

การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน
ด้วยเทคนิคพีดีบีลยูเอ็มบนแกนดีคิว

นายพลลิตธี ศานติประพันธ์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2554

**THE COMPENSATING CURRENT CONTROL OF SHUNT
ACTIVE POWER FILTER USING PWM TECHNIQUE
ON DQ – AXIS**

Phonsit Santiprapan

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
Academic Year 2011**

การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยเทคนิค
พีดีบีเบิลยูเอ็มบนแกนดีคิว

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักศึกษานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาโทบริหารธุรกิจ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร.อนันต์ อุ่นศิริไฉย)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.กมล อารีรักษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(รศ. ดร.อาทิตย์ ศรีแก้ว)

กรรมการ

(ผศ. ดร.กมล อารีรักษ์)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิมปิจำนงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

พลสิทธิ์ สานติประพันธ์ : การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน
ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มบนแกนดีคิว (THE COMPENSATING CURRENT CONTROL
OF SHUNT ACTIVE POWER FILTER USING PWM TECHNIQUE ON DQ – AXIS)
อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กมล อารีรักษ์, 181 หน้า.

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน
สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล โดยเลือกใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟ ที่มีการ
เปรียบเทียบสมรรถนะการตรวจจับกับวิธีการอ้างอิงซิงโครนัส ในส่วนระบบควบคุมการทำงาน
ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับกำจัด
ฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ โดยที่อาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิว ในการออกแบบ
โครงสร้างการควบคุมและออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ระบบควบคุมดังกล่าวถูก
นำมาใช้งานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม เพื่อทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์ควบคุมการ
ทำงานของสวิตช์ไอจีบีที ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะของตัวควบคุม
แบบพีไอด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้า
ทางด้านแหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยมีค่าน้อยที่สุด ซึ่งพิจารณาค่า %THD อ้างอิงตามกรอบมาตรฐาน
IEEE Std. 519 - 1992 นอกจากนี้ ระบบควบคุมการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟยังได้เพิ่มเติม
การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ที่ใช้งานร่วมกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี
ดีคิวเอฟ สำหรับการกำจัดฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ และกำจัดทั้งหมด

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา 2554

ลายมือชื่อนักศึกษา _____
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____

PHONSIT SANTIPRAPAN : THE COMPENSATING CURRENT CONTROL OF
SHUNT ACTIVE POWER FILTER USING PWM TECHNIQUE ON DQ - AXIS.

THESIS ADVISOR : ASST. PROF. KONGPOL AREERAK, Ph.D., 181 PP.

HARMONIC ELIMINATION/ SHUNT ACTIVE POWER FILTER/
MATHEMATICAL MODEL/DQ CONTROL STRATEGY/PULSE WIDTH
MODULATION CONTROL

This thesis presents the harmonic elimination using active power filter (APF) for balanced three-phase power systems. In this thesis, the DQF method is used for harmonic detection method. The DQF method is compared the detection performance with the synchronous reference frame (SRF) method. The PI controller is used to control the compensating currents for harmonic elimination in the system. The PI controllers design and the control strategy based on the mathematical model on DQ frame is presented and the PWM technique is applied to generate the switching signals for IGBTs of active power filter. The thesis also presents the PI controller design using artificial intelligent techniques called adaptive tabu search (ATS). The aim of the PI controller design is the minimum %THD of source currents after compensation. The simulation results show that harmonic quantity of the source currents are reduced after compensation. Moreover, the %THD of these currents follows the IEEE std. 519-1992. In addition, the PI controller is used for the dc bus voltage control of active power filter cooperated with DQF harmonic detection method. The DQF harmonic detection is used with active power filter to eliminate some harmonic components and all harmonic components

School of Electrical Engineering

Academic Year 2011

Student's Signature _____

Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำ และแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์ยิ่งต่องานวิจัย รวมถึงได้ช่วยตรวจทาน และแก้ไขรายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนทำให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น อีกทั้งเป็นกำลังใจ และเป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนินชีวิตหลาย ๆ ด้านให้กับผู้วิจัยเสมอมา

รองศาสตราจารย์ ดร.อาทิตย์ ศรีแก้ว ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กองพันธ์ อารีรักษ์ และอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่กรุณาให้คำปรึกษาด้านวิชาการอย่างดียิ่งมาโดยตลอด

ขอขอบคุณบุคลากรศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่อำนวยความสะดวกในการทำงาน ขอขอบคุณพี่น้องบัณฑิตศึกษาทุกท่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ และ ปราจรี ประสมศักดิ์ ที่ให้คำปรึกษาด้านวิชาการ และให้กำลังใจมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่าน ที่ให้ความรัก กำลังใจ การอบรมเลี้ยงดู และให้การสนับสนุนทางการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา

พลสิทธิ์ สานติประพันธ์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ)	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป.....	ฉ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	3
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์	4
2 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	6
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรองกำลังแอกทีฟ.....	8
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับ วงจรรองกำลังแอกทีฟ.....	10
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรองกำลังแอกทีฟ.....	13
2.6 สรุป.....	14

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3	การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิ้วสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	16
3.1	บทนำ.....	16
3.2	ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคิ้ว.....	16
3.3	การจำลองสถานการณ์สำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก	20
3.4	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการอั้งอิงซิงโครนัส.....	23
3.5	การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการอั้งอิงซิงโครนัส	24
3.6	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิ้วออฟ	31
3.7	การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิ้วออฟ	35
3.8	สรุป.....	40
4	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	42
4.1	บทนำ.....	42
4.2	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนสามเฟส.....	42
4.3	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนดีคิ้ว	46
4.4	การตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องของแบบจำลอง.....	53
4.5	สรุป.....	59
5	การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	60
5.1	บทนำ.....	60
5.2	การออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	60
5.3	การออกแบบโครงสร้างและตัวควบคุมสำหรับการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิ้ว.....	66
5.4	การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยเทคนิคพีดีบีลยูเอ็ม	70
5.5	การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	73
5.6	ผลการจำลองสถานการณ์และการอภิปรายผล.....	77
5.7	สรุป.....	84

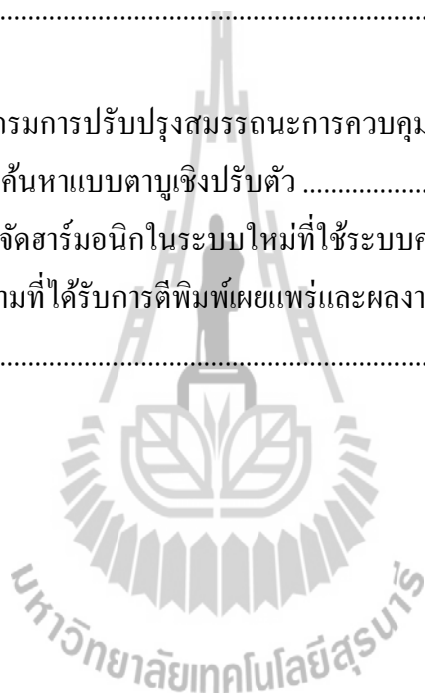
สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6	การปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมพีไอโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	85
6.1	บทนำ.....	85
6.2	ทบทวนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	85
6.3	การกำหนดขอบเขตการค้นหาของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว.....	88
6.4	การค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ	89
6.4.1	การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว.....	89
6.4.2	การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวและผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ	95
6.5	การค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ	101
6.5.1	การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว.....	102
6.5.2	การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวและผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ	103
6.6	การค้นหาแบบพิจารณาผลตอบสนองทางเวลาของตัวควบคุมพีไอ.....	109
6.6.1	การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว.....	109
6.6.2	การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวและผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ	112
6.7	ผลการจำลองสถานการณ์และการอภิปรายผล.....	119
6.8	สรุป	127
7	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟแบบกำจัดบางอันดับ	128
7.1	บทนำ.....	128
7.2	หลักการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟแบบกำจัดบางอันดับ	128
7.3	การจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล	141
7.4	สรุป	148

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
8 สรุปและข้อเสนอแนะ	149
8.1 สรุป	149
8.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต.....	151
รายการอ้างอิง	153
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. โปรแกรมการปรับปรุงสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วย วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	158
ภาคผนวก ข. การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบใหม่ที่ใช้ระบบควบคุมชุดเดิม	172
ภาคผนวก ค. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่และผลงานการจดลิขสิทธิ์.....	179
ประวัติผู้เขียน	181



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน..... 6
2.2	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกำลังแอกทีฟ 8
2.3	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ..... 10
2.4	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกำลังแอกทีฟ 13
3.1	การแปลงกระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟส กรณีไม่พิจารณาปริมาณฮาร์มอนิก..... 18
3.2	การแปลงกระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟส กรณีพิจารณาปริมาณฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 18
3.3	ปริมาณฮาร์มอนิกที่ปรากฏบนแกนคิกิว..... 19
3.4	รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน และโครงสร้างของวงจรรอกำลังสูง 25
3.5	รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน และโครงสร้างของวงจรรอกำลังต่ำ..... 26
3.6	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักกรณีตรวจจับ ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF 30
3.7	ผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังด้วยวิธี SRF 31
3.8	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักกรณีตรวจจับฮาร์มอนิก ด้วยวิธี DQF 35
3.9	ผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังด้วยวิธี DQF 35
3.10	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักกรณีมีการปรับปรุงการ ตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF 40
3.11	ผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังด้วยวิธี DQF 40
4.1	ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์..... 57
5.1	ขนาดกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา..... 62
5.2	ค่าพารามิเตอร์สำหรับทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก..... 78

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
5.3 ผลการจำลองสถานการณ์ก่อนการชดเชยและหลังการชดเชย	82
6.1 ผลการเปรียบเทียบระบบบน m – file กับ simulink กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์	94
6.2 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์	95
6.3 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์	96
6.4 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์	97
6.5 ผลการทดสอบค่าปรับลดรัศมี กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์	98
6.6 ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์	101
6.7 ผลการเปรียบเทียบระบบบน m – file กับ simulink กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์	103
6.8 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์	104
6.9 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์	105
6.10 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์	106
6.11 ผลการทดสอบค่าปรับลดรัศมี กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์	107
6.12 ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์	109
6.13 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา.....	113
6.14 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง กรณีค้นหาแบบพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา ...	114
6.15 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา.....	115
6.16 ผลการทดสอบค่าปรับลดรัศมี กรณีค้นหาแบบพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา	116
6.17 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของตัวควบคุมแบบพีไอ กรณีพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา	119
6.18 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรถองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ของตัวควบคุมแบบพีไอ	121
6.19 ผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลัง.....	126
7.1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ	143
7.2 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีตรวจจับฮาร์มอนิก ด้วยวิธี DQF แบบกำจัดบางอันดับ	146

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
7.3 ปริมาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีตรวจจับฮาร์มอนิก ด้วยวิธี DQF แบบกำจัดบางอันดับ	147
ข.1 ค่าตัวเหนี่ยวนำสายส่งสำหรับการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก	173
ข.2 ค่าตัวเก็บประจุสำหรับการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก	173
ข.3 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีทดสอบกับ ระบบในรูปแบบที่ 1	176
ข.4 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีทดสอบกับ ระบบในรูปแบบที่ 2	177



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	องค์ประกอบกำจัดฮาร์มอนิกในระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน..... 2
2.1	ภาพรวมปริทัศน์วรรณกรรม 15
3.1	แผนภาพการแปลงแกนของปาร์ค 17
3.2	ระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก..... 21
3.3	แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF..... 23
3.4	โครงสร้างการใช้งานวงจรกรองผ่านสูงและวงจรกรองผ่านต่ำ 24
3.5	ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านสูง..... 27
3.6	ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำ 27
3.7	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีใช้วงจรกรองผ่านสูงแยกปริมาณฮาร์มอนิก ($f_c = 4 \text{ Hz}$)..... 28
3.8	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำแยกปริมาณฮาร์มอนิก ($f_c = 45 \text{ Hz}$) 29
3.9	แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF 31
3.10	แผนภาพคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ฟูริเยร์ และคำนวณกระแสที่ความถี่มูลฐานบนแกนดีคิว ... 33
3.11	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF 34
3.12	แผนภาพบล็อกการปรับปรุงการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF 36
3.13	สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ บนแกนดีคิวก่อนการชดเชย..... 37
3.14	สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ บนแกนดีคิวภายหลังการชดเชย 38
3.15	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีปรับปรุงการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF..... 39
4.1	โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 42
4.2	แผนภาพเฟสเซอร์ของระบบที่พิจารณา 48
4.3	ระบบที่พิจารณาบนโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems 55
4.4	โครงสร้างภายในบล็อก 6 pulses..... 55
4.5	ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า i_{cd} 57

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า i_{cq}	58
4.7 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า V_{dc}	58
5.1 ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง.....	62
5.2 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธี ATS	63
5.3 การลู่เข้าของค่า %THD	64
5.4 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ	65
5.5 แผนภาพไดอะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย.....	69
5.6 โครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม	71
5.7 ลักษณะการควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม	72
5.8 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ	75
5.9 แผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ที่มีการควบคุมแรงดัน บัสไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	77
5.10 การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเมื่อมีการควบคุม แรงดันบัสไฟตรง	79
5.11 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัสไฟตรง.....	80
5.12 ผลการจำลองสถานการณ์กรณิเฟส u	81
5.13 ผลการจำลองสถานการณ์กรณิเฟส v	81
5.14 ผลการจำลองสถานการณ์กรณิเฟส w	82
5.15 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ก่อนมีการฉีดกระแสชดเชยกรณิเฟส u	83
5.16 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ หลังมีการฉีดกระแสชดเชยกรณิเฟส u	83
6.1 แนวคิดพื้นฐานของการค้นหาแบบตาบ.....	85
6.2 การกำหนดจำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง และค่ารัศมีเริ่มต้น.....	86
6.3 การค้นหาแบบตาบูนิดปรับตัวได้.....	87
6.4 แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS.....	89
6.5 เปรียบเทียบค่ากระแสชดเชยบน m - file เทียบกับ simulink	93
6.6 เปรียบเทียบผลการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสชดเชยบน m - file เทียบกับ simulink.....	94

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.7 การลู่เข้าของค่า W กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์	100
6.8 แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS แบบ 4 พารามิเตอร์ ..	102
6.9 การลู่เข้าของค่า W กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์	108
6.10 แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS แบบพิจารณา ผลตอบสนองทางเวลา.....	110
6.11 ผลตอบสนองทางเวลากรณีออกแบบตัวควบคุมโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์	112
6.12 การลู่เข้าของค่า W ด้วยวิธี ATS กรณีพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา.....	117
6.13 ผลการตอบสนองทางเวลา กรณีออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี ATS	118
6.14 ระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมแบบพีไอ	120
6.15 ผลการจำลองสถานการณ์ทั้งระบบบนแกนสามเฟส	123
6.16 ผลการจำลองสถานการณ์ทั้งระบบบนแกนดีคิว.....	124
6.17 ความสัมพันธ์มุมเหลือระหว่างสัญญาณ $v_{pcc,u}$ และ i_{su}	125
6.18 เปรียบเทียบผลการติดตามกระแสชดเชย.....	127
7.1 แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 ด้วยวิธี DQF	129
7.2 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกนดีคิว กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิก อันดับที่ 5	130
7.3 สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกอันดับที่ 5	131
7.4 แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 ด้วยวิธี DQF.....	132
7.5 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกนดีคิว กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิก อันดับที่ 7	133
7.6 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกน $\alpha\beta$ กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิก อันดับที่ 5 และ 7	134
7.7 สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิก อันดับที่ 5 และ 7	135
7.8 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกนดีคิว กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิก อันดับที่ 11	136

สารบัญรูป (ต่อ)

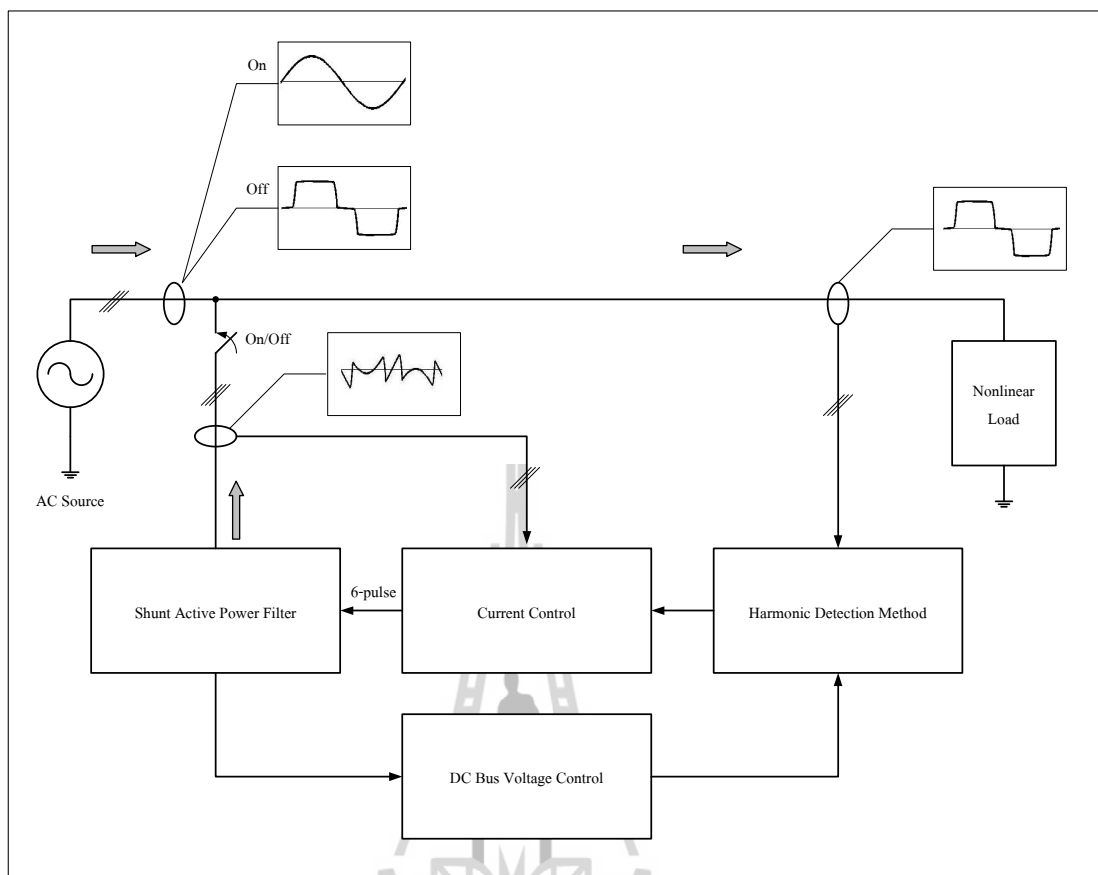
รูปที่	หน้า
7.9	แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 7 และ 11 ด้วยวิธี DQF..... 136
7.10	สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกน $\alpha\beta$ กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิก อันดับที่ 7 และ 11 137
7.11	สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีคว กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิก อันดับที่ 7 และ 11 138
7.12	แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกทุกอันดับ ยกเว้นอันดับที่ 5 และ 7 ด้วยวิธี DQF 138
7.13	สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกน $\alpha\beta$ กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกทุกอันดับ... 139
7.14	สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกน $\alpha\beta$ กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกทุกอันดับ ยกเว้นอันดับที่ 5 และ 7 140
7.15	สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีคว กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกทุกอันดับ ยกเว้นอันดับที่ 5 และ 7 141
7.16	การกำจัดฮาร์มอนิกแบบกำจัดบางอันดับด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน 142
7.17	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีพิจารณากำจัดฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 143
7.18	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีพิจารณากำจัดฮาร์มอนิกเฉพาะ อันดับที่ 5 และ 7 144
7.19	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีพิจารณากำจัดฮาร์มอนิกเฉพาะ อันดับที่ 7 และ 11 144
7.20	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีพิจารณากำจัดฮาร์มอนิกทุกอันดับ ยกเว้นอันดับที่ 5 และ 7 145
7.21	สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ภายหลังจากฉีดกระแสชดเชย 148
ข.1	การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน กรณีรูปแบบที่ 1 174
ข.2	การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน กรณีรูปแบบที่ 2 175
ข.3	ผลการจำลองสถานการณ์ของระบบในรูปแบบที่ 1 เฟส u ($L_s = 11$ mH) 176
ข.4	ผลการจำลองสถานการณ์ของระบบในรูปแบบที่ 2 เฟส u ($C_L = 5$ μ F)..... 178

