ่มคำตอบเริ่มต้น (initial solution) ซึ่งในกรณีนี้คือ K_{pv} , K_{iv} , K_{pi} และ K_{ii} ตามจำนวนที่กำหนดไว้ภายในขอบเขตค้นหา เพื่อหาคำตอบที่ดีที่สุดมาเป็นคำตอบเริ่มต้น (S_0) โดยที่การประเมินคำตอบว่าดีหรือไม่นั้นจะพิจารณาจากค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (W) ซึ่งรายละเอียดของการประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์สำหรับการออกแบบตัวควบคุมนี้จะได้นำเสนอในหัวข้อที่ 4.3.2 ในกระบวนการค้นหาจะกำหนดให้ S_{best} คือ คำตอบที่ดีที่สุดของการค้นหาในทุกกรอบที่ผ่านมา ดังนั้นในรอบแรกนี้จึงกำหนดให้ S_{best} มีค่าเท่ากับ S_0

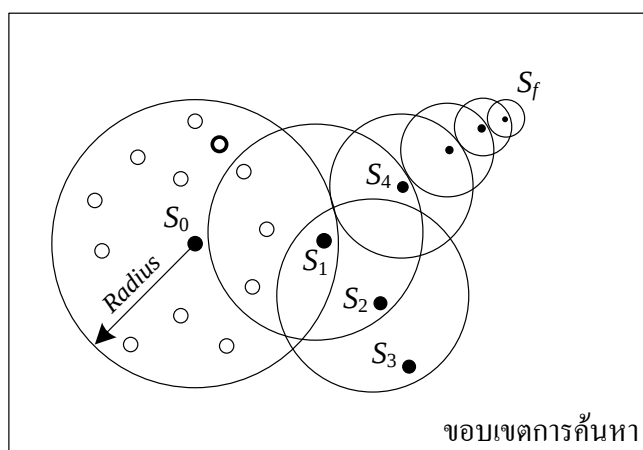
ขั้นตอนที่ 2 นำ S_0 มาใช้เป็นตำแหน่งศูนย์กลางเพื่อใช้หาค่าตอบในบริเวณใกล้เคียง (neighbor) ตามจำนวนที่กำหนดไว้ โดยการหาค่าจะอยู่ภายในรัศมีการค้นหา (*Radius*) จากนั้นนำคำตอบที่ดีที่สุดของการหาค่าในบริเวณใกล้เคียง (S_1) มาเปรียบเทียบกับ S_{best} โดยประเมินจากค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ตามเงื่อนไขคือ ถ้า S_1 มีผลการประเมินที่ดีกว่า S_{best} ให้ $S_{best} = S_1$ มิเช่นนั้นแล้ว ให้ $S_{best} = S_{best}$ นอกจากนี้ยังมีการปรับลดรัศมีการค้นหา หากพบคำตอบที่อยู่ในเกณฑ์ที่กำหนด ซึ่งการปรับลดรัศมีเป็นไปตามสมการที่ (4-2)

$$Radius(new) = \frac{Radius(old)}{DF} \quad (4-2)$$

เมื่อ DF คือ อัตราปรับลดรัศมี

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

ขั้นตอนที่ 4 ดำเนินการซ้ำตามขั้นตอนที่ 3 โดยมีการเปลี่ยนแปลงจาก S_k เป็น S_{k+1} และทำซ้ำไปจนครบจำนวนรอบการค้นหา (*Round*) ที่กำหนดไว้ ซึ่งคำตอบในรอบสุดท้ายกำหนดให้เป็น S_f และในกรณีที่การค้นหาไม่พบคำตอบที่ดีขึ้น กลไกการเดินย้อนรอยจะถูกนำมาใช้ โดยมีกระบวนการ คือ หากในการค้นหาคำตอบพบว่าการประเมินค่าที่ทำให้ $S_{best} = S_{best}$ ติดต่อกันครบตามจำนวน b ที่กำหนดไว้ ให้ S_k มีค่าเท่ากับ S_{k-b} ตัวอย่างการเดินย้อนรอยแสดงดังรูปที่ 4.3 เมื่อกำหนดให้ b เท่ากับ 2 และพบว่าคำตอบ S_1 มีค่า W เท่ากับ 0.3 ซึ่งเป็นตำแหน่งของ S_{best} ในปัจจุบัน จากนั้นค้นหาคำตอบ S_2 ได้ค่า W เท่ากับ 0.4 ดังนั้นคำตอบ S_1 ยังคงมีผลการประเมินที่ดีกว่า S_2 จึงกำหนดให้ $S_{best} = S_{best}$ จากนั้นดำเนินการค้นหาคำตอบ S_3 ได้ค่า W เท่ากับ 0.35 ซึ่งยังคงเป็นคำตอบที่แย่กว่า S_1 จึงกำหนดให้ $S_{best} = S_{best}$ เป็นครั้งที่ 2 ติดต่อกัน ซึ่งครบตามจำนวนที่กำหนดไว้ กลไกการเดินย้อนรอยจึงเริ่มทำงาน โดยปรับให้คำตอบ S_3 กลับไปอยู่ที่ตำแหน่งของ S_1 เพื่อหาคำตอบในทิศทางเดินใหม่



รูปที่ 4.3 การเคลื่อนย้ายรอบขณะการค้นหาคำตอบด้วย ATS

ขั้นตอนที่ 5 เมื่อครบจำนวนรอบการค้นหา คำตอบที่ดีที่สุด หรือ S_{best} จะถูกส่งมาเป็นคำตอบของกระบวนการค้นหา ซึ่งถือว่าสิ้นสุดกระบวนการ

นอกจากนี้อัลกอริทึมของ ATS จะมีพารามิเตอร์สำหรับการค้นหาที่เหมาะสมกับระบบแต่ละชนิด ถ้าเลือกใช้พารามิเตอร์ที่เหมาะสมกับระบบจะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการค้นหาคำตอบยิ่งขึ้น ซึ่งพารามิเตอร์ดังกล่าวมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

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

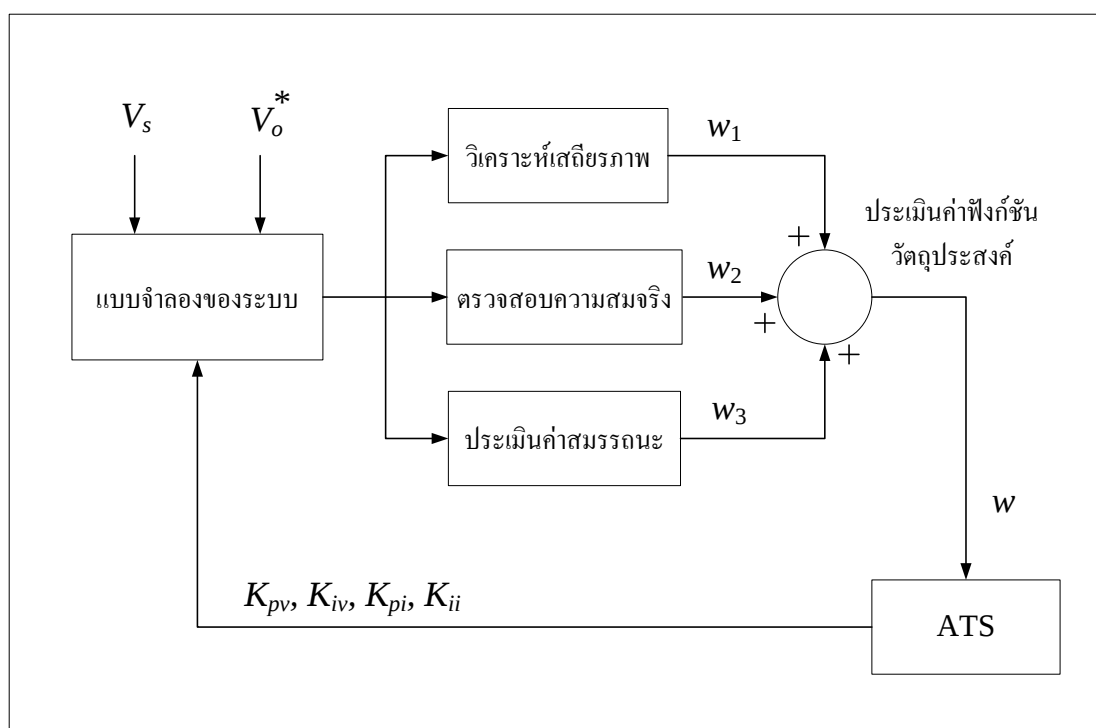
สำหรับค่าพารามิเตอร์ของ ATS สำหรับการออกแบบตัวควบคุม แสดงได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของ ATS (ดูรายละเอียดที่มาจาก ภาคผนวก ง.1)