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันโรงงานอุตสาหกรรมได้ขยายฐานการผลิตกันอย่างกว้างขวาง ส่งผลให้พฤติกรรมการใช้งานอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นเพิ่มจำนวนมากขึ้น โหลดไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกขึ้นกับระบบไฟฟ้า กระแสฮาร์มอนิกเหล่านี้ส่งผลกระทบต่อหลายประการ เช่น ทำให้มิเตอร์วัดค่าไฟวัดค่าผิดพลาด (Indrajit and Paul, 1989) (Elham, Clarence, and Adly, 1992) อุปกรณ์ป้องกันทำงานผิดพลาด (Ho and Liu, 2001) เกิดกำลังงานสูญเสีย (Rice, 1986) และความร้อนต่ออุปกรณ์ขณะใช้งาน (Wagner, 1993) เป็นต้น จากเหตุผลข้างต้น การหาวิธีลดหรือกำจัดฮาร์มอนิกเหล่านี้ออกจากระบบ จึงเป็นประเด็นสำคัญสำหรับงานวิจัยในยุคปัจจุบัน วิธีการหนึ่งสำหรับการแก้ปัญหาดังกล่าว คือ ใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน (Benchaita, Saadate, and nia, 1999) ทั้งนี้เนื่องจากวงจรดังกล่าวมีความยืดหยุ่นต่อการใช้งานเมื่อเทียบกับวงจรกรองกำลังพาสซีฟแบบขนาน (Peng, Akagi, and Nabae, 1990) ที่มีปัญหาการเกิดเรโซแนนซ์ขึ้นกับระบบ ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงมุ่งเน้นศึกษาเกี่ยวกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเป็นสำคัญ และจากการศึกษาในเบื้องต้น พบว่า สมรรถนะการทำงานที่ดีสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ประกอบด้วยองค์ประกอบหลายอย่างที่สำคัญ ได้แก่ กระบวนการตรวจจับฮาร์มอนิก กระบวนการควบคุมกระแสชดเชย กระบวนการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และโครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน จึงนำส่วนเหล่านี้มาเป็นเหตุผลประกอบสำหรับการศึกษาวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพื่อการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า วิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้วิธีดีคิวเอฟ เนื่องจากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟรองรับกับโครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีลักษณะเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันที่ควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยเทคนิคพีดีบีเบิลยูเอ็ม ซึ่งการควบคุมดังกล่าวพิจารณาบนแกนดีคิว นอกจากนี้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีการนำเสนอการออกแบบโครงสร้างระบบควบคุมของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ รวมถึงตัวควบคุมแบบพีไอโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ กระบวนการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1.1 ซึ่งเป็นภาพรวมโดยสรุปของงานวิจัยวิทยานิพนธ์



รูปที่ 1.1 องค์ประกอบการทำงานจัดฮาร์มอนิกในระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.2.2 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการเกี่ยวกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการอ้างอิงซิงโครนัส และวิธีดีคิวเอฟ เพื่อปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธีดังกล่าวให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น

1.2.3 เพื่อดำเนินการเปรียบเทียบการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิว สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.2.4 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการเกี่ยวกับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.2.5 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับระบบควบคุมการทำงานของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน และปรับปรุงสมรรถนะการทำงานให้ดียิ่งขึ้น โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์

1.2.6 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการเกี่ยวกับการกำจัดฮาร์มอนิกบางอันดับด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 ระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เป็นระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล

1.3.2 วงจรรอกกำลังแอกทีฟที่พิจารณาเป็นวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.3.3 การจำลองสถานการณ์พึ่งพาโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems

1.3.4 โครงสร้างของวงจรรอกกำลังแอกทีฟเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

1.3.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สร้างด้วยวิธีดิคริท มุ่งเน้นเพื่อออกแบบตัวควบคุมพีไอและออกแบบโครงสร้างการควบคุม

1.3.6 โหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

1.3.7 การวิเคราะห์และแก้ไขปัญหาฮาร์มอนิกมุ่งเน้นที่การปรับแก้กระแสฮาร์มอนิกเพียงอย่างเดียว

1.3.8 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้อ้างอิงกรอบมาตรฐาน IEEE Std.519-1992

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาเฉพาะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลเท่านั้น

1.4.2 ผลการจำลองสถานการณ์ต้องอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้องค์ความรู้ด้านการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล ด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.5.2 ได้องค์ความรู้ด้านการพัฒนากระบวนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการบ่งชี้เชิงโครนัส และวิธีดีคิวเอฟให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น

1.5.3 ได้องค์ความรู้ด้านการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์วิธีดีคิว สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

1.5.4 ได้องค์ความรู้ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอ การออกแบบโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชย และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

1.5.5 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์

1.5.6 ได้องค์ความรู้ในการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟแบบกึ่งอัตโนมัติ ที่ใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.5.7 ได้บทความวิจัย เผยแพร่ระดับชาติ และนานาชาติ

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบด้วย 8 บท ซึ่งในแต่ละบทได้นำเสนอดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ รวมทั้งขอบเขตของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเกี่ยวกับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

บทที่ 3 อธิบายความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคิว รวมถึงขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการบ่งชี้เชิงโครนัส และวิธีดีคิวเอฟ นอกจากนี้ได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิวสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

บทที่ 4 นำเสนอการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยวิธีการของเคอร์ชอฟฟ์สำหรับการวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนสามเฟส และใช้หลักการแปลงของปาร์กสำหรับการวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิว โดยมีการตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องของแบบจำลอง

บทที่ 5 นำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ในวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรดังกล่าว ซึ่งมีการออกแบบอยู่สองส่วน คือ ส่วนที่หนึ่ง ระบบควบคุมกระแสชดเชย และส่วนที่สอง ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง โดยทั้งสองระบบควบคุมดังกล่าวได้พึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานบนแกนดีคิวในการออกแบบโครงสร้างและตัวควบคุม

บทที่ 6 นำเสนอการทบทวนวิธีค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว การกำหนดขอบเขตการค้นหาของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวของระบบ และนำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยของวงจรองกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยตัวควบคุมแบบพีไอโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ในสองแนวทาง ได้แก่ การประเมินจากผลต่างระหว่างค่ากระแสชดเชยกับค่ากระแสอ้างอิง ด้วยกรณีการค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ และแบบ 4 พารามิเตอร์ ของตัวควบคุมแบบพีไอ และแนวทางการประเมินจากผลตอบสนองทางเวลา เพื่อเปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิกกับวิธีการแบบดั้งเดิม

บทที่ 7 นำเสนอหลักการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟแบบกำจัดบางอันดับ โดยอัลกอริทึมดังกล่าวใช้งานร่วมกับวงจรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่มีโครงสร้างระบบควบคุมอยู่บนแกนดีคิว

บทที่ 8 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวกมีอยู่ด้วยกัน 3 ส่วน คือ ภาคผนวก ก. แสดงรายละเอียดโปรแกรมการปรับปรุงสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ในส่วนของฟังก์ชันวัตถุประสงค้ในบทที่ 6 ภาคผนวก ข. แสดงผลการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบใหม่ที่ใช้ระบบควบคุมวงจรองกำลังแอกทีฟแบบขนานชุดเดิม และ ภาคผนวก ค. แสดงรายการบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่และผลงานการจดลิขสิทธิ์ในระหว่างการทำวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

องค์ความรู้จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้อง พบว่า มีการสร้างและพัฒนาจากอดีตอย่างต่อเนื่องจนถึงปัจจุบัน ทั้งนี้เพื่อเป็นพื้นฐานของการทำวิจัยวิทยานิพนธ์ การนำเสนอปริทัศน์วรรณกรรมสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในอดีตจึงเป็นจุดเริ่มต้นที่สำคัญ โดยสามารถแบ่งออกเป็น 4 ส่วนหลัก คือ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การสำรวจในข้างต้นผู้วิจัยได้นำเสนอ ปีที่ตีพิมพ์งานวิจัยตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน คณะผู้วิจัย รวมถึงอธิบายสาระสำคัญที่ได้ในแต่ละงานวิจัยไว้พอสังเขป นอกจากนี้ยังได้นำเสนอภาพรวมปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ แสดงไว้ในตารางที่ 2.1 ดังนี้

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1988	Hayashi, Sato, and Takahashi	นำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส
1995	J.H. Xu, C. Lott, Saadate, S. Davat, B.	นำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1999	L. Benchaita, S. Saadate and A. Salem nia	นำเสนอผลจากการจำลองสถานการณ์ และผลการทดลองเปรียบเทียบระหว่างวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสและชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน ปรากฏว่า วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่า
2006	Abdelaziz Zouidi, Farhat Fnaiech, and Kamal AL- Haddad	นำเสนอโครงสร้างของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานทั้งกรณีเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน และแหล่งจ่ายกระแส สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส และได้นำเสนอผลการเปรียบเทียบโดยมีปัจจัยที่สำคัญ คือ ความไวต่อการตอบสนอง ความซับซ้อนต่อการควบคุม ความอ่อนตัวของวงจร กำลังงานสูญเสีย ราคา ปรากฏว่า วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันมีสมรรถนะที่ดีกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแส
2007	Mikko Routimo, Mika Salo, and Heikki Tuusa	นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส และแหล่งจ่ายแรงดัน ผลปรากฏว่า วงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสมีข้อดี คือ ง่ายต่อการควบคุมกระแสแบบวงรอบเปิด มีข้อเสีย คือ เกิดกำลังงานสูญเสียของวงจรเชื่อมโยงทางดีซีสูง เกิดข้อจำกัดเมื่อแรงดันเกิน ในส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันมีข้อดี คือ มีสมรรถนะที่ดี ณ จุดการทำงานที่กำหนด

2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ

วงจรกรองกำลังแอกทีฟ

การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ในปัจจุบันมีหลายวิธีด้วยกัน ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดี และข้อเสียที่แตกต่างกัน หัวข้อนี้จึงได้นำเสนอผลการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิก ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ

วงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1988	Takeda, Ikeda, Teramoto, and Aritsuka	นำเสนอขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี Synchronous Reference Frame (วิธี SRF) สำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับกำจัดกระแสฮาร์มอนิก
1994	O. M. Solomon	นำเสนอวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี discrete fourier transforms (วิธี DFT)
1999	B. Zhang	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ที่ใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เป็นการนำเสนอแนวคิดการเลือกความเร็วเชิงมุมบนแกนดลิว ทำให้สามารถเลือกตรวจจับอันดับฮาร์มอนิกที่ต้องการพิจารณาได้ จึงมีความเหมาะสมในการนำวงจรกรองกำลังแอกทีฟมาใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังพาสซีฟ
2000	M. Dolen and R.D. Lorenz	นำเสนอวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี Recursive Discrete Fourier Transforms (วิธี RDFT)
2001	EI-Habrouk and Darwish	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี Sliding Window Fourier Analysis (วิธี SWFA) สำหรับการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่ปรับการคำนวณให้เร็วกว่าวิธี FFT ปกติ โดยทำการคำนวณเพียงองค์ประกอบมูลฐานของกระแส จากนั้นจึงนำไปหักลบกับค่ากระแสโหลดทั้งหมด เพื่อให้ได้ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ
วงจรกรองกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2002	Chang, and Shee	นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกทั้งหมด 6 วิธี ได้แก่ วิธี Instantaneous Reactive Power Theory (วิธี PQ), วิธี Instantaneous Power Theory, วิธี Generalized Instantaneous Reactive Power Theory, วิธี SRF, วิธี Synchronous Detection (วิธี SD) และวิธี a-b-c Reference Frame การทดสอบวิธีการตรวจจับดังกล่าว จะทดสอบกับระบบในสภาวะที่โหลดไม่สมดุล โดยทดสอบในกรณีที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสมดุลและไม่สมดุล ปรากฏว่า การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF, วิธี SD และวิธี a-b-c Reference Frame ให้ผลการทดสอบที่ดีกว่าวิธีอื่น
2003	Victor Cardenas, Luis Moran, Arturo Bahamondes and Juan Dixon	นำเสนอผลการเปรียบเทียบการตรวจจับฮาร์มอนิก 3 วิธี ได้แก่ วิธี PQ, วิธี SRF และ Peak Detection Method (วิธี PDM) เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณกระแสอ้างอิงให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยมีดัชนีชี้วัดสมรรถนะการตรวจจับ คือ ค่าตัวประกอบกำลัง ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิก ผลกระทบกรณีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าไม่สมดุล การตอบสนองกรณีโหลดมีการเปลี่ยนแปลง และเวลาประวิงกรณีใช้งานร่วมกับบอร์ด DSP ปรากฏว่า วิธี SRF มีสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดีกว่า วิธี PQ และ วิธี PDM
2004	Donghua Chen, and Shaojun Xie	นำเสนอสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ กับวิธี SRF โดยทำการเปรียบเทียบทั้งหมด 4 ประเด็น ประเด็นที่ 1 คือ ผลของความผิดเพี้ยนแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ประเด็นที่ 2 คือ ผลจากกรณีทดสอบกับโหลดไม่สมดุล ประเด็นที่ 3 คือ ความยากง่ายของกระบวนการคำนวณ และประเด็นที่ 4 คือ ผลจากการชดเชย

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ
วงจรรอกกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		กำลังรีแอกทีฟ ปรากฏว่า วิธี SRF ดีกว่าในประเด็นที่ 1 และ 2 ส่วนวิธี PQ ดีกว่าในประเด็นที่ 4 ส่วนประเด็นที่ 3 มีความใกล้เคียงกันทั้ง 2 วิธี
2007	S. Sujitjorn, K-L. Areerak and T.Kulworawanichpong	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคิว (DQ axis with Fourier) หรือวิธี DQF สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสี่สายแบบไม่สมดุล มีการจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกกับอีก 2 วิธี คือ วิธี SRF และ วิธี SWFA ปรากฏว่า วิธี DQF มีสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกดีกว่าอีกสองวิธี และสามารถรักษาภาพสมดุลภายหลังการชดเชยได้อย่างสมบูรณ์

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการบิดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลัง
แอกทีฟ

การศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมในส่วนนี้ได้นำเสนอผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบระบบควบคุมกระแสชดเชย ดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการบิดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอก
กำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1994	Juan W. Dixon, Sebastian Tepper M., and Luis Moran T.	นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมการบิดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ทั้งหมด 3 วิธี ได้แก่ วิธีเคลตา วิธีอีสเตอริซิส และวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม ทดสอบใน 3 กรณีด้วยกัน คือ ควบคุมสัญญาณรูปไซน์

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรอง
กำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		ควบคุมสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม และควบคุมสัญญาณชดเชยฮาร์มอนิก ปรากฏว่า การควบคุมสัญญาณรูปไซน์วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม ให้ผลดีกว่าอีกสองวิธี ในส่วนการควบคุมสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม และควบคุมสัญญาณชดเชยฮาร์มอนิก วิธีอีสเตอริชีสให้ผลดีกว่า เนื่องจากมีความถี่การสวิตซ์ที่สูง
1998	Marian P. Kazmierkowski, and Luigi Malesani	นำเสนอผลการสำรวจวิธีการควบคุมกระแส โดยแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม คือ กลุ่มการควบคุมกระแสแบบเชิงเส้น ประกอบด้วย วิธี stationary frame controller วิธี synchronous frame controller วิธี predictive deadbeat controller กลุ่มการควบคุมกระแสแบบไม่เป็นเชิงเส้น ประกอบด้วย วิธี hysteresis controller วิธี delta modulation วิธี online – optimized controller วิธีการควบคุมกระแสแบบเชิงเส้น และไม่เป็นเชิงเส้น ผลปรากฏว่า การควบคุมกระแสแบบเชิงเส้นมีความเหมาะสมกับการนำไปใช้สำหรับการควบคุมแบบดิจิทัล
1998	Simone Buso, Luigi Malesani, and Paolo Mattavelli	นำเสนอผลการทดสอบเปรียบเทียบวิธีการควบคุมกระแสชดเชย ทั้งหมด 3 วิธี ได้แก่ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม วิธีเคพิท และวิธีอีสเตอริชีส ซึ่งผลการทดสอบวิธีอีสเตอริชีสมีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยได้ดีกว่าอีกสองวิธี แต่ในเฉพาะย่านการทำงานที่ความถี่สวิตซ์สูง

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรอง
กำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2000	Nassar Mendalek and Kamal Al-Haddad	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรอง กำลังแอกทีฟแบบขนาน สำหรับควบคุมกระแสบน แกนดีคิว โดยได้ระบุจุดเด่นที่สำคัญ คือ การลู่ของ กระแสชดเชยจริงตามกระแสอ้างอิง ทำได้อย่างรวดเร็ว และให้ผลภายหลังการชดเชยเป็นที่น่าพอใจ
2003	N. Mendalek, K. Al-Haddad, F. Fnaiech, and L.A. Dessaint	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรอง กำลังแอกทีฟแบบขนาน สำหรับควบคุมกระแสบน แกนดีคิว โดยทดสอบกับระบบกรณีโหลดไม่สมดุล
2006	L.R. Limongi, M.C. Cavalcanti, F.A.S. Neves, and G.M.S. Azevedo	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรอง กำลังแอกทีฟแบบขนาน 2 โครงสร้าง คือ โครงสร้างที่ ควบคุมกระแสบนแกนดีคิว และโครงสร้างสำหรับ ควบคุมกระแสบนแกน α - β
2009	Salem Rahmani, Abdelhamid Hamadi, Nassar Mendalek, and Kamal Al-Haddad	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรอง กำลังแอกทีฟแบบขนานสำหรับควบคุมกระแสบนแกน ดีคิวที่มีการใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังพาสซีฟแบบ ขนาน
2010	P. Prasomsak, K-L. Areerak, K-N. Areerak, and A. Srikaew	นำเสนอวิธีการควบคุมกระแส สำหรับวงจรกรองกำลัง แอกทีฟแบบขนานด้วยตัวควบคุมแบบพีซีซีลอจิก
2010	Salem Rahmani, Nassar Mendalek, and Kamal Al-Haddad	นำเสนอผลการทดลองการควบคุมการฉีดกระแส ชดเชยบนแกนดีคิว สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ แบบขนานบนบอร์ดการควบคุมแบบดิจิทัล

2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน ตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ

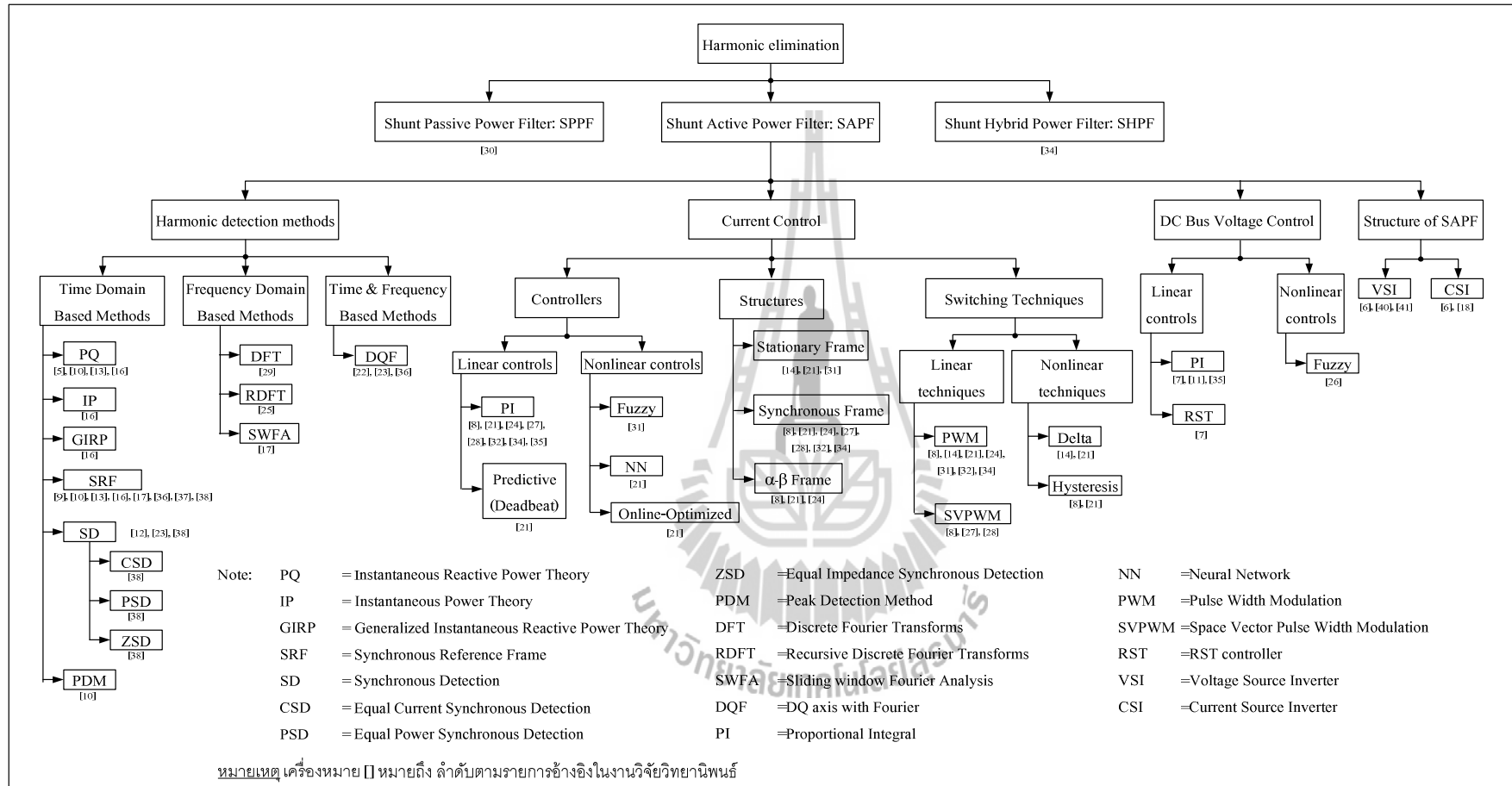
ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1997	Soares, Verdelho, and Marques	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ โดยพิจารณาควบคุมผลต่างระหว่างค่า V_{dc} และ V_{dc}^* รวมถึงการควบคุมดังกล่าวเชื่อมโยงเข้ากับขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF
1998	Bruyant, Machmoum, and Chevrel	นำเสนอแนวทางการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง 2 วิธี ได้แก่ ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ และควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ RST
1999	Casadei, Grandi, Reggiani, and Rossi	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ โดยพิจารณา 2 กรณี คือ พิจารณาควบคุมผลต่างระหว่างค่า V_{dc} และ V_{dc}^* และกรณีพิจารณาควบคุมผลต่างค่าพลังงานสะสมในตัวเก็บประจุระหว่าง E_C และ E_C^*
2000	Nassar Mendalek and Kamal Al-Haddad	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ที่มีการใช้งานเชื่อมโยงกับระบบควบคุมกระแสบนแกนดีคิว และมีการออกแบบด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ
2006	Mazari and Mekri	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง 2 วิธี ได้แก่ การควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ และการควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีซีลอจิก โดยทั้งสองวิธีพิจารณาควบคุมผลต่างของแรงดันบัลไฟตรงยกกำลังสอง

ตารางที่ 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ
วงจรรอกกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2006	L.R. Limongi, M.C. Cavalcanti, F.A.S. Neves, and G.M.S. Azevedo	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ที่มีการใช้งานเชื่อมโยงกับระบบควบคุมกระแสบนแกนดีคิว และบนแกนปริมาตรพีคิว โดยไม่มีการระบุการออกแบบตัวควบคุมแต่ประการใด

2.6 สรุป

จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมของงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทั้งระบบ สามารถสรุปเป็นแผนภาพได้ ดังรูปที่ 2.1 ผู้วิจัยได้ให้ความสำคัญกับการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เนื่องจากวงจรชนิดดังกล่าวมีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี ในส่วนการตรวจจับฮาร์มอนิก การควบคุมกระแสชดเชย และการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ได้พิจารณาโดยเห็นจากจุดเด่นของการควบคุมกระแส และแรงดันบัลไฟตรงอยู่บนแกนดีคิว เพราะการควบคุมปริมาณดังกล่าวบนแกนดีคิวให้ผลตอบสนองที่รวดเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงของรูปสัญญาณ โดยเฉพาะกับกระแสฮาร์มอนิกที่มีความถี่สูง ด้วยเหตุนี้จึงต้องมีการนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์มาวิเคราะห์เพื่อหาโครงสร้างของระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงบนแกนดีคิวที่มีตัวควบคุมแบบพีไอ อีกทั้งโครงสร้างการควบคุมดังกล่าวรองรับกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟ ที่สามารถตรวจจับฮาร์มอนิกได้อย่างสมบูรณ์ นอกจากนี้ ในระบบควบคุมกระแสได้เลือกเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มควบคุมการทำงานของสวิตซ์อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่นำมาใช้เป็นวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน เนื่องจากเทคนิคดังกล่าวมีความถี่การสวิตซ์คงที่เท่ากับค่าของสัญญาณสามเหลี่ยม มีหลักการทำงานที่ไม่ซับซ้อน เหมาะสำหรับการนำมาใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ และให้ผลการควบคุมที่ดี เหมาะแก่การนำไปใช้งานจริง สำหรับการดำเนินงานทั้งหมด สามารถยืนยันผลโดยใช้การจำลองสถานการณ์ผ่านชุดบล็อก simulink บนโปรแกรม MATLAB มีดัชนีชี้วัด คือ ค่า %THD เฉลี่ย (%THD_{av}) ของกระแสที่แหล่งจ่าย ภายใต้กรอบมาตรฐาน IEEE Std.519-1992



2.1 ภาพรวมบริษัทวิศวกรรม

บทที่ 3

การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิ้วสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

3.1 บทนำ

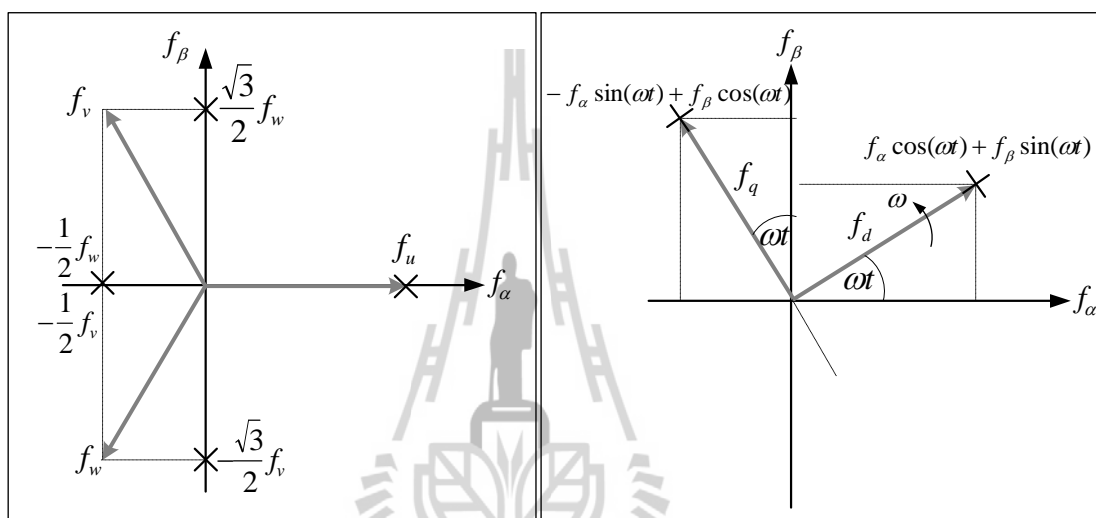
การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า ในปัจจุบันวิธีการตรวจจับดังกล่าวมีอยู่หลากหลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดี ข้อเสียที่แตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของการนำไปใช้งาน ดังนั้น ในบทนี้จึงได้นำเสนอวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกที่พิจารณาบนแกนดีคิ้ว ได้แก่ วิธีการอ้างอิงซิงโครนัส (Synchronous Reference Frame) ซึ่งต่อไปจะเรียกว่า วิธี SRF (Takeda, Ikeda, Teramoto, and Aritsuka, 1988) และวิธีดีคิ้วเอฟ ต่อไปจะเรียกว่า วิธี DQF (Sujitjorn, Areerak, and Kulworawanichpong, 2007) เนื้อหาที่นำเสนอในบทนี้ประกอบด้วย ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคิ้ว ขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิ้ว การทดสอบและปรับปรุงสมรรถนะเพื่อเพิ่มขีดความสามารถการตรวจจับฮาร์มอนิกให้ดีขึ้นในแต่ละวิธี โดยมีการเปรียบเทียบเพื่อเลือกวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิ้วที่เหมาะสมสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

3.2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคิ้ว

การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิ้วใช้หลักการแปลงปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนสามเฟส คือ f_u , f_v และ f_w เป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$ คือ f_α และ f_β โดยการใช้การแปลงเมตริกซ์ ดังสมการที่ (3-1) ทั้งนี้สมการดังกล่าวได้ถูกปรับคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ เท่ากับ $\sqrt{\frac{2}{3}}$ เนื่องจากการแปลงปริมาณบนแกนสามเฟสไปอยู่บนแกน $\alpha\beta$ ได้คำนึงถึงกฎการอนุรักษ์กำลังงาน (power conserving convention) หลังจากนั้นจึงแปลงปริมาณบนแกน $\alpha\beta$ เป็นปริมาณบนแกนดีคิ้ว คือ f_d และ f_q ด้วยเมตริกซ์ดังสมการที่ (3-2) จากสมการดังกล่าวค่า ω คือ ความถี่เชิงมุม (เรเดียน/วินาที) ที่หมุนด้วยความเร็วตามการกำหนดของผู้วิจัย เพื่อให้สามารถระบุปริมาณฮาร์มอนิกที่ความถี่ใด ๆ ได้ตามที่ออกแบบ จากขั้นตอนการแปลงปริมาณไฟฟ้าที่ได้กล่าวในข้างต้น เรียกว่า การแปลงของปาร์ค (Park's Transformation) โดยมีแผนภาพแสดงการแปลงปริมาณต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 3.1

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_u \\ f_v \\ f_w \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

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

(ก) การแปลงแกนสามเฟสเป็นแกน $\alpha\beta$ (ข) การแปลงแกน $\alpha\beta$ เป็นแกนดีคิว

รูปที่ 3.1 แผนภาพการแปลงแกนของปาร์ค

จากรูปที่ 3.1 (ก) งานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้พิจารณาปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนสามเฟสสมดุล (f_u, f_v, f_w) ที่มีส่วนประกอบลำดับบวก (positive sequence) ทำมุมห่างกัน เท่ากับ $\frac{2\pi}{3}$ เรเดียน จึงไม่พิจารณาส่วนประกอบลำดับศูนย์ (zero sequence) สำหรับแกน $\alpha\beta$ จะต้องทำมุมตั้งฉากโดยกำหนดให้แกน α วางตัวในแนวเดียวกันกับเฟส u ในส่วนรูปที่ 3.1 (ข) แกนดีคิวทำมุมตั้งฉากกัน หมุนด้วยความเร็วเท่ากับ ω (เรเดียน/วินาที) เพื่อให้เกิดความเข้าใจมากขึ้นจะยกตัวอย่าง กระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟสสมดุลกรณีไม่พิจารณาปริมาณฮาร์มอนิก เมื่อต้องการแปลงให้อยู่บน แกนดีคิวสามารถทำได้โดย ขั้นตอนที่หนึ่ง คือ แปลงปริมาณบนแกนสามเฟสให้อยู่บนแกน $\alpha\beta$ ขั้นตอนที่สอง คือ แปลงปริมาณบนแกน $\alpha\beta$ ให้อยู่บนแกนดีคิว เมื่อพิจารณาการหมุนบนแกนดีคิว

เท่ากับ ค่าความถี่เชิงมุมของกระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟส ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นแสดงดังตารางที่ 3.1 โดยที่ i_1 คือ ค่าแอมพลิจูดของกระแสที่มีความถี่มูลฐานของระบบ

ตารางที่ 3.1 การแปลงกระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟส กรณีไม่พิจารณาปริมาณฮาร์มอนิก

แกนการแปลง	รูปแบบสมการ
บนแกนสามเฟส	$i_u = i_1 \cos(\omega t) , i_v = i_1 \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) , i_w = i_1 \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})$
บนแกน $\alpha\beta$	$i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} i_1 \cos(\omega t) , i_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} i_1 \sin(\omega t)$
บนแกนดีคิว	$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} i_1 , i_q = 0$

ตารางที่ 3.2 การแปลงกระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟส กรณีพิจารณาปริมาณฮาร์มอนิก
อันดับที่ 5 และอันดับที่ 7

แกนการแปลง	รูปแบบสมการ
บนแกนสามเฟส	$i_u = i_1 \cos(\omega t) + i_5 \cos(5\omega t) + i_7 \cos(7\omega t)$ $i_v = i_1 \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + i_5 \cos(5\omega t + \frac{2\pi}{3}) + i_7 \cos(7\omega t - \frac{2\pi}{3})$ $i_w = i_1 \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + i_5 \cos(5\omega t - \frac{2\pi}{3}) + i_7 \cos(7\omega t + \frac{2\pi}{3})$
บนแกน $\alpha\beta$	$i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (i_1 \cos(\omega t) + i_5 \cos(5\omega t) + i_7 \cos(7\omega t))$ $i_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (i_1 \sin(\omega t) - i_5 \sin(5\omega t) + i_7 \sin(7\omega t))$
บนแกนดีคิว	$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (i_1 + i_5 \cos(6\omega t) + i_7 \cos(6\omega t))$ $i_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (-i_5 \sin(6\omega t) + i_7 \sin(6\omega t))$

ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์กระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟสที่นำมาพิจารณาได้รับผลกระทบจาก โหลดเรียงกระแสสามเฟสก่อให้เกิดปริมาณฮาร์มอนิกขึ้น การแปลงปริมาณดังกล่าวให้อยู่บนแกนดีคิวนั้นสามารถทำได้ โดยทำการยกตัวอย่าง กรณีที่มีฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และฮาร์มอนิกอันดับที่ 7

รวมอยู่กับกระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน ดังตารางที่ 3.2 โดยที่ i_5 และ i_7 คือ ค่าแอมพลิจูดของกระแสที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 ตามลำดับ จะสังเกตได้ว่าปริมาณฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 จะปรากฏในอันดับที่ 6 เมื่อพิจารณาอยู่บนแกนดีคิว จะแตกต่างกันในส่วนเครื่องหมายของค่ากระแสบนแกนคิวซึ่งขึ้นอยู่กับลำดับเฟสของฮาร์โมนิกในแต่ละอันดับ สำหรับปริมาณฮาร์โมนิกอันดับใด ๆ เมื่อพิจารณาอยู่บนแกนดีคิวสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ปริมาณฮาร์โมนิกที่ปรากฏบนแกนดีคิว

อันดับฮาร์โมนิกบนแกนสามเฟส	ลำดับเฟส	อันดับฮาร์โมนิกบนแกนดีคิว (หมุนที่ความถี่มูลฐานของระบบ)
5	ลบ	6 (ลำดับเฟสลบ)
7	บวก	6 (ลำดับเฟสบวก)
11	ลบ	12 (ลำดับเฟสลบ)
13	บวก	12 (ลำดับเฟสบวก)
17	ลบ	18 (ลำดับเฟสลบ)
19	บวก	18 (ลำดับเฟสบวก)

กำลังไฟฟ้าบนแกนดีคิวมีอยู่ด้วยกันสองส่วน เริ่มต้นจากส่วนแรก คือ กำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่ง (p) อธิบายได้ดังสมการที่ (3-3) และค่ากำลังไฟฟ้าสามเฟส ($p_{3\phi}$) คำนวณได้ตามสมการที่ (3-4) เมื่อแปลงให้อยู่บนแกน $\alpha\beta$ ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน $\alpha\beta$ ($p_{\alpha\beta}$) สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3-5) สุดท้ายแปลงให้ได้ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟบนแกนดีคิว (p_{dq}) ปรากฏดังสมการที่ (3-6)

$$p = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} \quad (3-3)$$

$$p_{3\phi} = \mathbf{v}_{uvw}^T \cdot \mathbf{i}_{uvw} = [v_u \quad v_v \quad v_w] \cdot \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = v_u i_u + v_v i_v + v_w i_w \quad (3-4)$$

$$p_{\alpha\beta} = \mathbf{v}_{\alpha\beta}^T \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta} = [v_\alpha \quad v_\beta] \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (3-5)$$

$$p_{dq} = \mathbf{v}_{dq}^T \cdot \mathbf{i}_{dq} = \begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = v_d i_d + v_q i_q \quad (3-6)$$

ส่วนที่สอง คือ ค่ากำลังไฟฟ้รีแอกทีฟขณะหนึ่ง (q) แสดงได้ดังสมการที่ (3-7) เริ่มต้นจากค่ากำลังไฟฟ้รีแอกทีฟขณะหนึ่งสามเฟส ($q_{3\phi}$) ตามสมการที่ (3-8) สามารถแปลงค่าดังกล่าวให้อยู่บนแกน $\alpha\beta$ ($q_{\alpha\beta}$) ดังสมการที่ (3-9) จนกระทั่งสามารถพิจารณาค่าแวกเตอร์กำลังไฟฟ้รีแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกนดีคิว (q_{dq}) ดังสมการที่ (3-10)

$$q = \mathbf{v} \times \mathbf{i} \quad (3-7)$$

$$q_{3\phi} = \mathbf{v}_{uvw} \times \mathbf{i}_{uvw} = \begin{bmatrix} q_u \\ q_v \\ q_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_v & v_w \\ i_v & i_w \\ v_w & v_u \\ i_w & i_u \\ v_u & v_v \\ i_u & i_v \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

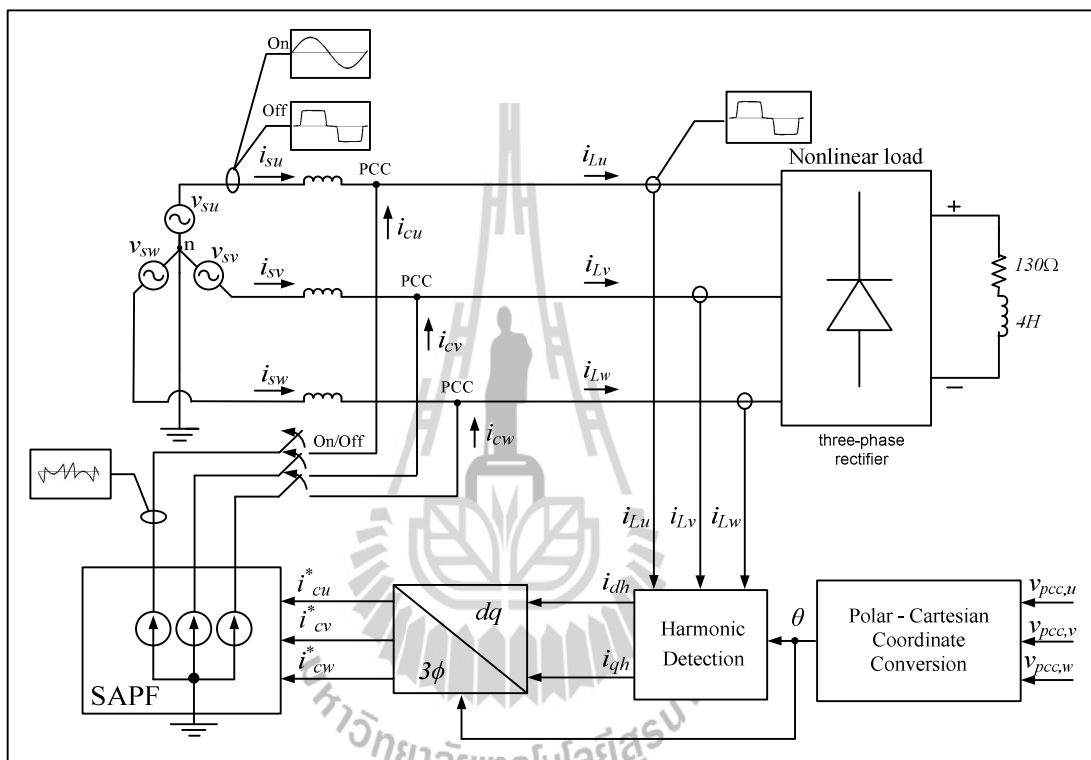
$$q_{\alpha\beta} = \mathbf{v}_{\alpha\beta} \times \mathbf{i}_{\alpha\beta} = \begin{vmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ i_\alpha & i_\beta \end{vmatrix} = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (3-9)$$

$$q_{dq} = \mathbf{v}_{dq} \times \mathbf{i}_{dq} = \begin{vmatrix} v_d & v_q \\ i_d & i_q \end{vmatrix} = v_d i_q - v_q i_d \quad (3-10)$$

3.3 การจำลองสถานการณ์สำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก

การจำลองสถานการณ์ในบทนี้เพื่อต้องการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก จึงไม่พิจารณาผลกระทบที่เกิดขึ้นจากระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชย การควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และการทำงานของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์ ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ดังนั้นจึงเลือกใช้แบบจำลองของวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสชดเชยอดุมคติ ทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชยได้อย่างสมบูรณ์ โดยกระแสชดเชยดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับกระแสอ้างอิงสามเฟส ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิว

การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล แสดงได้ดังรูปที่ 3.2 จากรูปดังกล่าวแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสามเฟส เท่ากับ 380 V_{L-L} ค่าความเหนี่ยวนำทางด้านสายส่ง เท่ากับ 0.01 mH ต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นค่าความต้านทาน (R_L) เท่ากับ 130Ω อนุกรมกับค่าความเหนี่ยวนำ (L_L) เท่ากับ 4 H



รูปที่ 3.2 ระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก

โหลดไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกขึ้นที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก บล็อกตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดิกิวจึงเข้ามามีบทบาทเพื่อตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบด้วยการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดิกิว (i_{dh}, i_{qh}) ก่อนแปลงให้อยู่บนแกนสามเฟส ($i_{cu}^*, i_{cv}^*, i_{cw}^*$) สำหรับป้อนเป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน จากนั้นบล็อกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ จะทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชย (i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}) ให้แก่ระบบ ซึ่งสามารถพิจารณาการฉีดกระแสชดเชยกรณีเฟส u ได้ตามสมการที่ (3-11) ดังนี้

$$i_{su} = i_{Lu} - i_{cu} \quad (3-11)$$

จากสมการที่ (3-11) เมื่อพิจารณาการทำงานในกรณีเฟส u ที่ไม่มีการฉีดกระแสชดเชย (i_{cu}) ค่ากระแสที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก (i_{su}) จะเท่ากับ ค่ากระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_{Lu}) ซึ่งจะมีการผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณ จึงทำให้รูปสัญญาณมีลักษณะบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปไซน์ แต่ถ้าทำการฉีดกระแสชดเชยดังสมการที่ (3-11) ค่ากระแสที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักจะเท่ากับ ค่ากระแสไฟฟ้าที่โหลดหักลบกับค่ากระแสชดเชยจึงทำให้ค่ากระแสที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ามีลักษณะรูปสัญญาณเป็น ไซน์มากขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบเพื่อหักลบกับปริมาณฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้น ส่งผลให้รูปสัญญาณปรากฏองค์ประกอบฮาร์มอนิกลดน้อยลง ขณะเดียวกันองค์ประกอบที่ความถี่มูลฐานยังคงอยู่เช่นเดิม สำหรับผลการทดสอบจะใช้ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมในแต่ละเฟส (Total Harmonic Current Distortion: %THD_{i,k}) ดังสมการที่ (3-12) โดยการเฉลี่ยเป็น %THD_{av} ตามสมการที่ (3-13) เป็นตัวชี้วัดสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก เพื่อให้การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนคิกมีสมรรถนะดีที่สุดในบรรดาวิธีต่างๆ สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

$$\%THD_{i,k} = \sqrt{\frac{\sum_{h=2} i_h^2}{i_1^2}} \times 100\% \quad (3-12)$$

$$\%THD_{av} = \sqrt{\frac{\sum_{k=u,v,w} \%THD_{i,k}^2}{3}} \quad (3-13)$$

นอกเหนือไปจากการพิจารณาค่า %THD_{av} เป็นตัวชี้วัดสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก ผู้วิจัยมีความต้องการที่จะกำจัดฮาร์มอนิก ควบคู่กับการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าให้กับระบบ ดังนั้น การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนคิก จึงมีการนำเสนอค่าตัวประกอบกำลัง (pf) ในกรณีก่อน และภายหลังการชดเชย โดยมีแนวทางการปรับปรุงในสองส่วน คือ ค่า pf_{disp} (displacement power factor) ดังสมการที่ (3-14) และค่า pf_{dist} (distortion power factor) ดังสมการที่ (3-15) เพราะฉะนั้น ตัวชี้วัดสมรรถนะการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังจึงพิจารณาที่ค่าตัวประกอบกำลังรวม (pf_{total}) ดังสมการที่ (3-16)

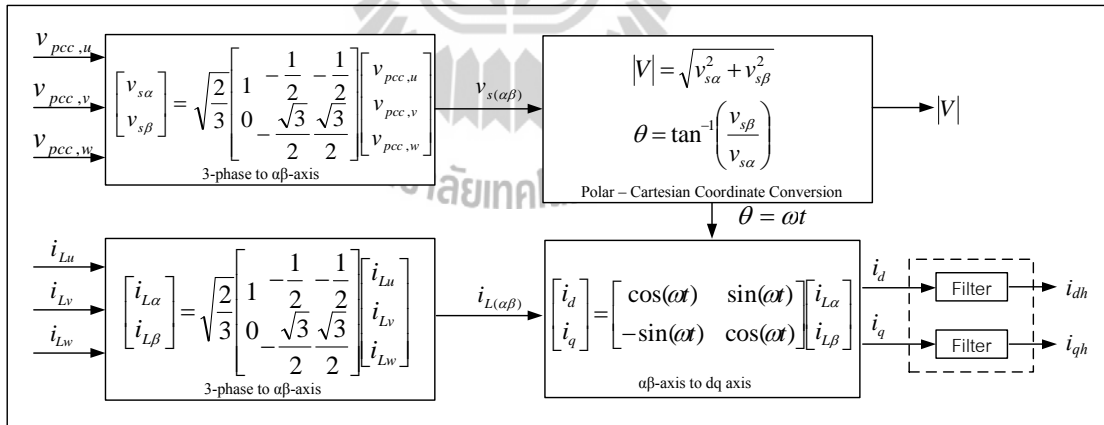
$$pf_{\text{disp}} = \frac{P}{S_1} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt}{V_{rms,1} \cdot I_{rms,1}} \quad (3-14)$$

$$pf_{\text{dist}} = \frac{1}{\sqrt{1+THD_v^2} \cdot \sqrt{1+THD_i^2}} = \frac{V_{rms,1} \cdot I_{rms,1}}{V_{rms} \cdot I_{rms}} \quad (3-15)$$

$$pf_{\text{total}} = pf_{\text{dist}} \times pf_{\text{disp}} \quad (3-16)$$

3.4 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการอั้งอิงซิงโครนัส

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการอั้งอิงซิงโครนัส หรือวิธี SRF มีแผนภาพขั้นตอนการคำนวณแสดงได้ตามรูปที่ 3.3 โดยรายละเอียดการคำนวณในแต่ละขั้นตอนเป็นดังนี้

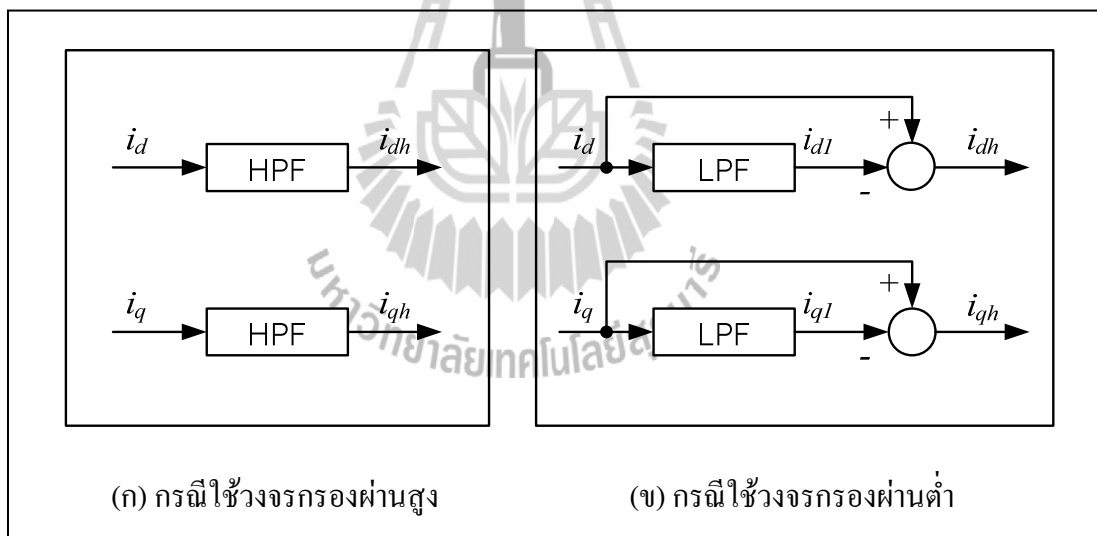


รูปที่ 3.3 แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF

ขั้นตอนที่ 1 แปลงค่ากระแสไฟฟ้าสามเฟส คือ i_{Lu} , i_{Lv} และ i_{Lw} เป็นกระแสไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$ ($i_{L\alpha}$, $i_{L\beta}$) รวมถึงค่าแรงดันที่จุด PCC คือ $v_{pcc,u}$, $v_{pcc,v}$ และ $v_{pcc,w}$ เป็นแรงดันไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$ ($v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$) ดังบล็อก 3-phase to $\alpha\beta$

ขั้นตอนที่ 2 แปลงค่ากระแสบนแกน $\alpha\beta$ ไปอยู่บนแกนดีคิว (i_d, i_q) ซึ่งปรากฏในบล็อก $\alpha\beta$ axis to dq axis สำหรับค่า ω ที่ปรากฏในสมการพิจารณาจากค่ามุม (θ) โดยคำนวณมาจาก บล็อก Polar - Cartesian Coordinate Conversion มีค่าเท่ากับ ความถี่มูลฐานของระบบ ทำให้ เวกเตอร์กระแสไฟฟ้า i_d และ i_q หมุนด้วยความเร็วเชิงมุม เท่ากับ 314.16 เรเดียน/วินาที เพื่อใช้ พิจารณาแยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิก (i_{dh}, i_{qh}) ออกจากปริมาณกระแสมูลฐาน (i_{d1}, i_{q1})

ขั้นตอนที่ 3 แยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่อยู่บนแกนดีคิว ออกจากปริมาณกระแสที่ ความถี่มูลฐาน ทำได้โดยใช้วงจรกรอง เช่น วงจรกรองผ่านสูง (HPF) หรือวงจรกรองผ่านต่ำ (LPF) เป็นต้น โดยมีโครงสร้างการใช้งานดังรูปที่ 3.4 การใช้วงจรกรองดังกล่าว แสดงไว้ด้วยบล็อก Filter ในรูปที่ 3.3 สำหรับการปรับค่าความถี่ตัดของวงจรกรองผ่านสูง และวงจรกรองผ่านต่ำมีผลต่อ สมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ซึ่งจะนำเสนอแนวทางการปรับปรุงสมรรถนะใน ลำดับถัดไป ในขั้นตอนนี้จะได้ปริมาณกระแสฮาร์มอนิก (i_{dh}, i_{qh}) เพื่อใช้เป็นกระแสอ้างอิงบนแกน ดีคิวให้กับขั้นตอนการควบคุมกระแสชดเชยต่อไป



รูปที่ 3.4 โครงสร้างการใช้งานวงจรกรองผ่านสูงและวงจรกรองผ่านต่ำ

3.5 การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิก

ด้วยวิธีการอ้างอิงเชิงโครนัส

การปรับค่าความถี่ตัดของวงจรกรองผ่านสูง และวงจรกรองผ่านต่ำมีผลต่อสมรรถนะการ ตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF จึงนำจุดนี้มาเป็นเกณฑ์เพื่อปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับดังกล่าว

วงจรรองที่นำมาทดสอบมี 2 ชนิด คือ วงจรรองผ่านสูง และวงจรรองผ่านต่ำ ซึ่งจะทดสอบที่อันดับ 1 ถึง อันดับ 3 ในช่วงความถี่ตัด 1 เฮิรตซ์ ถึง 100 เฮิรตซ์ จากการวิเคราะห์โครงสร้างวงจรแอนะล็อกของวงจรดังกล่าว ให้อยู่ในรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน พิจารณาได้จากตารางที่ 3.4 และตารางที่ 3.5 ตามลำดับ สิ่งที่มีความสำคัญในการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก คือ ค่าความถี่ตัด (cutoff frequency: f_c) ณ จุดการทำงานของระบบ

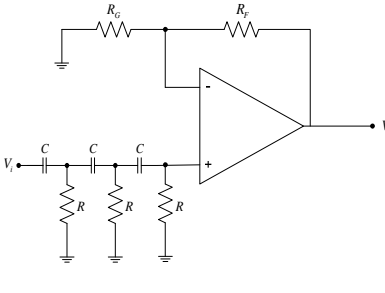
จากตารางที่ 3.4 และตารางที่ 3.5 แสดงโครงสร้างของวงจรรองผ่านสูง และวงจรรองผ่านต่ำอันดับ 1 ถึงอันดับ 3 ในรูปแบบของวงจรแอนะล็อก รวมถึงแสดงรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนในแต่ละวงจรสำหรับนำไปใช้แทนในความสัมพันธ์ ดังสมการที่ (3-17) เพื่อนำผลลัพธ์จากสมการที่ได้แทนค่าในฟังก์ชันถ่ายโอน และนำผลเฉลยที่ได้จากการแทนค่าที่ความถี่ตัดใด ๆ แทนลงในบล็อกฟังก์ชันถ่ายโอน สำหรับทดสอบร่วมกับระบบจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 3.2 ซึ่งผลการทดสอบ ปรากฏดังรูปที่ 3.5 ในกรณีวงจรรองผ่านสูง และรูปที่ 3.6 ในกรณีวงจรรองผ่านต่ำ

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3-17)$$

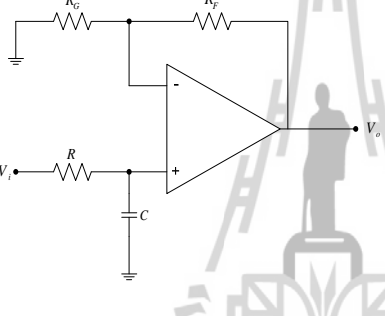
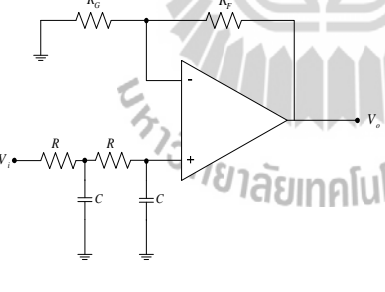
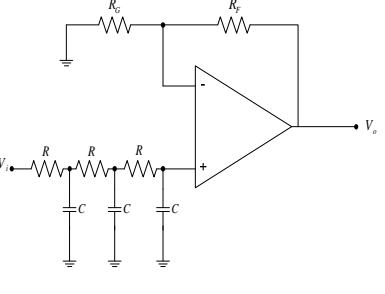
ตารางที่ 3.4 รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน และ โครงสร้างของวงจรรองผ่านสูง

อันดับวงจร	โครงสร้างวงจร	ฟังก์ชันถ่ายโอน
อันดับหนึ่ง		$H(s) = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}}$
อันดับสอง		$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{3}{RC}s + \frac{1}{(RC)^2}}$

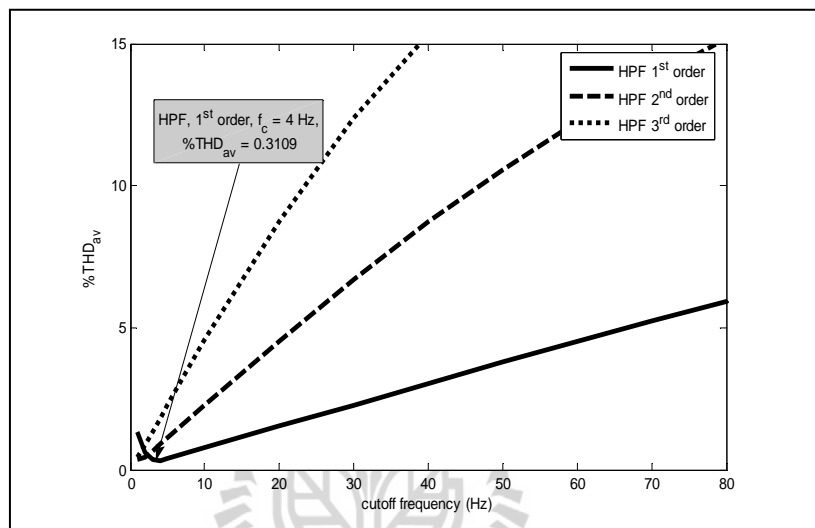
ตารางที่ 3.4 รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน และ โครงสร้างของวงจรกรองผ่านสูง (ต่อ)

อันดับสาม		$H(s) = \frac{s^3}{s^3 + \frac{6}{RC}s^2 + \frac{5}{(RC)^2}s + \frac{1}{(RC)^3}}$
-----------	---	---

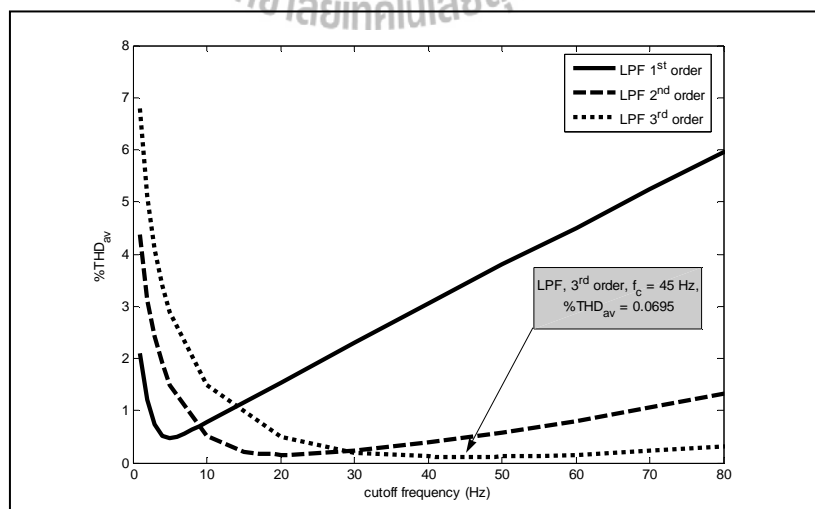
ตารางที่ 3.5 รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน และ โครงสร้างของวงจรกรองผ่านต่ำ

อันดับวงจร	โครงสร้างวงจร	ฟังก์ชันถ่ายโอน
อันดับหนึ่ง		$L(s) = \frac{1}{s + \frac{1}{RC}}$
อันดับสอง		$L(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{3}{RC}s + \frac{1}{(RC)^2}}$
อันดับสาม		$L(s) = \frac{1}{s^3 + \frac{5}{RC}s^2 + \frac{6}{(RC)^2}s + \frac{1}{(RC)^3}}$

จากรูปที่ 3.5 ค่า $\%THD_{av}$ หลังการชดเชยจากการจำลองสถานการณ์โดยใช้วงจรกรองผ่านสูงอันดับที่ 1 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 4 เฮิร์ตซ์ ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีค่า $\%THD_{av}$ น้อยที่สุดเท่ากับ 0.3109 เปอร์เซ็นต์ และการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์โมนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำดังรูปที่ 3.6 มีค่า $\%THD_{av}$ หลังการชดเชยที่ได้จากการจำลองสถานการณ์โดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 45 เฮิร์ตซ์ ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีค่า $\%THD_{av}$ น้อยที่สุดเท่ากับ 0.0695 เปอร์เซ็นต์



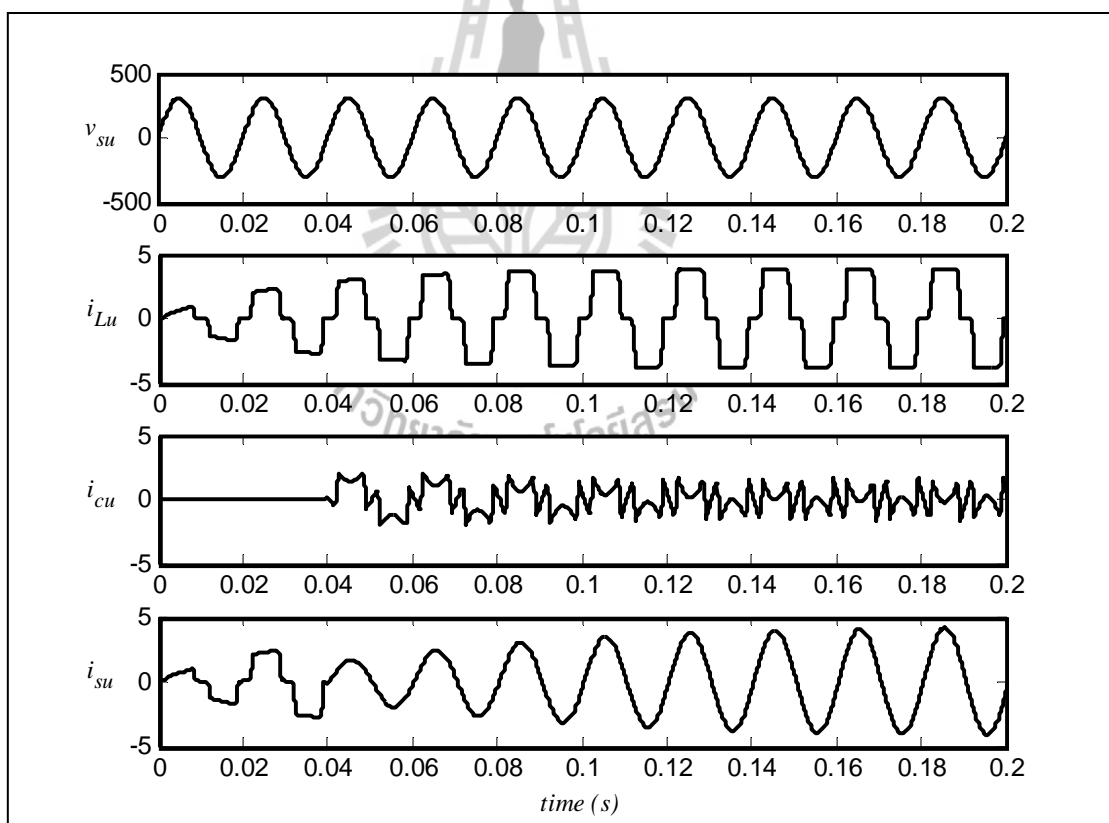
รูปที่ 3.5 ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์โมนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านสูง