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
<i>Initial number neighbor</i>	30	จำนวนการสุ่มคำตอบเริ่มต้น
<i>Radius</i>	20 %	รัศมีการค้นหาคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของขอบเขต
<i>DF</i>	1.15	อัตราปรับลดรัศมี
<i>Round</i>	50	จำนวนรอบการค้นหา
<i>Number neighbor</i>	20	จำนวนการสุ่มคำตอบในแต่ละรอบการค้นหา

4.3.2 กระบวนการออกแบบตัวควบคุม

องค์ประกอบสำหรับการออกแบบตัวควบคุมด้วย ATS ประกอบด้วย แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบพิจารณาสำหรับใช้ในการจำลองผลการตอบสนองของระบบ และ อัลกอริทึมการค้นหาคำตอบของ ATS ลำดับต่อไปจะเป็นการนำเสนอกระบวนการออกแบบตัวควบคุม ซึ่งสามารถเขียนเป็นแผนผังกระบวนการได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 กระบวนการออกแบบตัวควบคุมฟuzzyด้วย ATS

จากรูปที่ 4.4 สามารถเขียนเป็นขั้นตอนการทำงานได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดค่า V_s และ V_o^* ในจุดการทำงานที่ต้องการ ซึ่งในที่นี้ใช้ V_s เท่ากับ 15 V ส่วน V_o^* กำหนดให้มี 2 ย่านการทำงาน คือ V_o^* เปลี่ยนแปลงจาก 20 V ไปเป็น 30 V และ V_o^* เปลี่ยนแปลงจาก 30 V ไปเป็น 40 V ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของ V_o^* จะเป็นการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด ค่าตอบของกระบวนการค้นหากำหนดให้เป็นค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้แก่ K_{pv} , K_{iv} , K_{pi} และ K_{ii}

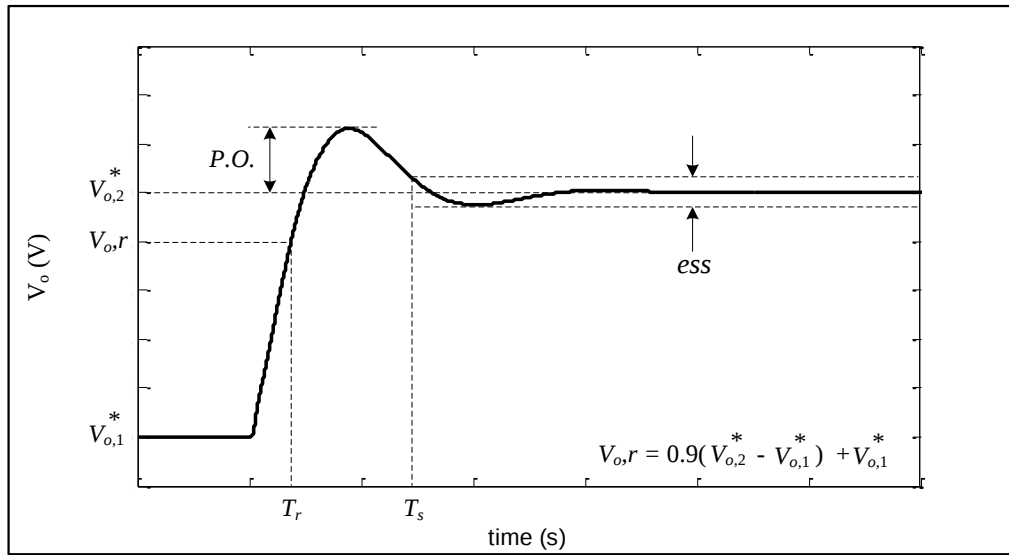
ขั้นตอนที่ 2 ทำการวิเคราะห์เสถียรภาพโดยอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง โดยพิจารณาที่เมตริกซ์ **A** ของแบบจำลองในสมการที่ (4-1) ซึ่งมีเงื่อนไข คือ หากค่าเจาะจงทุกตัวของระบบมีค่าส่วนจริงน้อยกว่าศูนย์ถือว่าระบบมีเสถียรภาพ กำหนดให้ $w_1 = 0$ มิเช่นนั้นแล้ว กำหนดให้ $w_1 = 10$

ขั้นตอนที่ 3 การตรวจสอบความสมจริง ในการออกแบบตัวควบคุมด้วย ATS นั้นมีเป้าหมายคือต้องการให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตมีสมรรถนะที่ดีที่สุด ซึ่งบางครั้งอาจทำให้ตัวควบคุมที่ออกแบบมีอัตราขยายที่สูงเกินไปและไม่สามารถนำไปสร้างจริงได้ ผู้วิจัยจึงได้กำหนดเงื่อนไขตรวจสอบเกี่ยวกับสัญญาณควบคุม (d_x) ซึ่งมีความสัมพันธ์กับพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังสมการที่ (4-3) ดังนี้

$$d_x = -K_{pi}I_L - K_{pv}K_{pi}V_o + K_{iv}K_{pi}X_v + K_{ii}X_i + K_{pv}K_{pi}V_o^* \quad (4-3)$$

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

ขั้นตอนที่ 4 การประเมินค่าสมรรถนะของผลการตอบสนองของ V_o ซึ่งประกอบด้วย เปอร์เซนต์การพุ่งเกิน (Percent overshoot; $P.O.$), ช่วงเวลาขึ้น (Rise time; T_r) และช่วงเวลาเข้าที่ (Settling time; T_s) แสดงดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 สมรรถนะที่พิจารณาสำหรับผลการตอบสนอง

จากค่าสมรรถนะที่พิจารณาสรุปได้ว่าผลการตอบสนองที่ดีจะต้องมีค่า $P.O.$, T_r และ T_s ที่น้อย ซึ่งค่าสมรรถนะกำหนดให้เป็น w_3 สามารถเขียนเป็นสมการให้สอดคล้องกับเงื่อนไขการวิเคราะห์เสถียรภาพและการตรวจสอบความสมจริงได้ดังสมการที่ (4-4) คือ

$$w_3 = h_1 \left(\frac{P.O._{ATS}}{P.O._{CON}} \right) + h_2 \left(\frac{T_{r,ATS}}{T_{r,CON}} \right) + h_3 \left(\frac{T_{s,ATS}}{T_{s,CON}} \right) \quad (4-4)$$

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

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

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

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

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

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

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

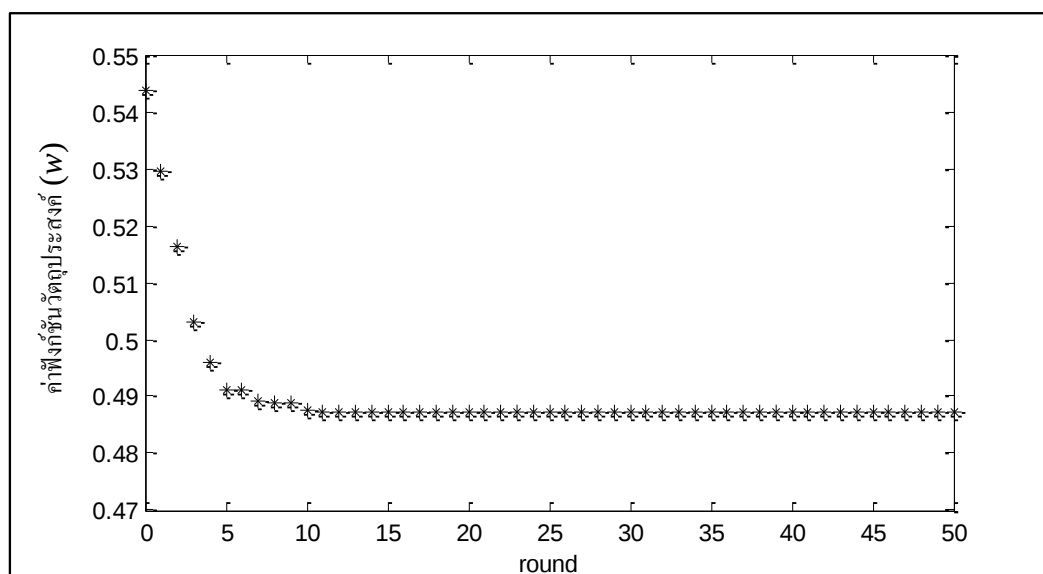
ขั้นตอนที่ 5 การประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (w) โดยนำผลการตรวจสอบจากขั้นตอนที่ 2 ถึงขั้นตอนที่ 4 มารวมกัน เขียนได้ดังสมการที่ (4-5) คือ

$$w = w_1 + w_2 + w_3 \quad (4-5)$$

ขั้นตอนที่ 6 นำค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ส่งให้กับกลไกการค้นหาของ ATS เพื่อประมวลผลและหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชุดใหม่ส่งให้กับแบบจำลองของระบบ โดยมีหลักการเช่นเดียวกับการระบุเอกลักษณ์ด้วย ATS ในบทที่ 6 กระบวนการทั้งหมดนี้จะทำวนซ้ำตามจำนวนรอบที่กำหนดไว้คือ 50 รอบ และเมื่อกระบวนการเสร็จสิ้นโปรแกรมจะแสดงผลการออกแบบตัวควบคุมและผลการตรวจสอบเงื่อนไขต่าง ๆ ซึ่งมีรายละเอียดแสดงไว้ในหัวข้อที่ 4.3.3

4.3.3 ผลการออกแบบตัวควบคุม

จากหัวข้อที่ผ่านมา การออกแบบตัวควบคุมพีไอใช้กระบวนการค้นหาคำตอบด้วย ATS จำนวนทั้งหมด 50 รอบ ซึ่งค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ดีที่สุดของการค้นหาในแต่ละรอบได้ถูกบันทึกไว้แสดงได้ดังรูปที่ 4.6



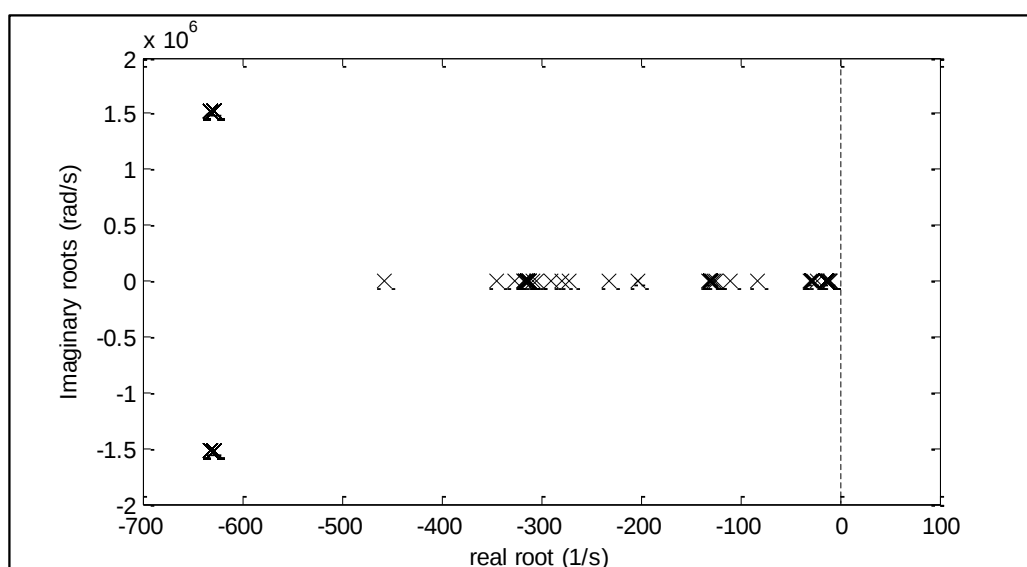
รูปที่ 4.6 ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ดีที่สุดของการค้นหาแต่ละรอบ

จากรูปที่ 4.6 ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ได้จากกระบวนการออกแบบตัวควบคุมในแต่ละรอบมีค่าน้อยลง ซึ่งเป็นการบ่งบอกว่าสามารถค้นหาตัวควบคุมที่ทำให้ผลการตอบสนองของ V_o มีสมรรถนะที่ดีขึ้น โดยที่ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่มีค่าน้อยที่สุดคือ 0.4812 จะได้พารามิเตอร์

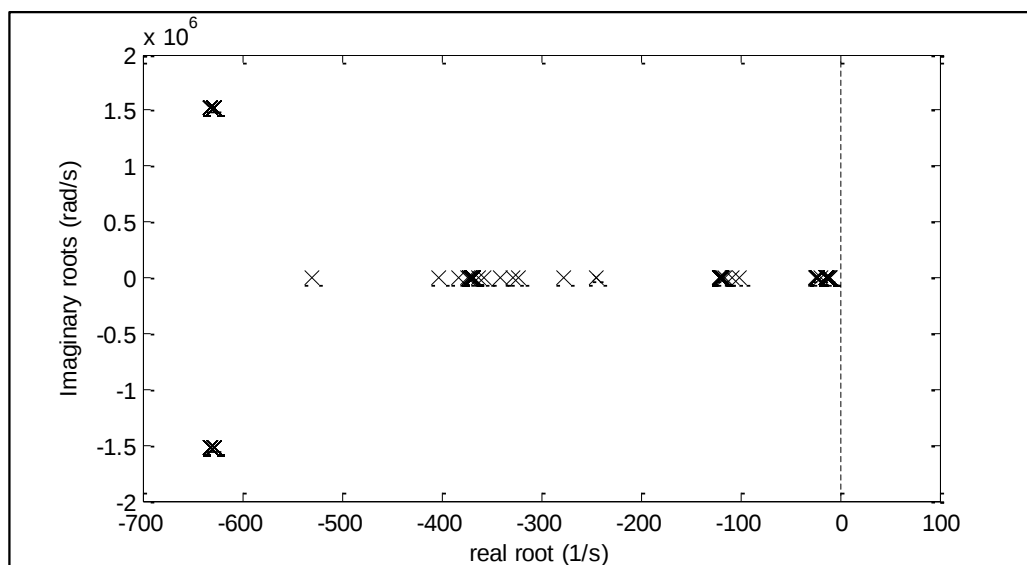
ของตัวควบคุมที่ทำให้ผลการตอบสนองของ V_o มีสมรรถนะที่ดีที่สุด ซึ่งพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวมีค่าดังนี้

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

การตรวจสอบเสถียรภาพในระหว่างการออกแบบตัวควบคุมจำนวนทั้งหมด 50 รอบ ได้มีการตรวจสอบค่าเฉพาะของระบบตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ และบันทึกตำแหน่งของค่าเฉพาะเหล่านั้นเพื่อใช้ในการแสดงผล โดยที่การออกแบบจะแบ่งออกเป็น 2 จุดการทำงาน คือ ที่ V_o^* เท่ากับ 30 V จะได้ค่าเฉพาะแสดงดังรูปที่ 4.7 และเมื่อ V_o^* เท่ากับ 40 V จะได้ค่าเฉพาะแสดงดังรูปที่ 4.8



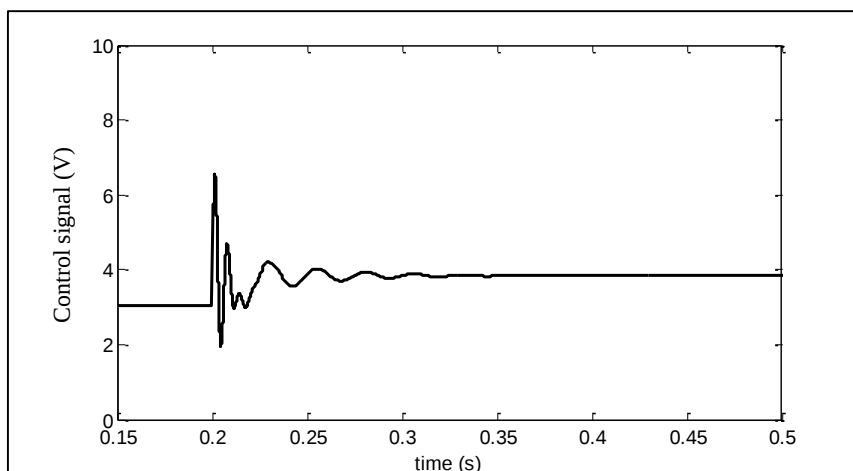
รูปที่ 4.7 ค่าเฉพาะจากระบบการออกแบบตัวควบคุม เมื่อ V_o^* เท่ากับ 30 V



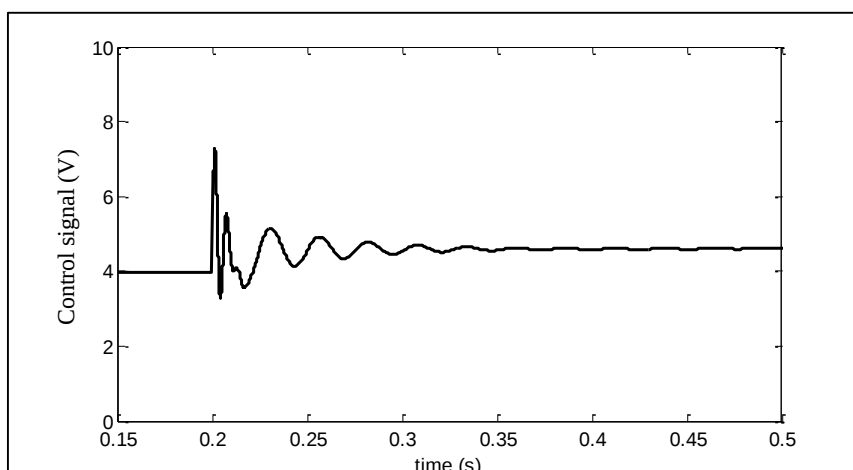
รูปที่ 4.8 ค่าเจาะจงในกระบวนการออกแบบตัวควบคุม เมื่อ V_o^* เท่ากับ 40 V