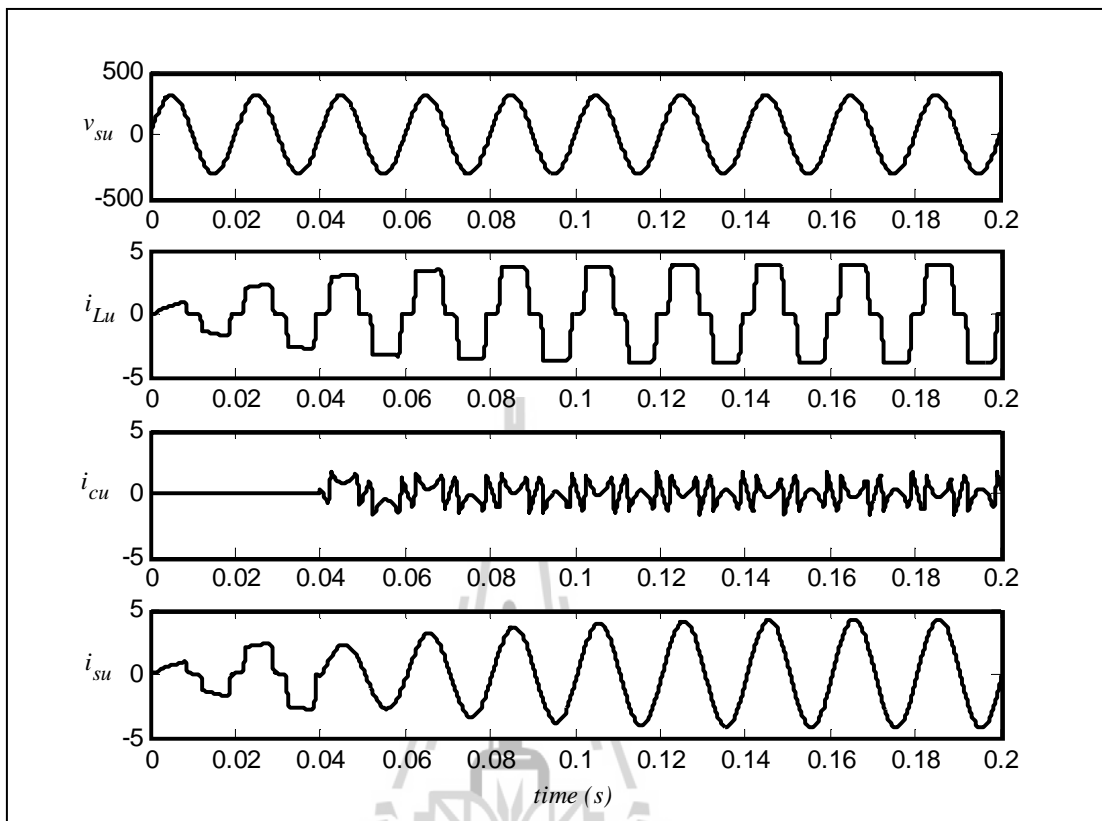
รูปที่ 3.6 ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์โมนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำ

ผลการทดสอบจากรูปที่ 3.5 และรูปที่ 3.6 พบว่า อันดับของวงจรกรองความถี่แบบแอนะล็อกมีผลต่อการแยกปริมาณฮาร์มอนิก ในเชิงทฤษฎีวงจรกรองความถี่แบบแอนะล็อกอันดับสูง (High - Order Filter) อาจมีส่วนเพื่อให้ได้สมรรถนะที่ดียิ่งขึ้น ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ไม่ได้ทำการทดสอบวงจรดังกล่าว เนื่องจากเล็งเห็นถึงความซับซ้อนสำหรับการสร้างจริงในทางปฏิบัติ ในขณะที่ค่า %THD_{av} อาจมีแนวโน้มลดลงไม่มากกว่านี้นัก ทำให้การทดสอบวงจรดังกล่าวทดสอบเฉพาะที่อันดับ 1 ถึงอันดับ 3 เท่านั้น อีกทั้งผลการทดสอบที่น่าเสนอมีสสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกเป็นที่น่าพอใจ ซึ่งเห็นได้จากผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 3.7 และรูปที่ 3.8

ผลการจำลองสถานการณ์กรณีใช้วงจรกรองผ่านสูง และวงจรกรองผ่านต่ำในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก ของเฟส u ดูได้จากรูปที่ 3.7 และรูปที่ 3.8 ตามลำดับ เมื่อพิจารณาในรูปที่ 3.7 และรูปที่ 3.8 สังเกตได้ว่าการจำลองสถานการณ์พิจารณาในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 วินาที ถึง 0.20 วินาที เนื่องจากช่วงเวลาดังกล่าวระบบจะเข้าสู่สภาวะคงตัว



รูปที่ 3.7 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีใช้วงจรกรองผ่านสูง
แยกปริมาณฮาร์มอนิก ($f_c = 4$ Hz)



รูปที่ 3.8 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำ
แยกปริมาณฮาร์มอนิก ($f_c = 45$ Hz)

จากผลการจำลองสถานการณ์สังเกตได้ว่าในช่วงเวลา 0 วินาที ถึง 0.04 วินาที ยังไม่มีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายจะเหมือนกับรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่โหลด ต่อมาในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.04 วินาที ถึง 0.20 วินาที มีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้รูปสัญญาณกระแสชดเชยเป็นไปตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิง ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ดังนั้น รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักจึงมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น โดยจากรูปที่ 3.7 จะสังเกตได้ว่า รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_{su}) หลังการชดเชยจะเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลาประมาณ 0.16 วินาที เนื่องจากวงจรกรองผ่านสูงเกิดการประวิงเวลาขึ้นในขณะที่มีการแยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่ความถี่ตัด เท่ากับ 4 เฮิร์ตซ์ แต่หลังจากเวลา 0.16 วินาทีรูปสัญญาณกระแส i_{su} จะเริ่มคงที่ที่ค่ากระแสสูงสุด

ประมาณ 4.24 A และจากรูปที่ 3.8 รูปสัญญาณกระแส i_{su} จะเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลาประมาณ 0.14 วินาที ซึ่งหลังจากเวลา 0.14 วินาที รูปสัญญาณกระแส i_{su} จะเริ่มคงที่ที่ค่ากระแสสูงสุดประมาณ 4.24 A สำหรับค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าทั้งสามเฟสของทั้งสองกรณี แสดงไว้ตามตารางที่ 3.6 ซึ่งสังเกตได้ว่าค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเฉลี่ยทั้งสามเฟส กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกมีค่าน้อยกว่ากรณีใช้วงจรกรองผ่านสูง และมีค่าเท่ากับ 0.0695 เปอร์เซนต์ เมื่อเปรียบเทียบกับค่า %THD_{av} ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายก่อนการชดเชย พบว่า ค่า %THD_{av} ภายหลังการชดเชยมีค่าน้อยกว่ามาก โดยในภาพรวมปริมาณฮาร์มอนิกลดลงถึง 99.7 เปอร์เซนต์ นอกจากนี้ผลของค่า %THD_{av} ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยที่ลดลงเข้าใกล้ 0 ส่งผลให้สามารถชดเชยค่า pf_{dist} ให้มีค่าเข้าใกล้ 1 เช่นกันดังสมการที่ (3-15) ส่วนกรณีค่า pf_{disp} นั้นไม่สามารถชดเชยได้ อันเนื่องจากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ไม่สามารถชดเชยค่ากำลังรีแอกทีฟได้ อย่งไรก็ตามค่า pf_{total} ภายหลังการชดเชยมีค่ามากขึ้น โดยก่อนการชดเชยมีค่า pf_{total} เท่ากับ 0.9520 และภายหลังการชดเชยมีค่า pf_{total} เท่ากับ 0.9800 รายละเอียดแสดงตามตารางที่ 3.7 ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 45 เฮิรตซ์ ในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกให้สมรรถนะที่ดีต่อระบบที่ศึกษา

ตารางที่ 3.6 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก
กรณีตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF

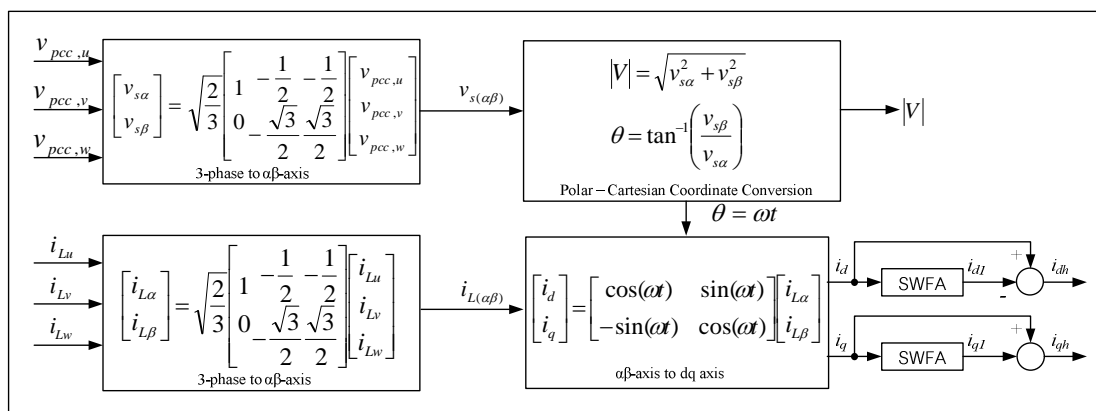
เฟส	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย		
	ค่า %THD ก่อนการชดเชย	ค่า %THD ภายหลังการชดเชย	
		กรณีใช้วงจรกรองผ่านสูงในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก $f_c = 4 \text{ Hz}$	กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก $f_c = 45 \text{ Hz}$
u	24.42	0.3136	0.0691
v	24.42	0.3060	0.0698
w	24.42	0.3129	0.0696
เฉลี่ยทั้งสามเฟส	24.42	0.3109	0.0695

ตารางที่ 3.7 ผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังด้วยวิธี SRF

ก่อนการชดเชย								
$pf_{dist,u}$	$pf_{dist,v}$	$pf_{dist,w}$	$pf_{disp,u}$	$pf_{disp,v}$	$pf_{disp,w}$	$pf_{total,u}$	$pf_{total,v}$	$pf_{total,w}$
0.9714	0.9714	0.9714	0.9800	0.9800	0.9800	0.9520	0.9520	0.9520
หลังการชดเชยด้วยวิธี SRF (LPF, อันดับ $3f_c = 45$ Hz)								
1.0000	1.0000	1.0000	0.9800	0.9800	0.9800	0.9800	0.9800	0.9800

3.6 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟ

นอกจากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ตามที่ได้อธิบายในข้างต้นแล้ว ยังมีวิธี DQF ซึ่งเป็นวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิวที่พัฒนาต่อจากวิธี SRF ที่พัฒนาโดย Sujitjorn, Areerak, and Kulworawanichpong, (2007) ซึ่งแสดงแผนภาพการคำนวณ ดังรูปที่ 3.9 จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่าวิธี DQF จะแตกต่างกับวิธี SRF ในส่วนการแยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่อยู่บนแกนดีคิว ออกจากปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐาน โดยวิธี DQF จะใช้วิธี SWFA (Sliding Window Fourier Analysis) ในการแยกปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐานแทนการใช้วงจรกรอง ด้วยเหตุนี้จึงมีการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกของวิธี DQF เพื่อนำมาสู่การศึกษาเปรียบเทียบกับวิธี SRF การอธิบายรายละเอียดของวิธี DQF จะนำเสนอเฉพาะในส่วนของการคำนวณการคำนวณของวิธี SWFA ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.9 แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF

การแยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่อยู่บนแกนดัดคิว ออกจากปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานด้วยวิธี SWFA มาจากแนวความคิดการพิจารณารูปสัญญาณกระแส i_d และ i_q เป็นสัญญาณรายคาบ โดยในขั้นตอนการคำนวณในขั้นตอนที่ 1 และ 2 จะเหมือนกับวิธี SRF แต่ต่างกันในส่วนการนำ SWFA มาใช้แทน Filter สำหรับวิธี DQF จะเริ่มต้นจากการวิเคราะห์สัญญาณกระแส i_d และ i_q ในรูปของอนุกรมฟูรีเยร์ ดังสมการที่ (3-18) ซึ่งมียอดประกอบสองส่วน คือ เทอมของสัญญาณกระแสตรง และเทอมของสัญญาณกระแสสลับ เนื่องจากการแยกปริมาณทั้งสองส่วนนั้นกระทำอยู่บนแกนดัดคิว ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงมุมเดียวกันกับความถี่มูลฐานของระบบ ดังนั้น จึงมองกระแสที่ความถี่มูลฐานเป็นสัญญาณกระแสตรง และกระแสที่ความถี่อื่น เป็นสัญญาณกระแสสลับ การแยกสัญญาณกระแสสลับ ซึ่งก็คือปริมาณกระแสฮาร์มอนิก ตั้งต้นที่การรับค่าข้อมูลกระแส i_d และ i_q มาหนึ่งคาบ (T) จำนวน N ข้อมูล เพื่อคำนวณหาค่ากระแสที่ความถี่มูลฐาน (i_{d1}, i_{q1}) ดังสมการที่ (3-19) และสมการที่ (3-20) ตามลำดับ โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์ A_{0d} และ A_{0q} คำนวณได้จากสมการที่ (3-21) และสมการที่ (3-22) หลังจากที่ได้จุดข้อมูลด้วยจำนวน N ข้อมูลครบในหนึ่งคาบ จะสามารถหาค่า i_{d1} และ i_{q1} มาได้หนึ่งจุดข้อมูลเพื่อไปหักลบออกจากค่ากระแส i_d และ i_q ให้ได้เป็นกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบบนแกนดัดคิว (i_{dh}, i_{qh}) นั่นคือ การคำนวณในรอบแรก หลังจากนั้นทำการดึงค่า N_0 ออกจากชุดข้อมูล N เป็น N_0-1 ในขณะที่เดียวกันก็จะรับข้อมูล N_0+N จากชุดข้อมูล i_d และ i_q ค่าใหม่มาอยู่ในชุดข้อมูล N เป็น N_0+N-1 เพื่อคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ A_{0d} และ A_{0q} ค่าใหม่ ($A_{0d}^{(new)}, A_{0q}^{(new)}$) ดังสมการที่ (3-23)

$$i_{(dq)}(kT) = \frac{A_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [A_h \cos(h\omega kT) + B_h \sin(h\omega kT)] \quad (3-18)$$

$$i_{d1}(kT) = \frac{A_{0d}}{2} \quad (3-19)$$

$$i_{q1}(kT) = \frac{A_{0q}}{2} \quad (3-20)$$

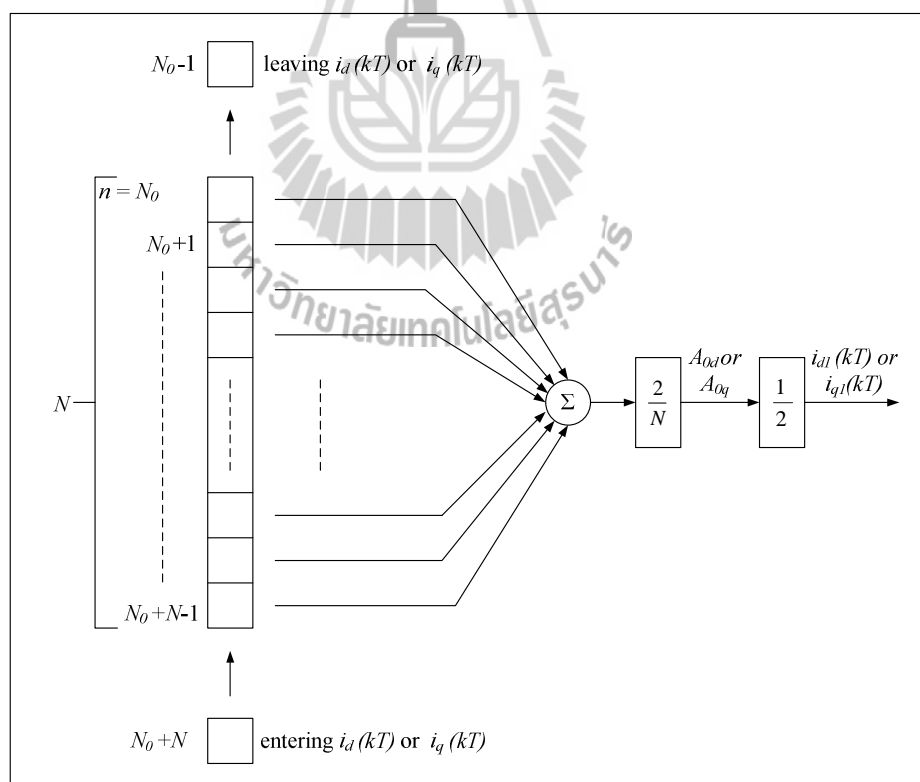
$$A_{0d} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} i_d(nT) \quad (3-21)$$

$$A_{0q} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} i_q(nT) \quad (3-22)$$

$$\begin{bmatrix} A_{0d}^{(new)} \\ A_{0q}^{(new)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{0d}^{(old)} \\ A_{0q}^{(old)} \end{bmatrix} - \frac{2}{N} \begin{bmatrix} i_d [(N_0 - 1)T] \\ i_q [(N_0 - 1)T] \end{bmatrix} + \frac{2}{N} \begin{bmatrix} i_d [(N_0 + N)T] \\ i_q [(N_0 + N)T] \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

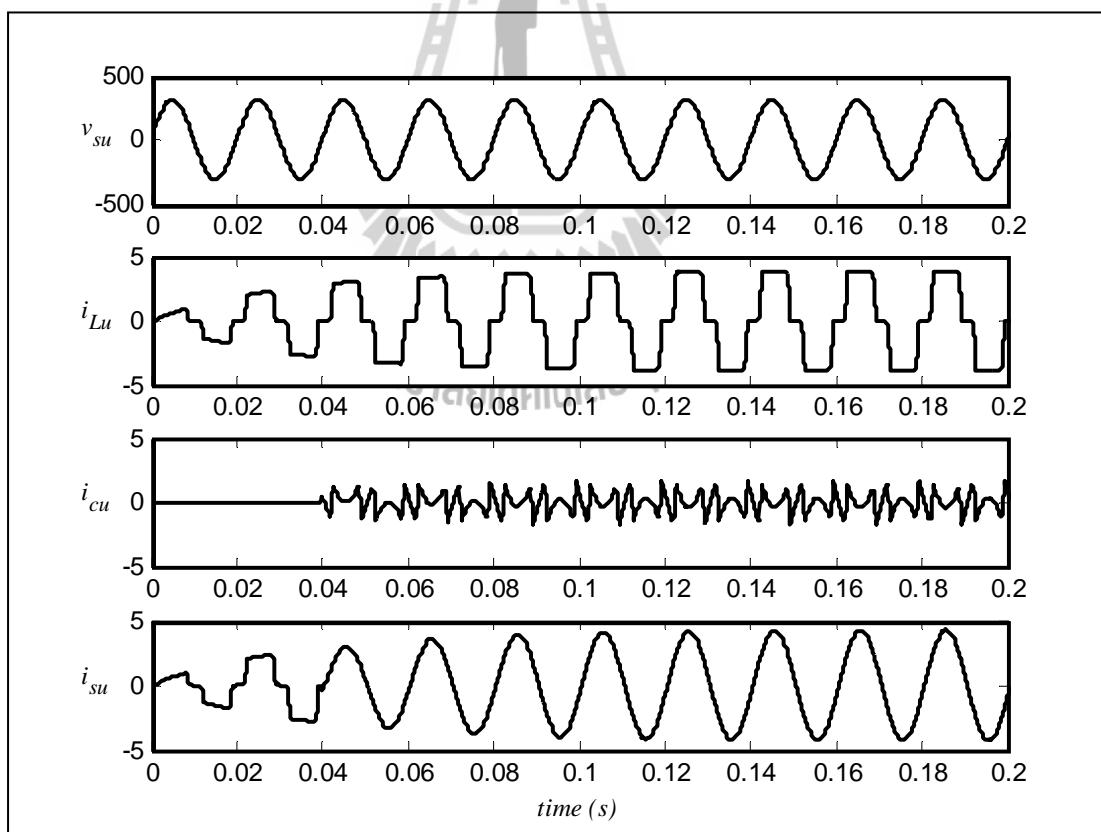
โดยที่ $A_{0d}^{(old)}$ และ $A_{0q}^{(old)}$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการคำนวณในรอบก่อนหน้านี้ ส่งผลให้การรับค่าข้อมูล i_d และ i_q ในแต่ละครั้งจะได้จุดข้อมูล i_{d1} และ i_{q1} สำหรับหักลบออกจากค่ากระแส i_d และ i_q และมีการส่งรับข้อมูลมาคำนวณในลักษณะนี้ตลอดย่านการทำงาน จนกระทั่งได้กระแสอ้างอิงบนแกนดิกิว (i_{dh}, i_{qh}) สำหรับวงจรรอกกำลังแยกที่เฟสบนนาน สำหรับรายละเอียดการคำนวณด้วยวิธี SWFA นี้สามารถแสดงเป็นแผนภาพได้ ดังรูปที่ 3.10

กระแสอ้างอิงบนแกนดิกิว (i_{dh}, i_{qh}) ที่คำนวณได้ด้วยวิธี SWFA จะถูกแปลงปริมาณดังกล่าวให้อยู่บนแกนสามเฟส คือ i_{cu}^* , i_{cv}^* และ i_{cw}^* สำหรับเป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับวงจรรอกกำลังแยกที่พชนิดแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ



รูปที่ 3.10 แผนภาพคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ฟูริเยร์ และคำนวณกระแสที่ความถี่มูลฐานบนแกนดิกิว

การทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF จะจำลองสถานการณ์ร่วมกับระบบทดสอบตามรูปที่ 3.2 โดยผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 3.11 จากรูปดังกล่าวในช่วงเวลาเท่ากับ 0 วินาที ถึง 0.02 วินาที จะมีการเก็บค่าข้อมูลกระแสบนแกนดีคิวมาหนึ่งคาบ เพื่อคำนวณหาค่ากระแสที่ความถี่มูลฐานตามหลักการของ SWFA และเริ่มมีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.04 วินาที ถึง 0.2 วินาที พบว่า ภายหลังการชดเชยรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น โดยเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลาประมาณ 0.10 วินาที และรูปสัญญาณกระแส i_{su} จะเริ่มคงที่ที่ค่ากระแสสูงสุดประมาณ 4.24 A สำหรับค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเฉลี่ยทั้งสามเฟสภายหลังการชดเชย มีค่าเท่ากับ 0.0246 เปอร์เซ็นต์ ดังตารางที่ 3.8 ซึ่งปริมาณฮาร์มอนิกลดลงถึง 99.9 เปอร์เซ็นต์ จึงยืนยันได้ว่าวิธี DQF สามารถกำจัดฮาร์มอนิกของระบบภายหลังการชดเชยได้ดีที่สุด



รูปที่ 3.11 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF

ตารางที่ 3.8 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก

กรณีตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF

เฟส	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย	
	ค่า %THD ก่อนการชดเชย	ค่า %THD หลังการชดเชย
		กรณีใช้ SWFA ในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก
u	24.42	0.0246
v	24.42	0.0246
w	24.42	0.0246
เฉลี่ยทั้งสามเฟส	24.42	0.0246

ตารางที่ 3.9 ผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังด้วยวิธี DQF

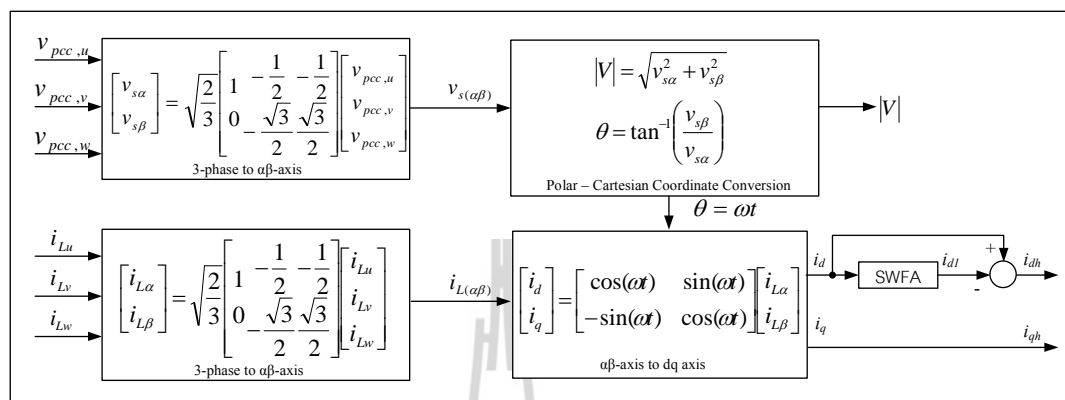
ก่อนการชดเชย								
$pf_{dist,u}$	$pf_{dist,v}$	$pf_{dist,w}$	$pf_{disp,u}$	$pf_{disp,v}$	$pf_{disp,w}$	$pf_{total,u}$	$pf_{total,v}$	$pf_{total,w}$
0.9714	0.9714	0.9714	0.9800	0.9800	0.9800	0.9520	0.9520	0.9520
หลังการชดเชยด้วยวิธี DQF (SWFA)								
1.0000	1.0000	1.0000	0.9800	0.9800	0.9800	0.9800	0.9800	0.9800

จากตารางที่ 3.9 แสดงผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังด้วยวิธี DQF พบว่า ผลจากการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีทำให้สามารถชดเชยค่า pf_{dist} ให้มีค่าเท่ากับ 1 แต่เนื่องจากวิธีการดังกล่าวยังไม่สามารถชดเชยค่ากำลังรีแอกทีฟได้ จึงทำให้ค่า pf_{disp} ยังไม่มีการชดเชย ส่งผลให้ค่า pf_{total} ภายหลังการชดเชยมีค่าเท่ากับ 0.9800 เช่นเดียวกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ข้อจำกัดดังกล่าวจึงเป็นแนวทางสำหรับการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ซึ่งจะนำเสนอรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

3.7 การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟ

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF เมื่อพิจารณาที่ระบบสามเฟสสมดุล จะมีจุดเด่นในเรื่องความสามารถการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดี วิธีการดังกล่าวยังสามารถพัฒนาต่อโดยเพิ่มความสามารถในการชดเชยกำลังรีแอกทีฟ หรือชดเชยค่าตัวประกอบกำลังได้ โดยมีขั้นตอนการ

ตรวจจับฮาร์มอนิกที่คล้ายคลึงกับวิธี DQF จะแตกต่างกัน คือ การปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF จะไม่มีการผ่านกระบวนการแยกปริมาณฮาร์มอนิกด้วย SWFA บนแกนคิวดแสดงได้ดังรูปที่ 3.12 ด้วยเหตุผลดังต่อไปนี้

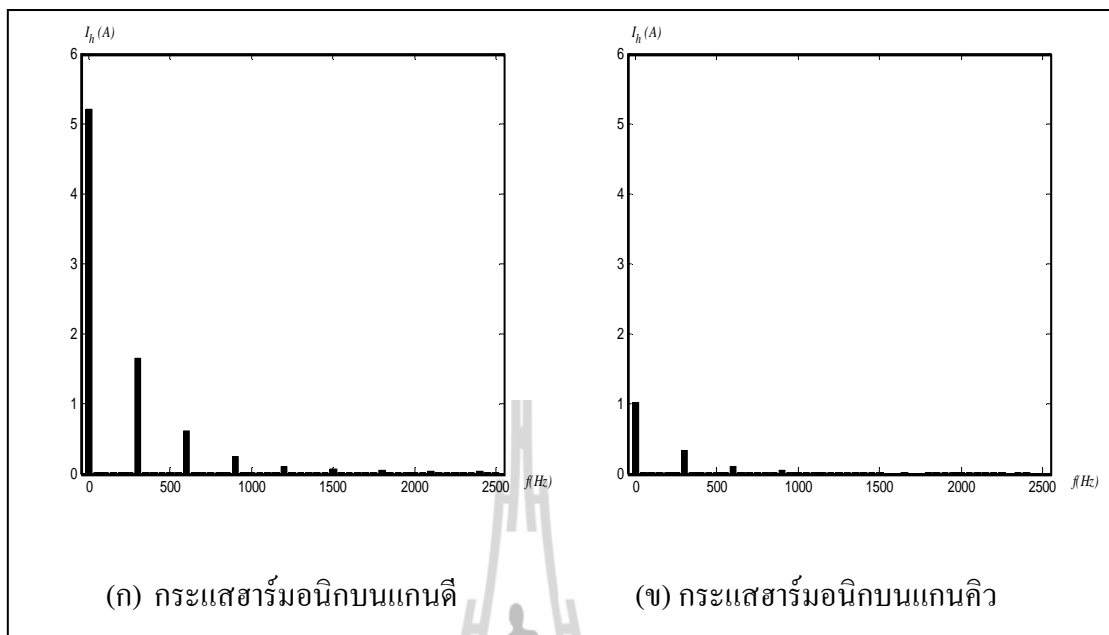


รูปที่ 3.12 แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF

เริ่มต้นวิเคราะห์เทอมสมการของกระแสบนแกนคิวด (i_d, i_q) ดังสมการที่ (3-24) และสมการที่ (3-25) ตามลำดับ ซึ่งในตัวอย่างนี้พิจารณากระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 รวมอยู่กับกระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน สังเกตได้ว่าเมื่อแปลงเทอมสมการกระแสที่มีฮาร์มอนิกปะปนอยู่บนแกนสามเฟสให้อยู่บนแกนคิวด ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงมุมเดียวกันกับความถี่มูลฐานของระบบ เทอมสมการกระแสบนแกนคิวดในทางทฤษฎีจะต้องไม่ปรากฏกระแสที่ความถี่ 0 เฮิรตซ์ และจะต้องปรากฏกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 ที่มีเครื่องหมายลำดับเฟสของแต่ละอันดับไว้อย่างชัดเจน จึงได้มีการตรวจสอบด้วยการแสดงสเปกตรัมของกระแสบนแกนคิวดของระบบที่พิจารณา ดังรูปที่ 3.13 เพื่ออ้างอิงกับสมการดังกล่าว

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (i_1 + i_5 \cos(6\omega t) + i_7 \cos(6\omega t)) \quad (3-24)$$

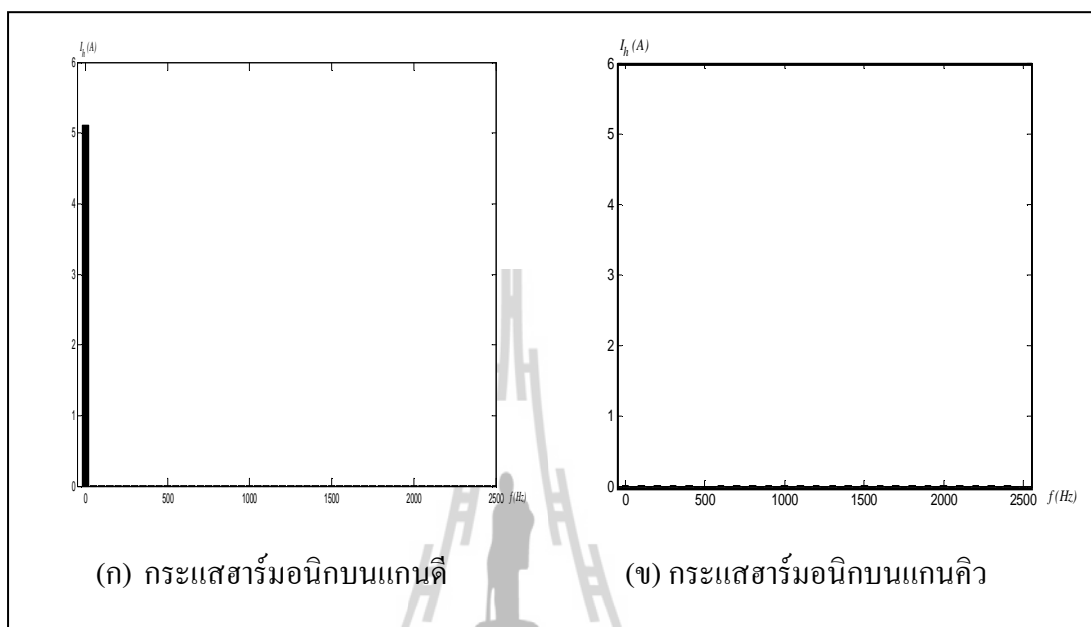
$$i_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (-i_5 \sin(6\omega t) + i_7 \sin(6\omega t)) \quad (3-25)$$



รูปที่ 3.13 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ บนแกนคี่ก่อนการชดเชย

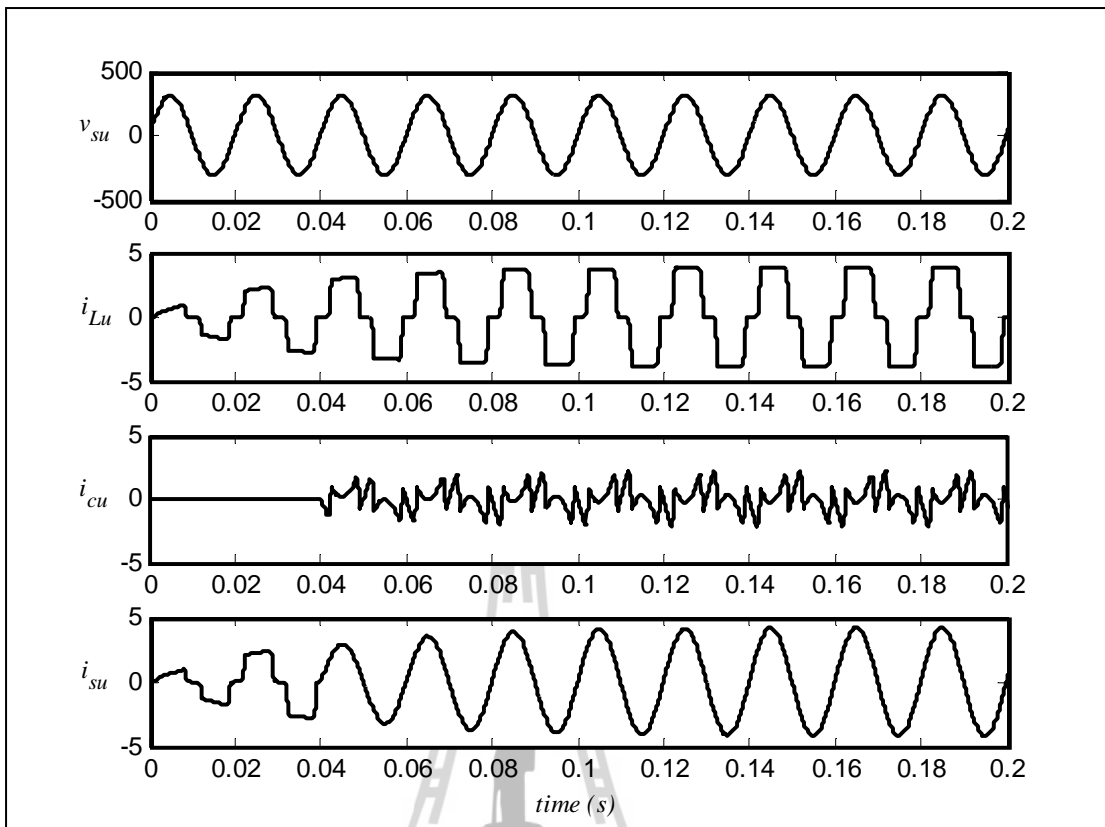
จากรูปที่ 3.13 การตรวจวัดสเปกตรัมของกระแสบนแกนคี่ในกรณีที่พิจารณา พบว่า มีกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 ที่ความถี่ 300 เฮิร์ตซ์ บนแกนคี่ รวมถึงอันดับอื่น ๆ ที่ความถี่ต่างกัน ซึ่งตรงตามที่ระบุไว้ในตารางที่ 3.3 และสังเกตได้ว่ากระแสบนแกนคี่มีค่าแอมพลิจูดค่าหนึ่งที่ความถี่ 0 เฮิร์ตซ์ ดังนั้น ปริมาณดังกล่าวจึงไม่ได้เกิดขึ้นจากผลกระทบของฮาร์มอนิกในระบบ แต่เกิดขึ้นจากลักษณะการทำงานของโหลดไม่เป็นเชิงเส้น จึงปรากฏกำลังไฟฟัรแอกทีฟในระบบ ดังสมการที่ (3-10) ส่งผลให้ปรากฏค่ากระแสที่ความถี่มูลฐานของระบบบนแกนคี่ และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำลง ซึ่งหากยังคงนำ SWFA มาใช้แยกปริมาณมูลฐานออกจากปริมาณฮาร์มอนิกอันดับอื่น ๆ บนแกนคี่ จะไม่สามารถดึงค่ากระแสที่ความถี่มูลฐานของระบบบนแกนคี่ไปพิจารณาเพื่อชดเชยค่ากำลังรีแอกทีฟได้ แนวทางหนึ่งที่ผู้วิจัยได้นำเสนอคือ การไม่พิจารณาใช้ SWFA บนแกนคี่ ซึ่งจะทำให้ปริมาณบนแกนคี่ทั้งหมด ประกอบด้วยปริมาณฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ และค่ากำลังไฟฟัรแอกทีฟ ถูกนำมาวิเคราะห์ร่วมกับปริมาณบนแกนคี่ เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงบนแกนคี่ให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานสำหรับชดเชยกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ และชดเชยกำลังรีแอกทีฟให้กับระบบ โดยที่ภายหลังการชดเชย ดังรูปที่ 3.14สังเกตได้ว่า ไม่ปรากฏค่ากระแสบนแกนคี่ที่ความถี่ 0 เฮิร์ตซ์ รวมถึงฮาร์มอนิก

ที่อันดับอื่น ๆ ส่วนบนแกนดี่ยังคงเหลือเฉพาะปริมาณที่ความถี่มูลฐานของระบบเท่านั้น ยิ่งไปกว่านั้นการตรวจจับฮาร์โมนิกยังคงสามารถทำงานได้ผลดีเช่นเดิม



รูปที่ 3.14 สเปกตรัมของกระแสฮาร์โมนิกลำดับต่าง ๆ บนแกนดี้ควภายหลังการชดเชย

ผลการจำลองสถานการณ์กรณีทดสอบการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์โมนิกด้วยวิธี DQF ของเฟส u ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 วินาที ถึง 0.20 วินาที แสดงดังรูปที่ 3.15 ซึ่งสังเกตได้ว่า ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 วินาที ถึง 0.04 วินาที ยังไม่มีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายมีลักษณะเหมือนกับรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่โหลด ต่อมาที่ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.04 ถึง 0.20 วินาที มีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้รูปสัญญาณกระแสชดเชยเป็นไปตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิง ที่ได้จากการปรับปรุงการตรวจจับฮาร์โมนิกด้วยวิธี DQF ดังนั้น รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักจึงมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น และเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลาประมาณ 0.10 วินาที โดยภายหลังจากเวลา 0.10 วินาทีรูปสัญญาณกระแส i_{sm} จะเริ่มคงที่ที่ค่ากระแสสูงสุดประมาณ 4.24 A สำหรับค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ได้มีการเปรียบเทียบกับวิธี DQF แบบดั้งเดิมก่อนการปรับปรุงสมรรถนะ ตามตารางที่ 3.10



รูปที่ 3.15 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีปรับปรุงการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF

จากตารางที่ 3.10 สังเกตได้ว่าภายหลังการชดเชย ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเฉลี่ยทั้งสามเฟสของทั้งสองวิธี มีค่าเท่ากับ 0.0246 เปอร์เซ็นต์ ในส่วนการชดเชยค่าตัวประกอบกำลัง พบว่า ค่า pf_{dist} มีค่าเท่ากับ 1 อันเนื่องมาจากผลของค่า %THD_{av} ที่มีแนวโน้มลดน้อยลง ส่วนกรณีค่า pf_{disp} วิธี DQF ที่มีการปรับปรุงนั้นสามารถชดเชยได้ โดยก่อนการชดเชยค่า pf_{disp} ทั้งสามเฟส เท่ากับ 0.9800 และภายหลังการชดเชยมีค่า pf_{disp} ทั้งสามเฟสเท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า pf_{total} มีค่าเป็น 1 ตามตารางที่ 3.11 จากผลที่เกิดขึ้นแสดงให้เห็นว่า การปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF นอกจากจะสามารถสร้างกระแสอ้างอิงให้กับวงจรรองกำลัง แอ็กทีฟแบบขนานเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกในระบบได้เป็นอย่างดีแล้ว ยังสามารถชดเชยค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในระบบได้อย่างสมบูรณ์ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า การปรับปรุงการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ให้สมรรถนะที่ดีต่อระบบที่ศึกษา ผู้วิจัยจึงเลือกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดังกล่าว เพื่อใช้งานร่วมกับส่วนการควบคุมอื่น ๆ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