จากรูปที่ 4.7 และ 4.8 คือผลการวิเคราะห์เสถียรภาพที่เกิดขึ้นในกระบวนการออกแบบตัวควบคุมที่มีจำนวนรอบการค้นหาทั้งหมด 50 รอบ จะสังเกตได้ว่าค่าเจาะจงมีการกระจายตัวและซ้อนทับกันเป็นกลุ่ม ซึ่งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม อย่างไรก็ตามค่าเจาะจงทั้งหมดนี้มีค่าส่วนจริงน้อยกว่าศูนย์ จึงถือว่าตัวควบคุมที่ออกแบบได้ในแต่ละรอบยังคงทำให้ระบบมีเสถียรภาพ

การตรวจสอบความสมจริงในกระบวนการออกแบบตัวควบคุมด้วย ATS คำตอบที่ดีที่สุดจะต้องเป็นตัวควบคุมที่มีความถูกต้องตามเงื่อนไขความสมจริง ดังนั้นจึงได้ทำการตรวจสอบโดยคำนวณหา d_x ที่เกิดจากตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้น ตามความสัมพันธ์ในสมการที่ (4-3) ซึ่งต้องอาศัยการคำนวณหาตัวแปรที่เกี่ยวข้องด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (4-1) โดยกำหนดให้ V_o^* เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V และ V_o^* เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V จะได้สัญญาณควบคุม d_x ของตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นโดย ATS แสดงได้ดังรูปที่ 4.9 และรูปที่ 4.10 ตามลำดับ



รูปที่ 4.9 สัญญาณ d_x เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V



รูปที่ 4.10 สัญญาณ d_x เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V

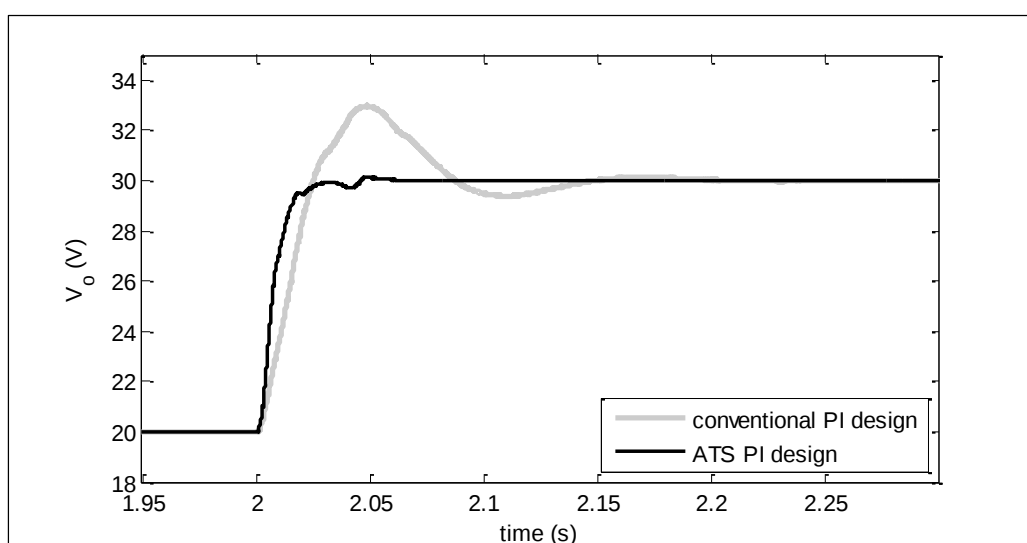
จากรูปที่ 4.9 และ 4.10 คือ สัญญาณควบคุม d_x ที่เกิดจากตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นโดย ATS ซึ่งมีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการที่ (4-3) จากรูปจะพบว่าระดับของสัญญาณ d_x อยู่ภายในช่วง 0 ถึง 10 ดังนั้นจึงถือได้ว่าตัวควบคุมนี้มีความสมจริงสามารถนำไปใช้ในงานจริงได้ จากนั้นนำตัวควบคุมที่ออกแบบด้วย ATS ไปจำลองสถานการณ์เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของ V_o และนำไปใช้กับชุดทดสอบจริง ซึ่งจะได้นำเสนอในหัวข้อที่ 4.4

4.4 การทดสอบตัวควบคุม

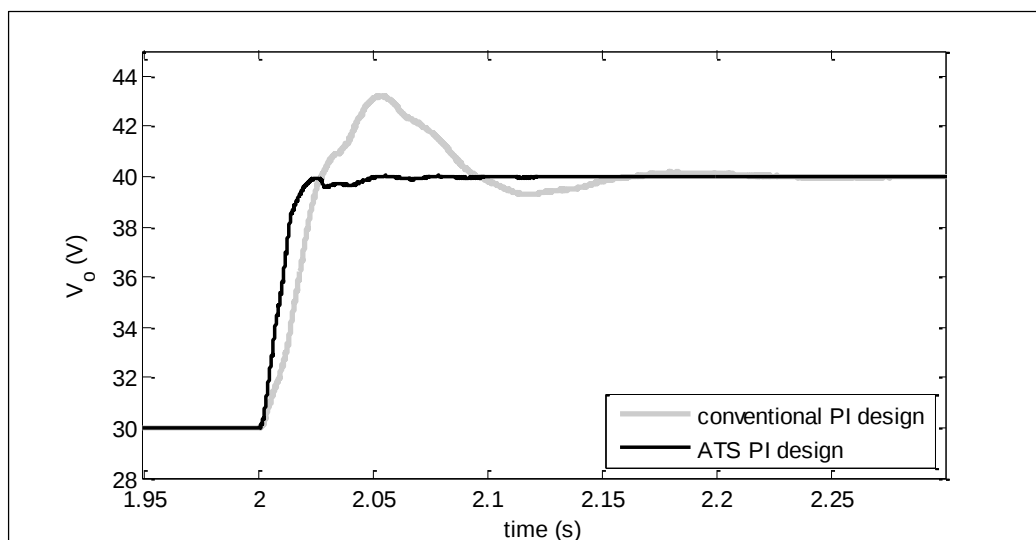
การทดสอบตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบขึ้น จะใช้การจำลองสถานการณ์ด้วย SPSTM ของโปรแกรม MATLAB และทดสอบกับชุดทดสอบจริง โดยแสดงการเปรียบเทียบผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตที่ใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบโดยวิธีการดั้งเดิมและตัวควบคุมที่ออกแบบโดย ATS ซึ่งมีผลการทดสอบดังต่อไปนี้

4.4.1 ผลการทดสอบจากการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์

เพื่อยืนยันผลการออกแบบ ดำเนินการโดยนำตัวควบคุมที่ออกแบบด้วย ATS และตัวควบคุมที่ออกแบบโดยวิธีการดั้งเดิมไปจำลองสถานการณ์ด้วย SPSTM ของโปรแกรม MATLAB จะได้ผลการตอบสนองของ V_o เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V แสดงดังรูปที่ 4.11 และผลการตอบสนองของ V_o เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V แสดงดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.11 ผลการตอบสนองของ V_o เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V