ตารางที่ 3.10 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก

กรณีมีการปรับปรุงการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF

เฟส	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย		
	ค่า %THD ก่อนการชดเชย	ค่า %THD หลังการชดเชย	
		กรณีใช้ SWFA แยกปริมาณฮาร์มอนิกบนแกนตีคว	กรณีใช้ SWFA แยกปริมาณฮาร์มอนิกเฉพาะบนแกนตี
u	24.42	0.0246	0.0246
v	24.42	0.0246	0.0246
w	24.42	0.0246	0.0246
เฉลี่ยทั้งสามเฟส	24.42	0.0246	0.0246

ตารางที่ 3.11 ผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลัง

กรณีมีการปรับปรุงการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF

ก่อนการชดเชย								
$pf_{dist,u}$	$pf_{dist,v}$	$pf_{dist,w}$	$pf_{disp,u}$	$pf_{disp,v}$	$pf_{disp,w}$	$pf_{total,u}$	$pf_{total,v}$	$pf_{total,w}$
0.9714	0.9714	0.9714	0.9800	0.9800	0.9800	0.9520	0.9520	0.9520
หลังการชดเชยด้วยวิธี DQF (SWFA เฉพาะบนแกนตี)								
1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000

3.8 สรุป

การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนตีคว เป็นส่วนประกอบที่สำคัญของการพัฒนาวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ เนื่องจากการคำนวณกระแสอ้างอิง จึงส่งผลโดยตรงต่อระบบควบคุมกระแสชดเชย หากการคำนวณกระแสอ้างอิงในส่วนนี้ไม่มีสมรรถนะหรือคำนวณผิดพลาด ส่วนต่าง ๆ ของวงจรก็จะทำงานผิดพลาดด้วยเช่นกัน ข้อดีของการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนตีควกับระบบสามเฟสสมดุลมีอยู่ด้วยกันหลายประการ เช่น มีอัลกอริทึมที่สามารถตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดี สามารถเลือกตรวจจับฮาร์มอนิกในอันดับที่ต้องการได้โดยเนื้อหาในส่วนนี้จะได้กล่าวในรายละเอียดของบทที่ 7 ต่อไป นอกจากนี้โครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกรองรับกับโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนตีคว ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในเรื่องการลดขั้นตอนการคำนวณ อย่างไรก็ตาม ในบทนี้ยังได้นำเสนอความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนตีคว ในการทบทวนไว้เป็นองค์ความรู้สำหรับงานด้านการตรวจจับฮาร์มอนิกบน

แกนตีคิว สำหรับใช้พัฒนาต่อยอดองค์ความรู้ดังกล่าวเพื่อหาแนวทาง และวิธีการที่จะเพิ่มขีดความสามารถในการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนตีคิวให้ดียิ่งขึ้น ซึ่งผลการทดสอบ พบว่า การแยกปริมาณฮาร์มอนิก ด้วย SWFA เฉพาะบนแกนตี สามารถสร้างกระแสอ้างอิงให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ให้มีสมรรถนะในการกำจัดฮาร์มอนิก และมีสมรรถนะในการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังดีที่สุด

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในบทที่ 3 การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนตีคิวสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ได้รับการตีพิมพ์ และอยู่ในระหว่างยื่นจดลิขสิทธิ์ดังนี้

- P. Santiprapan and K-L. Areerak, "Performance Improvement of Harmonic Detection using Synchronous Reference Frame Method", 2010 International Conference on Advances in Energy Engineering (ICAEE 2010), Beijing, China, 19-20 June 2010, pp. 52-55.

- กองพล อารีรักษ์ และ พลสิทธิ์ สานติประพันธ์, "บล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการอ้างอิงซิงโครนัสสำหรับโปรแกรม SIMULINK", 2 พฤศจิกายน 2554, เลขที่คำขอ 266182

- พลสิทธิ์ สานติประพันธ์, กองพล อารีรักษ์ และกองพัน อารีรักษ์, "การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนตีคิวสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน", การประชุมนำเสนอผลงานวิจัยบัณฑิตศึกษา ปีการศึกษา 2554, มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย, 7 ตุลาคม 2554, หน้า 1207-1219.

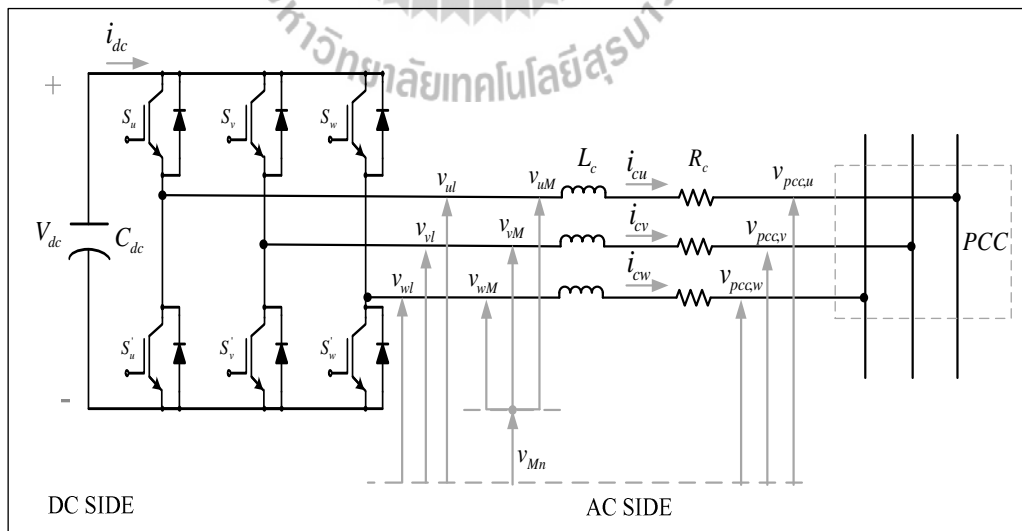
บทที่ 4

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน

4.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้เป็นการนำเสนอ การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยมีวัตถุประสงค์หลัก คือ เพื่อออกแบบโครงสร้างการควบคุม และออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสมสำหรับควบคุมการบิดกระแสชดเชย และควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน การหาแบบจำลองในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ คำนึงถึงการออกแบบระบบควบคุมบนแกนดีคิวเพื่อให้รองรับกับการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิว ดังนั้นจึงต้องเริ่มต้นจากการวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟบนแกนสามเฟส จากนั้นดำเนินการแปลงแบบจำลองดังกล่าวให้อยู่บนแกนดีคิว โดยใช้หลักการแปลงของปาร์ก นอกจากนี้ยังได้มีการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง โดยการเปรียบเทียบผลกับการจำลองสถานการณ์ที่พึ่งพาโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems

4.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนสามเฟส



รูปที่ 4.1 โครงสร้างวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน

จากรูปที่ 4.1 วงจรกรองกำลังแอกทิฟแบบขนาน ที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ แหล่งจ่ายแรงดันใช้ไอจีบีทีทำหน้าที่เป็นสวิตช์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ทางด้านเอซี (AC SIDE) ของวงจรดังกล่าวจะเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายแรงดันสามเฟสที่จุดต่อร่วม (Point of Common Coupling: PCC) ผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L_c) และตัวต้านทาน (R_c) ทั้งสามเฟส โดยมีแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ (v_{ul}, v_{vl}, v_{wl}) ที่มีผลโดยตรงต่อการฉีดกระแสชดเชยไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}) ทั้งนี้เพื่อควบคุมให้ค่ากระแสดังกล่าวมีลักษณะรูปสัญญาณใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิง ($i_{cu}^*, i_{cv}^*, i_{cw}^*$) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF เมื่อพิจารณาทางด้านดีซี (DC SIDE) พบว่า ตัวเก็บประจุ (C_{dc}) มีบทบาทหน้าที่เก็บสะสมพลังงาน เพื่อใช้สำหรับการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ รวมถึงแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ที่ตกคร่อม C_{dc} จะต้องได้รับการควบคุมเพื่อให้ได้จุดการทำงานที่เหมาะสม นอกจากนี้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้เลือกใช้การสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม สำหรับควบคุมการทำงานของ ไอจีบีทีเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เริ่มต้นจากการพิจารณากฎของแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ทางด้านเอซี เพื่อหาสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชย จะได้ดังสมการที่ (4-1) ถึงสมการที่ (4-3)

$$v_{ul} = L_c \frac{di_{cu}}{dt} + R_c i_{cu} + v_{pcc,u} \quad (4-1)$$

$$v_{vl} = L_c \frac{di_{cv}}{dt} + R_c i_{cv} + v_{pcc,v} \quad (4-2)$$

$$v_{wl} = L_c \frac{di_{cw}}{dt} + R_c i_{cw} + v_{pcc,w} \quad (4-3)$$

โดยที่ $v_{ul} = v_{uM} + v_{Mn}$, $v_{vl} = v_{vM} + v_{Mn}$ และ $v_{wl} = v_{wM} + v_{Mn}$ ค่าดังกล่าวคือ แรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ของเฟส u, v, w ตามลำดับ

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ผู้วิจัยได้ตั้งขอบเขต ที่จะพิจารณาเฉพาะระบบกำลังไฟฟ้าสามเฟสสามสายสมดุลเท่านั้น ดังนั้น ในการวิเคราะห์จะไม่กล่าวถึงปริมาณไฟฟ้าลำดับศูนย์ จึงส่งผลให้ความสัมพันธ์ของแรงดันที่จุด PCC และกระแสชดเชยทั้งสามเฟส เป็นดังสมการที่ (4-4)

และสมการที่ (4-5) ตามลำดับ โดยเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ดังกล่าวร่วมกับสมการที่ (4-1) ถึงสมการที่ (4-3) ในสถานะคงตัว จะสามารถจัดความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ (4-6)

$$v_{pcc,u} + v_{pcc,v} + v_{pcc,w} = 0 \quad (4-4)$$

$$i_{cu} + i_{cv} + i_{cw} = 0 \quad (4-5)$$

$$v_{Mn} = -\frac{1}{3}(v_{uM} + v_{vM} + v_{wM}) = -\frac{1}{3} \sum_{j=u,v,w} v_{jM} \quad (4-6)$$

แทนความสัมพันธ์ที่ได้จากสมการที่ (4-6) ลงในสมการที่ (4-1) ถึงสมการที่ (4-3) จะได้ตั้งสมการที่ (4-7) ถึงสมการที่ (4-9) ตามลำดับ และเมื่อจัดเทอมของสมการดังกล่าวให้อยู่ในรูปทั่วไป จะได้ตั้งสมการที่ (4-10) โดยตัวแปร k แทน เฟส u, v, w

$$\frac{di_{cu}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} i_{cu} + \frac{1}{L_c} (v_{uM} - \frac{1}{3} \sum_{j=u,v,w} v_{jM}) - \frac{1}{L_c} v_{pcc,u} \quad (4-7)$$

$$\frac{di_{cv}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} i_{cv} + \frac{1}{L_c} (v_{vM} - \frac{1}{3} \sum_{j=u,v,w} v_{jM}) - \frac{1}{L_c} v_{pcc,v} \quad (4-8)$$

$$\frac{di_{cw}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} i_{cw} + \frac{1}{L_c} (v_{wM} - \frac{1}{3} \sum_{j=u,v,w} v_{jM}) - \frac{1}{L_c} v_{pcc,w} \quad (4-9)$$

$$\frac{di_{ck}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} i_{ck} + \frac{1}{L_c} (v_{kM} - \frac{1}{3} \sum_{j=u,v,w} v_{jM}) - \frac{1}{L_c} v_{pcc,k} \quad (4-10)$$

ลำดับถัดมาเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต และเอาต์พุตของแรงดันและกระแสของวงจรอินเวอร์เตอร์ จะได้ตั้งสมการที่ (4-11) และสมการที่ (4-12) ตามลำดับ โดยที่ค่า c_k คือ ฟังก์ชันการสวิตช์ (switching function : c_k) ของไอจีบีที โดยมีลักษณะการทำงานดังสมการที่ (4-13) จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (4-11) แทนลงในสมการที่ (4-10) จะได้ตั้งสมการที่ (4-14)

$$v_{kM} = c_k V_{dc} \quad (4-11)$$

$$i_{dc} = \sum_{k=u,v,w} c_k i_{ck} \quad (4-12)$$

$$c_k = \begin{cases} 1, & \text{if } S_k(\text{on}), S'_k(\text{off}) \\ 0, & \text{if } S_k(\text{off}), S'_k(\text{on}) \end{cases} \quad (4-13)$$

$$\frac{di_{ck}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} i_{ck} + \frac{1}{L_c} \left(c_k - \frac{1}{3} \sum_{j=u,v,w} c_j \right) V_{dc} - \frac{1}{L_c} v_{pcc,k} \quad (4-14)$$

จากสมการที่ (4-14) สามารถจัดเทอมฟังก์ชันการสวิตช์ เป็นฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ (switching state function : d_k) ได้ดังสมการที่ (4-15) เมื่อจัดให้อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์ จะได้ดังสมการที่ (4-16) จากความสัมพันธ์ดังกล่าวแทนลงในสมการที่ (4-14) จะได้ดังสมการที่ (4-17)

$$d_k = \left(c_k - \frac{1}{3} \sum_{j=u,v,w} c_j \right) \quad (4-15)$$

$$d_k = \begin{bmatrix} d_u \\ d_v \\ d_w \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_u \\ c_v \\ c_w \end{bmatrix} \quad (4-16)$$

$$\frac{di_{ck}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} i_{ck} + \frac{1}{L_c} d_k V_{dc} - \frac{1}{L_c} v_{pcc,k} \quad (4-17)$$

สมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยบนแกนสามเฟส แสดงได้ดังสมการที่ (4-17) ในขั้นตอนต่อไปเป็นการหาสมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรง โดยวิเคราะห์จากการพิจารณากฎของกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ทางด้านดิสก์ อาศัยความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต และเอาต์พุตของกระแสตามสมการที่ (4-12) จะได้ดังสมการที่ (4-18)

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}}(-i_{dc}) = -\frac{1}{C_{dc}} \sum_{k=u,v,w} c_k i_{ck} = -\frac{1}{C_{dc}} \sum_{k=u,v,w} d_k i_{ck} \quad (4-18)$$

จากการอธิบายแบบจำลองเชิงพลวัตของวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานบนปริมาณไฟฟ้าสามเฟสในข้างต้น สามารถเขียนเป็นแบบจำลองตัวแปรสถานะได้ ดังสมการที่ (4-19)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & 0 & 0 & \frac{d_u}{L_c} \\ 0 & -\frac{R_c}{L_c} & 0 & \frac{d_v}{L_c} \\ 0 & 0 & -\frac{R_c}{L_c} & \frac{d_w}{L_c} \\ -\frac{d_u}{C_{dc}} & -\frac{d_v}{C_{dc}} & -\frac{d_w}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \\ V_{dc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{pcc,u} \\ v_{pcc,v} \\ v_{pcc,w} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-19)$$

4.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนดีคิว

โครงสร้างการควบคุมการบิดกระแสชดเชย และ โครงสร้างการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีแนวทางการควบคุมอยู่บนแกนดีคิว ดังนั้นการดำเนินงานในขั้นตอนต่อไป คือ การนำแบบจำลองเชิงพลวัตบนแกนสามเฟส ผ่านเมตริกซ์การแปลงของปาร์ค ดังสมการที่ (4-20) เพื่อให้แบบจำลองอยู่บนแกนดีคิว จากสมการดังกล่าว กำหนดให้ f_u , f_v และ f_w คือ ปริมาณทางไฟฟ้าของเฟส u , v และ w ตามลำดับ ในขณะที่ f_d และ f_q คือ ปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคิว ทั้งนี้หากต้องการแปลงปริมาณบนแกนดีคิวกลับไปอยู่บนแกนไฟฟ้าสามเฟสสามารถทำได้ ดังสมการที่ (4-21) สำหรับเมตริกซ์ \mathbf{K} แสดงไว้ในสมการที่ (4-22) โดยมีค่ามุมเฟส ($\theta = \omega t$) ซึ่งหมุนด้วยความเร็ว เท่ากับ ω rad/s

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = [\mathbf{K}] \cdot \begin{bmatrix} f_u \\ f_v \\ f_w \end{bmatrix} \quad (4-20)$$

$$\begin{bmatrix} f_u \\ f_v \\ f_w \end{bmatrix} = [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (4-21)$$

$$[\mathbf{K}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4-22)$$

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟบนแกนดีคิว เริ่มต้นจากการพิจารณาฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนสามเฟส (d_k) ดังสมการที่ (4-23) จากสมการดังกล่าว ค่า ϕ คือ มุมเฟสเริ่มต้นของฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ โดยมีขนาดของฟังก์ชัน d_k อธิบายด้วยค่าดัชนีการมอดูเลต (modulation index: M) (Rim, Hu and Cho, 1990)

$$\begin{bmatrix} d_u \\ d_v \\ d_w \end{bmatrix} = \frac{M}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi) \end{bmatrix} \quad (4-23)$$

จากสมการที่ (4-23) ทำการแปลงฟังก์ชัน d_k ให้อยู่บนแกนดีคิว ด้วยการแทนลงในสมการที่ (4-20) จะได้ดังสมการที่ (4-24) โดยที่ ค่า ϕ_1 คือ มุมเฟสเริ่มต้นของแกนหมุนดีคิว จากสมการดังกล่าวเมื่อใช้คุณสมบัติทางตรีโกณมิติ จะได้ดังสมการที่ (4-25)

$$\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi_1) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1) \\ -\sin(\omega t + \phi_1) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1) \end{bmatrix} \quad (4-24)$$

$$\cdot \frac{M}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi) \end{bmatrix}$$

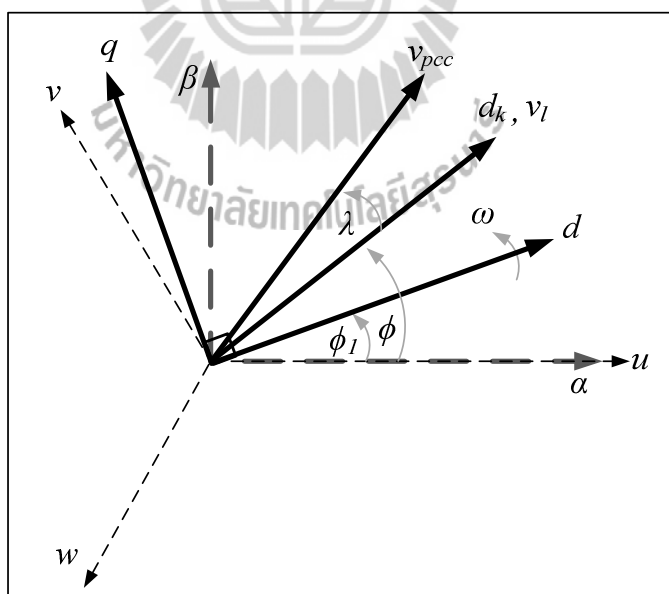
$$\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\phi - \phi_1) \\ \sin(\phi - \phi_1) \end{bmatrix} \quad (4-25)$$

การวิเคราะห์ในส่วนถัดมา คือ การหาแรงดัน v_{pcc} ที่พิจารณาอยู่บนแกนดีคิว ดังสมการที่ (4-26) โดยเมื่อใช้คุณสมบัติทางตรีโกณมิติ จะได้ตั้งสมการที่ (4-27) จากสมการดังกล่าว ค่า λ คือ ค่ามุมเหลื่อมระหว่างเวกเตอร์ของแรงดันเอาต์พุตกับเวกเตอร์แรงดันที่จุด PCC (v_{pcc})

$$\begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi_1) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1) \\ -\sin(\omega t + \phi_1) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1) \end{bmatrix} \quad (4-26)$$

$$\begin{bmatrix} v_m \cos(\omega t + \phi + \lambda) \\ v_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi + \lambda) \\ v_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi + \lambda) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} v_m \cos(\phi - \phi_1 + \lambda) \\ v_m \sin(\phi - \phi_1 + \lambda) \end{bmatrix} \quad (4-27)$$