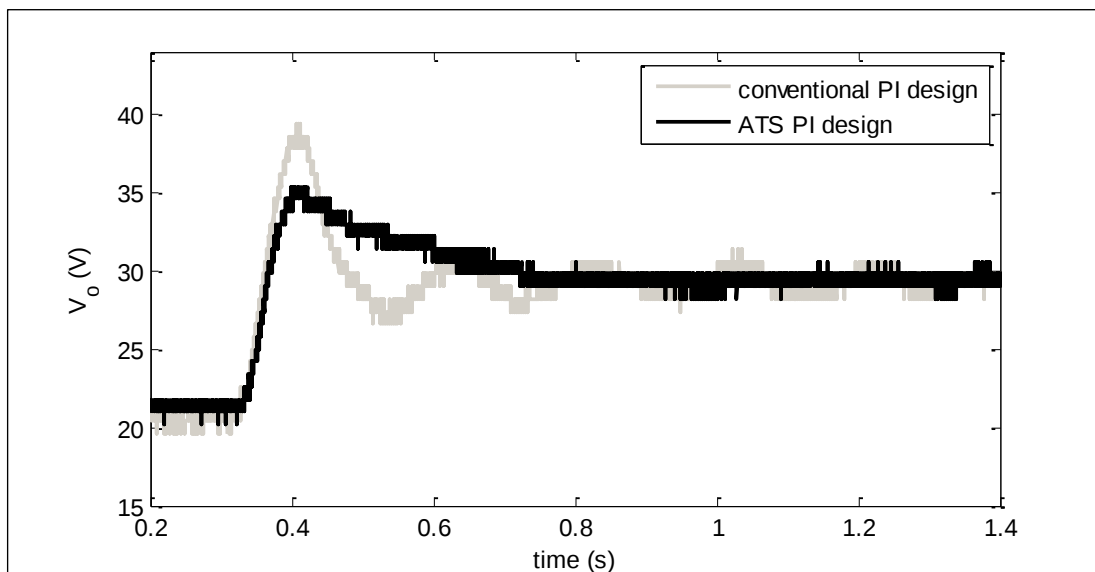


รูปที่ 4.12 ผลการตอบสนองของ V_o เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V

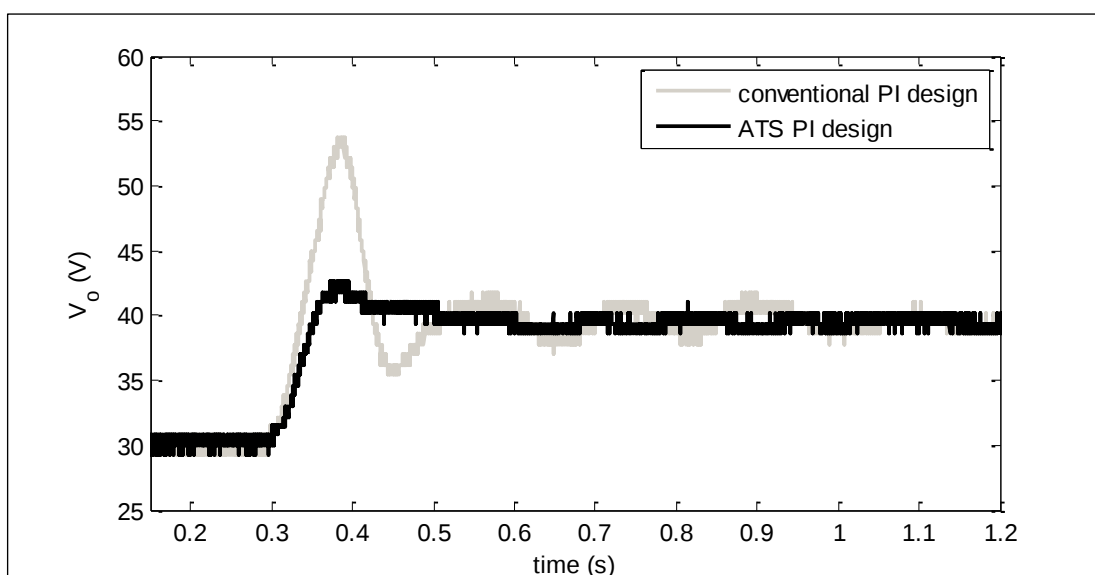
จากรูปที่ 4.11 และรูปที่ 4.12 พบว่าผลการตอบสนองของ V_o ที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วย ATS มีสมรรถนะที่ดีกว่าการใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีดั้งเดิมอย่างชัดเจน

4.4.2 ผลการทดสอบจากชุดทดสอบจริง

เพื่อให้เกิดความสมจริงมากขึ้น จะนำตัวควบคุมที่ออกแบบด้วย ATS ไปใช้กับชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคก์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมพีไอที่สร้างขึ้นในบทที่ 5 เพื่อเก็บบันทึกผลการตอบสนองของ V_o มาเปรียบเทียบกับสมรรถนะกับผลการตอบสนองของ V_o ของชุดทดสอบที่ใช้ตัวควบคุมแบบดั้งเดิม โดยทำการปรับ V_o^* จาก 20 V เป็น 30 V จะได้ V_o แสดงดังรูปที่ 4.13 และปรับ V_o^* จาก 30 V เป็น 40 V จะได้ V_o แสดงดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.13 ผลการตอบสนองของ V_o เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 20 V เป็น 30 V



รูปที่ 4.14 ผลการตอบสนองของ V_o เมื่อ V_o^* เปลี่ยนจาก 30 V เป็น 40 V

จากรูปที่ 4.11 และรูปที่ 4.12 พบว่าผลการตอบสนองของ V_o ที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วย ATS มีสมรรถนะที่ดีกว่าการใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีดั้งเดิม ซึ่งมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ดังนั้นการออกแบบที่น่าเสนอใน

บทนี้แสดงให้เห็นว่าวิธีการ ATS สามารถออกแบบตัวควบคุมที่ให้ผลการตอบสนองที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม

4.5 สรุป

การออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เป็นการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมการค้นหาคำตอบด้วย ATS โดยมีแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมที่ได้พิสูจน์ขึ้นในงานวิจัยนี้เป็นองค์ประกอบในกระบวนการออกแบบ จากผลการออกแบบพบว่าผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของระบบที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบโดย ATS มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบโดยวิธีดั้งเดิมทั้งในการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรมคอมพิวเตอร์และการทดสอบด้วยชุดทดสอบจริง ดังนั้นจึงถือได้ว่าการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วย ATS สามารถนำไปใช้จริงได้อย่างมีประสิทธิภาพ

บทที่ 5

สรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุป

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ โดยนำวิธีดีคิวมาใช้ในการวิเคราะห์ในส่วน of วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปนำมาใช้ในการวิเคราะห์ทั้งวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ จากวิธีการดังกล่าวจะทำให้แบบจำลองของระบบเป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นกับเวลา สามารถนำไปจำลองสถานการณ์เพื่อหาผลการตอบสนองได้ง่ายยิ่งขึ้น โดยแบบจำลองที่พิสูจน์ขึ้นนี้ได้รับการตรวจสอบความถูกต้องโดยอาศัยการเปรียบเทียบผลการตอบสนองจากแบบจำลองและผลการตอบสนองจากการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งพบว่าผลการตอบสนองของระบบมีลักษณะที่ตรงกัน ดังนั้นจึงถือได้ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้พิสูจน์ขึ้นมีความถูกต้อง สามารถนำไปใช้เป็นองค์ประกอบในการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

จากนั้นในบทที่ 3 ได้นำเสนอการสร้างชุดทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ โดยได้ทำการสร้างชุดทดสอบอย่างเป็นขั้นตอน เพื่อสังเกตการทำงานของวงจรในแต่ละส่วน รวมถึงการทำงานของตัวควบคุม ซึ่งจากการทดสอบพบว่าวงจรสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องใกล้เคียงกับการคำนวณทางทฤษฎีและสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ตามที่ต้องการ

และในบทที่ 4 ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวในการช่วยออกแบบตัวควบคุมที่ทำให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตมีสมรรถนะที่ดีที่สุด โดยมีเงื่อนไขเกี่ยวกับตรวจสอบเสถียรภาพและเงื่อนไขความสมจริง เป็นองค์ประกอบในกระบวนการออกแบบ การออกแบบตัวควบคุมนี้อาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่ได้พิสูจน์ขึ้นในบทที่ 2 ซึ่งมีจุดเด่น คือ สามารถให้ผลการตอบสนองได้ในเวลาที่รวดเร็ว ซึ่งเหมาะกับการนำมาใช้กับอัลกอริทึมการค้นหาด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ จากผลการออกแบบตัวควบคุมพบว่า ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของระบบที่อาศัยตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นด้วยวิธีการค้นหาแบบ

ตามเชิงปรับตัว มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบโดยวิธีการดั้งเดิม ทั้งในการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรมคอมพิวเตอร์และผลที่ได้จากชุดทดสอบจริง

5.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

- ควรมีการสร้างเงื่อนไขอื่น ๆ สำหรับการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ เพื่อให้ผลที่ออกแบบสามารถนำไปใช้งานจริงได้อย่างสมบูรณ์แบบยิ่งขึ้น
- ควรมีการศึกษาการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันกำลัง ภายใต้โหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง เพื่อใช้จำลองการทำงานได้อย่างครอบคลุมยิ่งขึ้น

รายการอ้างอิง

- 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.
- A. Emadi, Modeling of Power Electronic Loads in AC Distribution Systems Using the Generalized State-Space Averaging Method, **IEEE Trans. on Indus. Elect., Vol. 51, n. 5, October 2004**, pp. 992-1000.
- C-M Ong, "Dynamic Simulation of Electric Machinery using MATLAB/Simulink," Prentice Hall, 1998.
- D. Puangdownreong, K.-N. Areerak, A. Srikaew, S. Sujitjorn, P. Totarong, System identification via Adaptive Tabu Search, **IEEE International Conference 2005, vol.2**, pp. 915 - 920.
- J. Mahdavi, A. Emadi, M.D. Bellar, and M. Ehsani, Analysis of Power Electronic Converters Using the Generalized State-Space Averaging Approach, **IEEE Trans. On Circuit and Systems., Vol. 44, August 1997**, pp.767-770.
- K. Chaijarunudomrung, K-N. Areerak, K-L. Areerak, A. Srikaew, The controller design of three-phase controlled rectifier using an adaptive tabu search algorithm, **Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2011 8th International Conference 2011**, pp. 605 - 608.
- K. Chaijarunudomrung, K-N. Areerak, and K-L. Areerak, Modeling of Three-phase Controlled Rectifier using a DQ method, **2010 International Conference on Advances in Energy Engineering (ICAEE 2010), Beijing, China: June 19-20, 2010**, pp.56-59.

- K-N. Areerak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas, DQ-Transformation Approach for Modeling and Stability Analysis of AC-DC Power System with Controlled PWM Rectifier and Constant Power Loads, **13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008), Poznan, Poland, 1-3 September 2008.**
- K-N. Areerak, and S. Sujitjorn, Performance Comparison between Genetic Algorithm and Tabu Search Method, **Suranaree J. Sci.Technol.**, 9, 61-68, 2002.
- M. Sakui, H. Fujita, and M. Shioya. A method for calculating harmonic current of a three-phase bridge uncontrolled rectifier with DC filter. **IEEE Trans. on Industrial Electronics.**, **1989**, pp. 434-440.
- N. Mohan, T.M. Underland, and W.P. Robbins. (2003). Power Electronics: Converter, Application, and Design. **John Wiley & Son.**
- S.B. Han, N.S. Choi, C.T. Rim, and G.H. Cho, (1998). Modeling and analysis of Static and Dynamic Characteristics for Buck-Type Three-Phase PWM Rectifier by Circuit DQ Transformation. **IEEE Trans. on Power Electronics.** 13(2): 323-336.
- T. Narongrit, K-L. Areerak, and K-N. Areerak, Design for an active Power Filter using Genetic Algorithm Technique, **The 9th WSEAS International Conference on artificial Intelligent, Knowledge Engineering and Data Bases (AIKED'10), Cambridge, United Kingdom: February 20-22, 2010**, pp. 46-50.
- T.W. Gamelin. (2000). Complex Analysis.
- U. Leeton, D. Uthitsunthorn, U. Kwannetr, N. Sinsuphun, T. Kulworawanichpong, Power loss minimization using optimal power flow based on particle swarm optimization, **International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)**, Chaing Mai: May 19-21, 2010, pp. 440-444.

ภาคผนวก ก.

โปรแกรมการคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ เพื่อหาผลเฉลยของแบบจำลองทาง
คณิตศาสตร์ ที่ทำงานบนโปรแกรม MATLAB

ภาคผนวก ก.1 โปรแกรมสำหรับคำนวณสมการการไหลของกำลังไฟฟ้า

สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

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

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

%%%%%%%%% ดูโปรแกรมการค้นหาคำด้วยวิธีของนิวตัน - رافสัน %%%%%%%%%%

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

while EV>=ES & EL>=ES

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

```

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

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

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

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

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

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

```

ภาคผนวก ก.2 โปรแกรมสำหรับการคำนวณหาผลการตอบสนอง จากแบบจำลองทาง
คณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
กรณีที่ไม่มีความควบคุม

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

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

%%%%%%%%% จำนวนสมการการไหลของกำลังไฟฟ้า %%%%%%%%%%

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

```

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

```

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

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

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

ภาคผนวก ก.3 โปรแกรมสำหรับการคำนวณหาผลการตอบสนอง จากแบบจำลองทาง
คณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
กรณีที่มีตัวควบคุมพีไอ

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

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

%%% กำหนดสมการการไหลของกำลังไฟฟ้าในจุดการทำงานเริ่มต้น %%%

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

```

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

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

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

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

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

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

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

%%%%% จำนวนค่าตัวแปรสถานะในจุดการทำงานเริ่มต้น %%%%%

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

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

```

```

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

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

%%% คำนวณสมการการไหลของกำลังไฟฟ้าหลังปรับเปลี่ยนจุดการทำงาน %%%

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

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

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

```

```

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

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

%%%%%   จำนวนค่าตัวแปรสถานะหลังปรับเปลี่ยนจุดการทำงาน   %%%%%

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

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

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

```

```

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

%%%%%      จำนวนค่าในเมตริกซ์ A      %%%%%

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

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

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

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

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

```

```

%%%%%%%%   จำนวนค่าในเมตริกซ์ B   %%%%%%%%%

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

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

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

%%%%%%%%   จำนวนค่าในเมตริกซ์ C และ D   %%%%%%%%%

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

%%%%%%%%   แก๊ระบบสมการอนุพันธ์ เพื่อหาผลการตอบสนอง   %%%%%%%%%

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

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

```

```

L_Xi = y(:,10)+ Xi_o1;

%%%%%      จำนวนค่าสัญญาณควบคุม      %%%%%

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

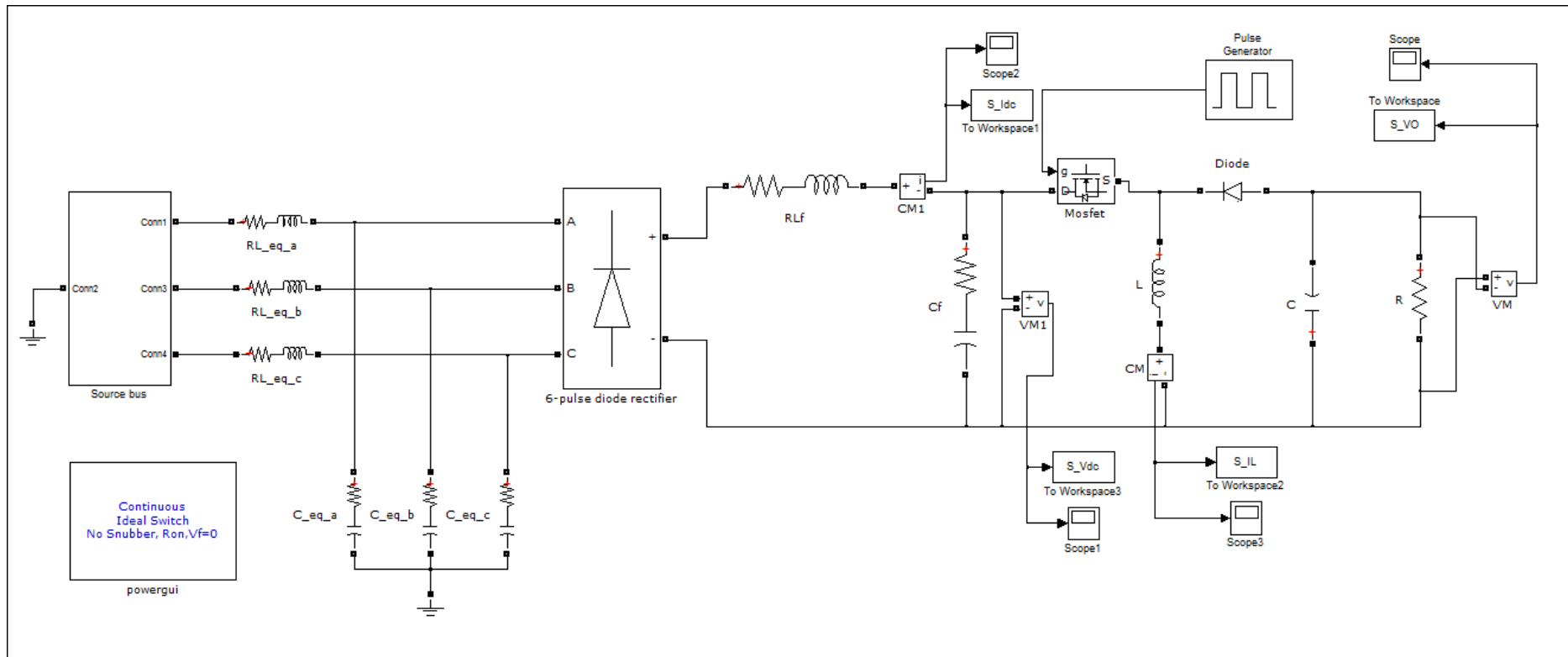
```

ภาคผนวก ข.

การจำลองสถานการณ์ของระบบด้วย SimPowerSystem™

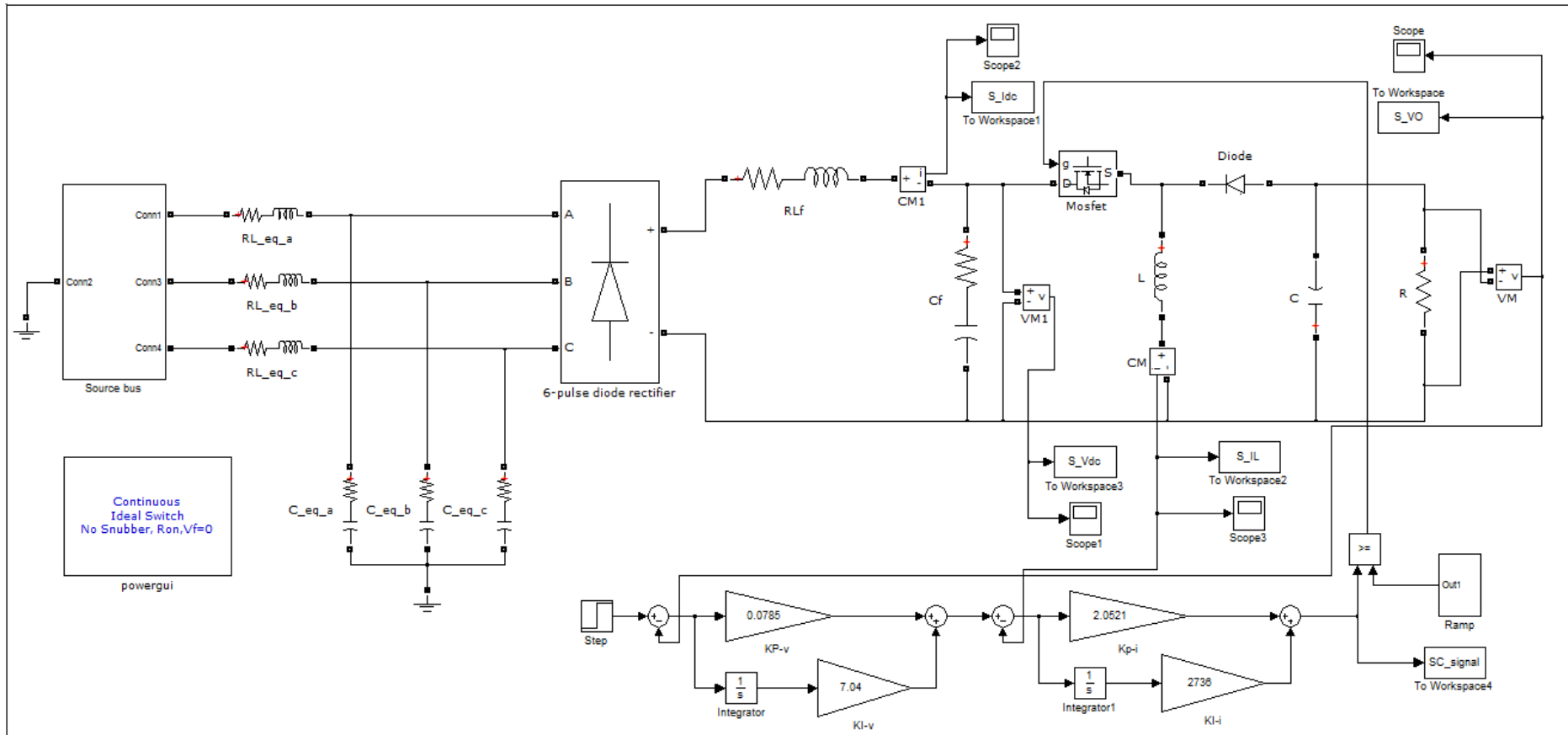
ของโปรแกรม MATLAB

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



รูปที่ ข.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัค-บูสต์กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม

ภาพผนวก ข.2 การจำลองสถานการณ์ด้วย SPSTM ของระบบที่มีตัวควบคุมพีไอ แสดงได้ดังรูปที่ ข.2



รูปที่ ข.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์กรณีที่มีตัวควบคุมพีไอ

ภาคผนวก ค.

โปรแกรมสำหรับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์

ภาคผนวก ก.1 โปรแกรมการสร้างสัญญาณพัลส์เบิดยูเอม สำหรับชุดทดสอบที่เป็นระบบวงเปิด

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

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

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

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

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

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

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

ภาคผนวก ก.2 โปรแกรมการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม สำหรับชุดทดสอบที่เป็นระบบวงปิด

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

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

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

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

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

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

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

```

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

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

  %%%กำหนดโหมดสัญญาณ PWM ที่มีความถี่ 5 kHz %%%

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

void loop() {

  %%%รับค่าแรงดันอ้างอิง จากผู้ใช้งาน %%%

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

  %%%อ่านค่าแรงดันและกระแส จากอุปกรณ์ตรวจวัด %%%

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

```

```

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

```

%%%%%%%%% เข้าสู่กระบวนการของตัวควบคุมพีไอลูปแรงดัน %%%%%%%%%%

```

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

```

%%%%%%%%% เข้าสู่กระบวนการของตัวควบคุมพีไอลูปกระแส %%%%%%%%%%

```

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

```

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

```

OCR1A = d;
OCR1B = d;
}

```

ภาคผนวก ง.

การหาค่าพารามิเตอร์ของ ATS
ให้มีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา

ภาพผนวก ง.1 การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของ ATS ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์
ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ เพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุม

การหาค่า *Initial number neighbor* โดยเลือกใช้จำนวนเท่ากับ 10, 20, 30, 40 และ 50 ดัง
ตารางที่ ง.1 โดยกำหนดให้ $Round = 10$, $Number\ neighbor = 10$, $Radius = 20\%$ และ $DF = 1.01$

ตารางที่ ง.1 การทดสอบเพื่อหาค่า *Initial number neighbor*

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

จากตารางที่ ง.1 พบว่าเมื่อใช้ *Initial number neighbor* เท่ากับ 30 จะได้ค่า W เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้น
จึงเลือกใช้ *Initial number neighbor* = 30

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

ตารางที่ ง.2 การทดสอบเพื่อหาค่า *Radius*

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

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

การหาค่า *DF* โดยเลือกใช้ค่าเท่ากับ 1.01, 1.1, 1.2, 1.3 และ 1.4 แสดงดังตารางที่ ง.3 โดยกำหนดให้ *Round* = 10, *Number neighbor* = 10, *Initial number neighbor* = 30 และ *Radius* = 20 %

ตารางที่ ง.3 การทดสอบเพื่อหาค่า *DF*

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

จากตารางที่ ง.3 พบว่าเมื่อใช้ *DF* เท่ากับ 1.05 จะได้ค่า *W* เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ *DF* = 1.15

การหาค่า *Round* โดยเลือกใช้จำนวนเท่ากับ 20, 30, 40, 50 และ 60 แสดงดังตารางที่ ง.4 โดยกำหนดให้ *Number neighbor* = 10, *Initial number neighbor* = 30, *Radius* = 20 % และ *DF* = 1.15

ตารางที่ ง.4 การทดสอบเพื่อหาค่า *Round*

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

จากตารางที่ ง.4 พบว่าเมื่อใช้ *Round* เท่ากับ 50 จะได้ค่า *W* เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ *Round* = 50 เพราะใช้จำนวนรอบการค้นหาน้อยที่สุด

การหาค่า *Number neighbor* โดยเลือกใช้จำนวนเท่ากับ 10, 15, 20, 25 และ 30 ดังตารางที่ ง.5 โดยกำหนดให้ *Round* = 50, *Initial number neighbor* = 30, *Radius* = 20 % และ *DF* = 1.15

ตารางที่ ง.5 การทดสอบเพื่อหาค่า *Number neighbor*

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

จากตารางที่ ง.5 พบว่าเมื่อใช้ *Number neighbor* เท่ากับ 20 จะได้ค่า *W* เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ *Number neighbor* = 20

ภาคผนวก จ.

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

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

ยื่นจดลิขสิทธิ์โปรแกรมคอมพิวเตอร์

“โปรแกรมออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคกึ่งบูสต์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์”

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

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

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

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

I. INTRODUCTION

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

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

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

II. SYSTEM CONSIDERED

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

III. MATHEMATICAL MODEL DERIVATION

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

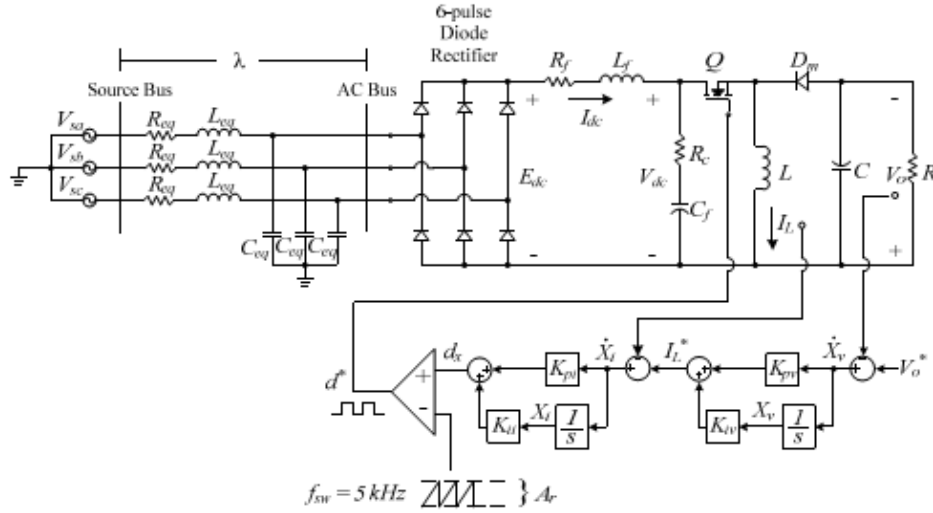


Fig. 1. Considered system

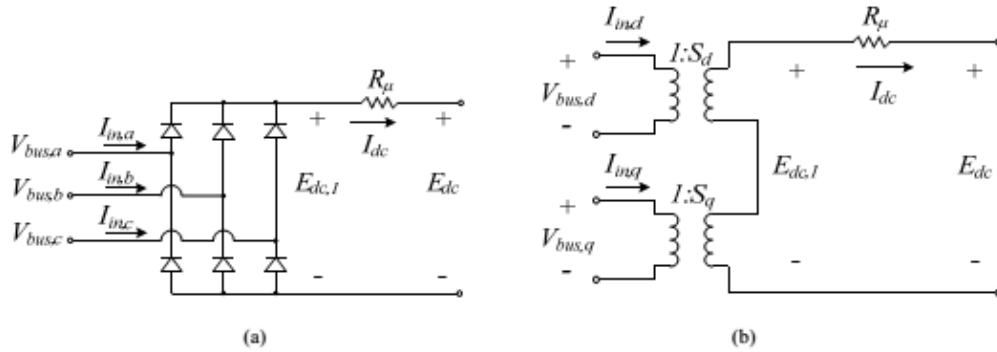


Fig. 2. Three-phase diode rectifier model

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

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

where ϕ_1 = Phase angle of DQ frame and ϕ = Phase angle of AC bus voltage.

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

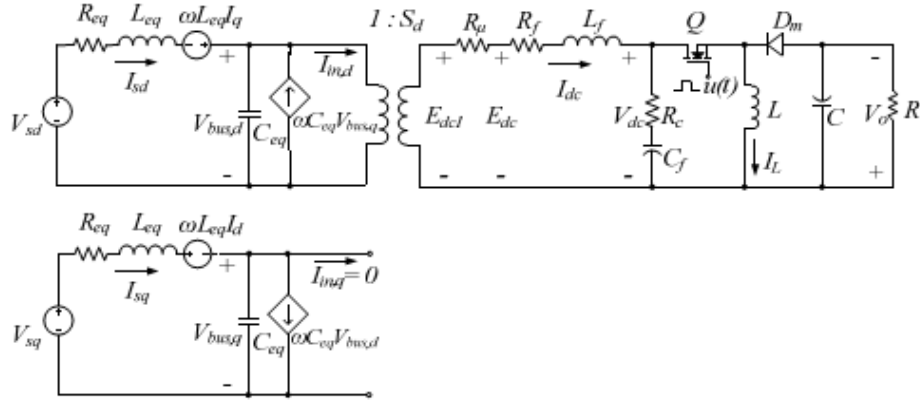


Fig. 3. The simplified equivalent circuit of the power system

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

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

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

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

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

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

$$d^* = \frac{1}{A_v} \left(-K_{pi} I_L - K_{pv} K_{pi} V_o + K_{ii} K_{pi} X_v + K_{iv} X_i + K_{pv} K_{ii} V_o^* \right) \quad (4)$$

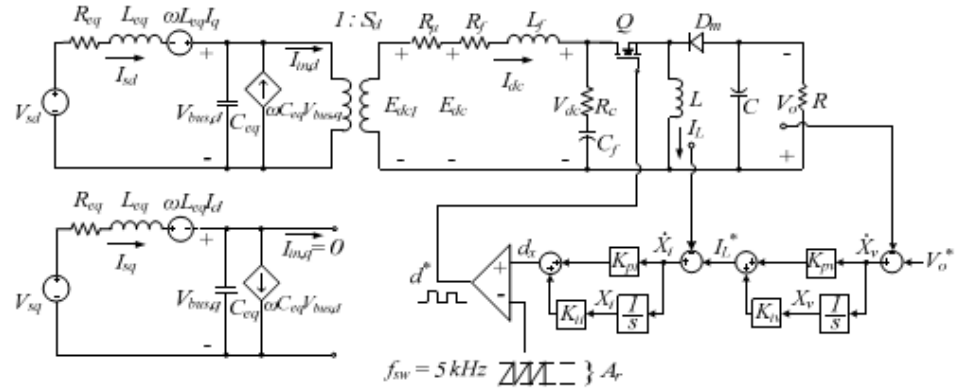


Fig. 4. The equivalent circuit of the power system with cascade PI controllers

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

IV. MODEL VALIDATION

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

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

where

$$\delta \mathbf{x} = [\delta I_{sd} \ \delta I_{sq} \ \delta V_{hsd} \ \delta V_{hsq} \ \delta I_{dc} \ \delta V_{dc} \ \delta I_L \ \delta V_o \ \delta \zeta_v \ \delta \zeta_i]^T$$

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

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

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

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

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

The matrices $\mathbf{A}$ $\mathbf{B}$ $\mathbf{C}$ and $\mathbf{D}$ are too awkward to put in this paper.

The DQ+GSSA linearized model in (6) is simulated for small-signal transients against a corresponding exact topology model from MATLAB. The set of system parameters is as follow: $V_s = 30 \text{ V}_{\text{rms/phase}}$, $\omega = 2\pi \times 50 \text{ rad/s}$, $R_{eq} = 0.1 \Omega$, $L_{eq} = 24 \mu\text{H}$, $C_{eq} = 2 \text{ nF}$, $R_f = 0.01 \Omega$, $L_f = 33 \text{ mH}$, $C_f = 500 \mu\text{F}$, $R_o = 0.4 \Omega$, $R = 100 \Omega$, $L = 15 \text{ mH}$, $C = 141 \mu\text{F}$, $A_s = 10$, $K_{pv} = 0.016$, $K_{iv} = 4.475$, $K_{\mu} = 0.4327$ and $K_o = 25,695$

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

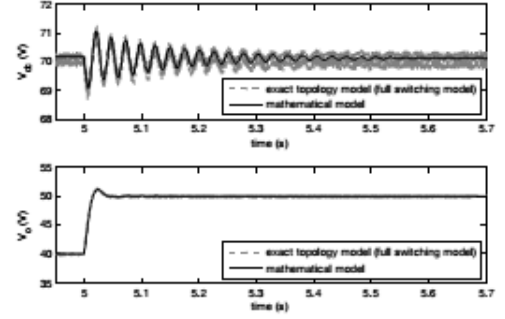


Fig. 5. V_{dc} and V_o responses to a step change of V_o^* from 40 to 50 V

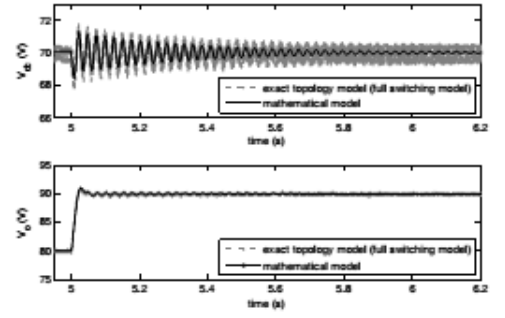


Fig. 6. V_{dc} and V_o responses to a step change of V_o^* from 80 to 90 V

V. CONCLUSION

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

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

ACKNOWLEDGEMENT

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

REFERENCES

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