รูปที่ 4.2 แผนภาพเฟสเซอร์ของระบบที่พิจารณา

จากการอธิบายข้างต้นเกี่ยวกับเวกเตอร์ของแบบจำลองในระบบ พบว่า เวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตมีมุมเฟสเริ่มต้นเดียวกันกับเวกเตอร์ฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ เท่ากับ ϕ ซึ่งทำมุมต่างเฟสกับมุมเฟสเริ่มต้นของเวกเตอร์แรงดันที่จุด PCC (v_{pcc}) เท่ากับ λ และแกนดัดหมุนด้วยความเร็วเท่ากับ ω rad/s ที่มีมุมเฟสเริ่มต้น เท่ากับ ϕ_1 ดังนั้น เวกเตอร์ของแบบจำลองบนแกนดัดหมุนในระบบที่พิจารณา สามารถอธิบายได้ด้วยแผนภาพเฟสเซอร์ไดอะแกรม ดังรูปที่ 4.2 จากรูปดังกล่าวผู้วิจัย กำหนดให้มุมเฟสเริ่มต้นของเวกเตอร์แรงดันเอาต์พุต (v_1) ทำมุมเดียวกันกับมุมเฟสเริ่มต้นของแกนหมุนดัด ($\phi = \phi_1$) และไม่พิจารณาผลของมุมเหลือ (λ) ซึ่งเกิดขึ้นจากพาราเตอร์ในสายส่ง ผลจากเงื่อนไขดังกล่าวทำให้สมการที่ (4-25) และสมการที่ (4-27) แสดงได้ใหม่ดังสมการที่ (4-28) และสมการที่ (4-29) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-28)$$

$$\begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-29)$$

ตัวแปรสถานะของแบบจำลอง ดังสมการที่ (4-19) สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน เพื่อแปลงแบบจำลองไปอยู่บนแกนดัดหมุน คือ ส่วนการควบคุมกระแสชดเชย แสดงไว้ในแถวที่ 1 ถึงแถวที่ 3 ของสมการ และส่วนการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ในแถวที่ 4 ของสมการ โดยจะดำเนินการวิเคราะห์ในแต่ละส่วน ดังนี้

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในส่วนการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดัดหมุน

การวิเคราะห์เริ่มต้นจากสมการที่ (4-19) ในแถวที่ 1 ถึง 3 เมื่อจัดให้อยู่ในรูปสมการตัวแปรสถานะ จะได้ดังสมการที่ (4-30) จากสมการดังกล่าวอธิบายด้วยความสัมพันธ์ของสมการที่ (4-21) จะสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4-31)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} = -\frac{R_c}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_u \\ d_v \\ d_w \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,u} \\ v_{pcc,v} \\ v_{pcc,w} \end{bmatrix} \quad (4-30)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix}) &= -\frac{R_c}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix}) + \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix}) \cdot V_{dc} \\ &- \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix}) \end{aligned} \quad (4-31)$$

เทอม $\frac{d}{dt}([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix})$ ที่ปรากฏในสมการที่ (4-31) จะต้องใช้กฎอนุพันธ์ของผลคูณเมตริกซ์ ดังสมการที่ (4-32) เพื่อแทนความสัมพันธ์ดังกล่าวลงในสมการที่ (4-31) จะได้ดังสมการที่ (4-33)

$$\frac{d}{dt}([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix}) = [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) + \left(\frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (4-32)$$

$$\begin{aligned} [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) + \left(\frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} &= -\frac{R_c}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix}) \\ &+ \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix}) \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix}) \end{aligned} \quad (4-33)$$

ภายหลังจากการแทนค่าด้วยกฎอนุพันธ์ของผลคูณเมตริกซ์ ดังสมการที่ (4-33) ทำให้สามารถจัดรูปสมการดังกล่าว โดยการคูณด้วยเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]$ ตลอดสมการ ดังสมการที่ (4-34) จากเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]$ ในข้างต้น ใช้คุณสมบัติความเป็นเมตริกซ์ออร์ทอโกนอล (orthogonal matrix) นั่นคือเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]^{-1}$ เท่ากับเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]^T$ ($[\mathbf{K}]^{-1} = [\mathbf{K}]^T$) ดังนั้น ผลคูณของเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]$ กับเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]^T$ จึงเท่ากับเมตริกซ์เอกลักษณ์ (identity matrix) ($[\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^T = \mathbf{I}$) จากคุณสมบัติดังกล่าวถูกแทนลงในสมการที่ (4-34) จะได้ดังสมการที่ (4-35)

$$\begin{aligned} [\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) + ([\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1}) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} &= -\frac{R_c}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix}) \\ &+ \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix}) \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix}) \end{aligned} \quad (4-34)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = -\frac{R_c}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} - ([\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1}) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (4-35)$$

จากสมการที่ (4-35) แยกพิจารณาเฉพาะเทอม $[\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1}$ ซึ่งผลการดำเนินการในส่วนนี้ แสดงดังสมการที่ (4-36) และสมการที่ (4-37) เพื่อแทนกลับลงในสมการที่ (4-35) จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (4-38) สมการดังกล่าว คือ สมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยบนแกนดีคิว

$$[\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4-36)$$

$$\begin{aligned} & \cdot \frac{d}{dt} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\ & [\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} = \frac{2}{3} \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} \sin(0) & -\frac{3}{2} \cos(0) & 0 \\ \frac{3}{2} \cos(0) & \frac{3}{2} \sin(0) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-37) \end{aligned}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} \quad (4-38)$$

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในส่วนการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงบนแกนดีคิว

การวิเคราะห์เริ่มต้นด้วยการพิจารณาสมการที่ (4-19) ในแถวที่ 4 โดยเขียนอยู่ในสมการตัวแปรสถานะ ดังสมการที่ (4-39) หรือจัดเทอมให้อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์ ดังสมการที่ (4-40) จากสมการดังกล่าวเมื่ออธิบายด้วยความสัมพันธ์ของสมการที่ (4-21) จะสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4-41)

$$\frac{d}{dt} V_{dc} = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot (d_u i_{cu} + d_v i_{cv} + d_w i_{cw}) \quad (4-39)$$

$$\frac{d}{dt} V_{dc} = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot \begin{pmatrix} d_u \\ d_v \\ d_w \end{pmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} \quad (4-40)$$

$$\frac{d}{dt} V_{dc} = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \right)^T \cdot \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) \quad (4-41)$$

จากสมการที่ (4-41) เมื่อใช้คุณสมบัติความเป็นเมตริกออกทอโกนอล จะได้ว่า $([\mathbf{K}]^{-1})^T = [\mathbf{K}]$ และ $[\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} = I$ ดังนั้น ถ้าจัดเทอมสมการดังกล่าวใหม่ จะได้ดังสมการที่ (4-42)

$$\frac{d}{dt} V_{dc} = -\frac{d_d i_{cd}}{C_{dc}} - \frac{d_q i_{cq}}{C_{dc}} \quad (4-42)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega & \frac{d_d}{L_c} \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} & \frac{d_q}{L_c} \\ -\frac{d_d}{C_{dc}} & -\frac{d_q}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-43)$$

จากแบบจำลองเชิงพลวัตของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานบนแกนสามเฟสแปลงมาอยู่บนแกนดีคิว สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบตัวแปรสถานะได้ ดังสมการที่ (4-43) ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน เพื่อนำมาใช้อธิบายระบบที่พิจารณาอยู่บนแกนดีคิว คือ ส่วนการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดี และแกนคิว ในเมตริกซ์แถวที่ 1 และแถวที่ 2 ของสมการ และส่วนการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงบนแกนดีคิว ในเมตริกซ์แถวที่ 3 ของสมการ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวจะสามารถนำมาใช้ออกแบบระบบได้นั้น จำเป็นจะต้องมีการยืนยันความถูกต้องของแบบจำลอง ซึ่งมีรายละเอียดแสดงไว้ในหัวข้อที่ 4.4

4.4 การตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องของแบบจำลอง

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวที่ได้ดำเนินการมาทั้งหมดในข้างต้น เมื่อได้รับการตรวจสอบความถูกต้อง (model validation) จะทำให้แบบจำลองดังกล่าวมีความน่าเชื่อถือมากยิ่งขึ้น สำหรับการนำไปใช้เพื่อออกแบบระบบควบคุม ดังนั้น ในหัวข้อนี้เป็นการนำเสนอผลการจำลองสถานการณ์ที่ได้จากแบบจำลองตามสมการที่ (4-44) บน m-file ในโปรแกรม MATLAB เปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ที่ได้จากการสร้างระบบที่พิจารณาตามรูปที่ 4.1 บนโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems โดยมีรายละเอียดการจำลองสถานการณ์ของทั้ง 2 ส่วน ดังนี้

การจำลองสถานการณ์ระบบโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิว

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน มีแนวทางการจำลองสถานการณ์ เริ่มต้นจากการนำแบบจำลองในสมการที่ (4-43) จัดให้อยู่ในรูปแบบฟังก์ชันสถานะ (state function) ดังสมการที่ (4-44) หลังจากนั้นทำการหาผลเฉลยของสมการเชิงอนุพันธ์สามัญ (Ordinary Differential Equation: ODE) ด้วยการเขียนคำสั่งบน m-file ในโปรแกรม MATLAB

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} + \mathbf{Du}\end{aligned}\tag{4-44}$$

โดยที่ $\dot{\mathbf{x}}$ คือ ตัวแปรสถานะเชิงพลวัต ($\dot{\mathbf{x}} = [\frac{d}{dt}i_{cd} \quad \frac{d}{dt}i_{cq} \quad \frac{d}{dt}V_{dc}]^T$)

\mathbf{x} คือ ตัวแปรสถานะ ($\mathbf{x} = [i_{cd} \quad i_{cq} \quad V_{dc}]^T$)

u คือ อินพุตของแบบจำลอง ($u = v_m$)

\mathbf{y} คือ เวกเตอร์ของแบบจำลอง ($\mathbf{y} = [i_{cd} \ i_{cq} \ V_{dc}]^T$)

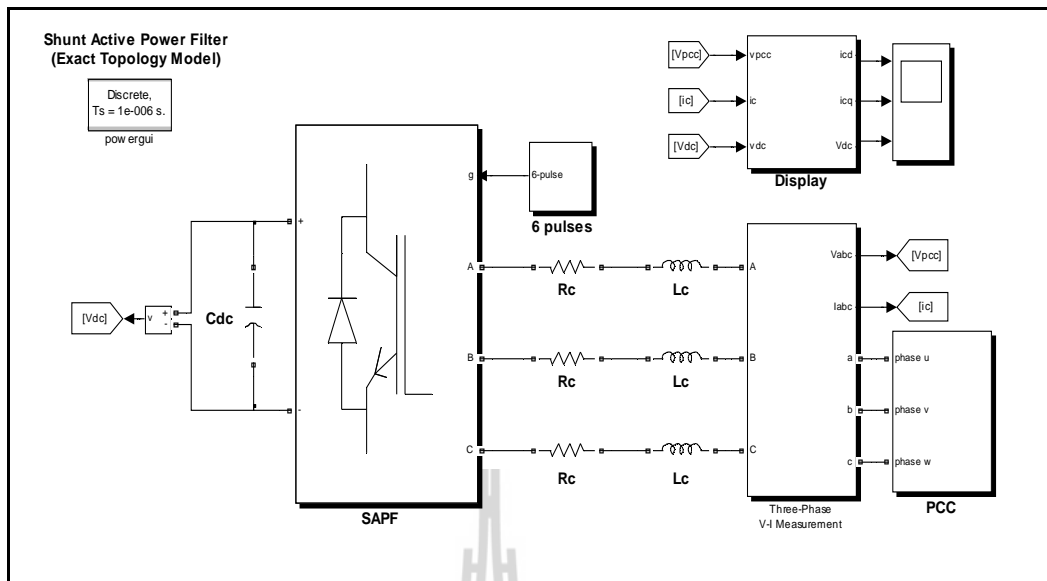
และเมตริกซ์ \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} และ \mathbf{D} ของแบบจำลอง คือ

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega & \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_c} \cdot \cos(\phi - \phi_1) \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} & -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_c} \cdot \sin(\phi - \phi_1) \\ -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{C_{dc}} \cdot \cos(\phi - \phi_1) & \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{C_{dc}} \cdot \sin(\phi - \phi_1) & 0 \end{bmatrix}$$

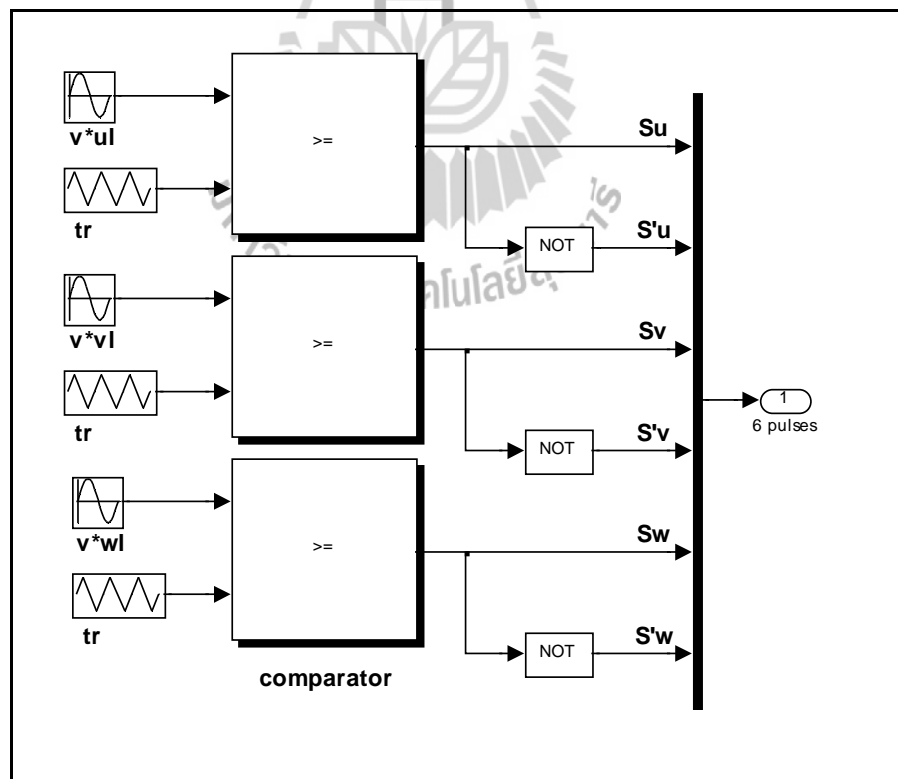
$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_c} \cdot \cos(\phi - \phi_1 + \lambda) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_c} \cdot \sin(\phi - \phi_1 + \lambda) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = [0]$$

การจำลองสถานการณ์ระบบ โดยอาศัยชุดบล็อกสำเร็จรูป

การจำลองสถานการณ์ระบบตามการพิจารณาในรูปที่ 4.1 จะใช้โปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems เป็นเครื่องมือสำหรับสร้างระบบ ดังรูปที่ 4.3 จากรูปดังกล่าว ประกอบด้วย ชุดบล็อก SAPF ทำหน้าที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส มีอุปกรณ์การสวิตช์ คือ สารกึ่งตัวนำ IGBT/Diodes 6 ตัว ที่รับสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์จากบล็อก 6 pulses ซึ่งรายละเอียดแสดงดังรูปที่ 4.4 ส่วนองค์ประกอบทางด้านดีซีของวงจรดังกล่าวถูกต้องเข้ากับตัวเก็บประจุ (C_{dc}) ส่วนทางด้านเอซีของวงจรต่อเข้ากับตัวเหนี่ยวนำ (L_c) อนุกรมกับตัวต้านทาน (R_c) ทั้งสามเฟสต่อร่วมกับจุด PCC ที่กำหนดเป็นแหล่งจ่ายแรงดันรูปสัญญาณไซน์สามเฟสสมดุล การแสดงผลด้วยบล็อก Display มีการรับค่ากระแสซเซดเซชทั้งสามเฟส (i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}) ผ่านการแปลงของปาร์ค ในขณะที่เดียวกันก็รับค่าแรงดันที่จุด PCC เพื่อใช้คำนวณค่ามุม (θ) ให้กับเมตริกซ์การแปลงของปาร์คเช่นกัน จนกระทั่งได้ค่ากระแสบนแกนดีคิว (i_{cd}, i_{cq}) และรับค่าแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) เพื่อแสดงผลการจำลองสถานการณ์ร่วมกันอีกด้วย



รูปที่ 4.3 ระบบที่พิจารณาบนโปรแกรม Simulink ร่วมกับ โปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems



รูปที่ 4.4 โครงสร้างภายในบล็อก 6 pulses

จากรูปที่ 4.4 แสดงโครงสร้างการทำงานภายในของบล็อก 6 pulses ซึ่งเป็นขั้นตอนการสร้างสัญญาณควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ขั้นตอนดังกล่าวเริ่มต้นจากการกำหนดสัญญาณแรงดันอ้างอิงทั้งสามเฟส ($v_{ul}^*, v_{vl}^*, v_{wl}^*$) ดังสมการที่ (4-45) ถึงสมการที่ (4-47) เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยม (triangular carrier: v_{tr}) ที่มีแอมพลิจูด ($|v_{tr}|$) และความถี่ ($|f_{tr}|$) คงที่ค่าหนึ่ง ดังนั้น ค่าดัชนีการมอดูเลต (M) อธิบายได้ ดังสมการที่ (4-48) จากสมการดังกล่าวสังเกตได้ว่าค่า M มีผลต่อแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากวงจรรอกกำลังแอกทีฟ การออกแบบค่า M จึงมีความสำคัญด้วยเช่นกัน รายละเอียดต่าง ๆ เกี่ยวกับการออกแบบได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5

$$v_{ul}^* = |v_{ul}^*| \sin(\omega t) \quad (4-45)$$

$$v_{vl}^* = |v_{vl}^*| \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4-46)$$

$$v_{wl}^* = |v_{wl}^*| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4-47)$$

$$M = \frac{|v_{kl}^*|}{|v_{tr}|} \quad ; k = u, v, w \quad (4-48)$$

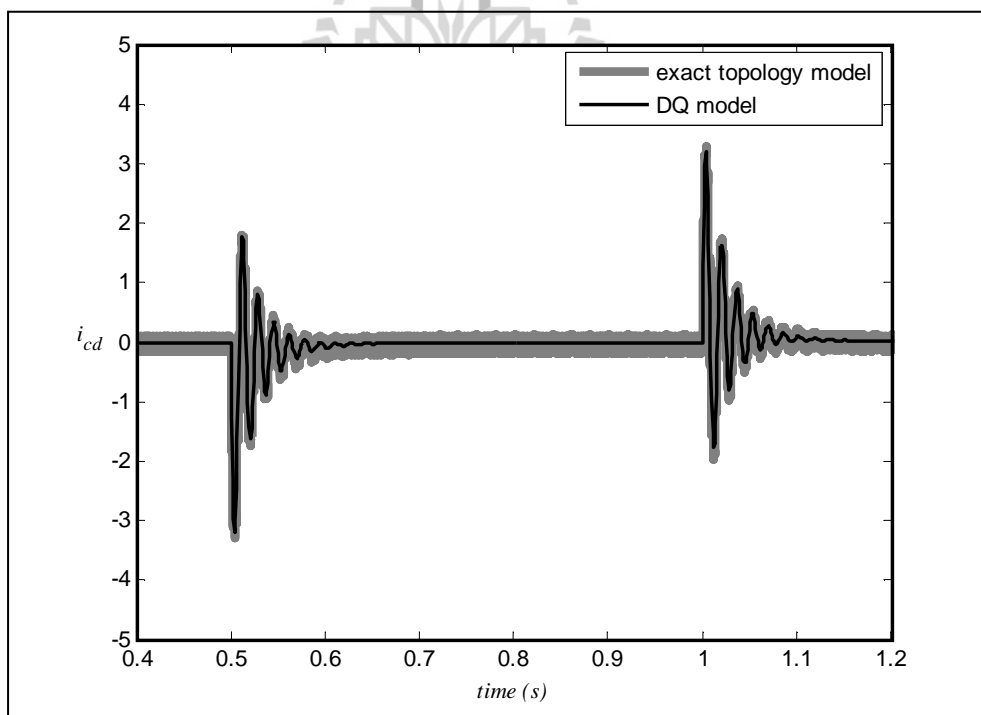
ลักษณะของการใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ ตามรูปที่ 4.5 สังเกตได้ว่า v_{ul}^* , v_{vl}^* และ v_{wl}^* เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยม (v_{tr}) ด้วยบล็อก comparator ยกตัวอย่างกรณีเฟส u พบว่า เงื่อนไขการสวิตช์พิจารณาเมื่อสัญญาณ v_{ul}^* มากกว่าสัญญาณ v_{tr} จะทำให้สวิตช์ S_u มีค่าเท่ากับ 1 คือ นำกระแส และสวิตช์ S_u' ที่ผ่านบล็อก NOT ให้ค่าเท่ากับ 0 คือ หยุดนำกระแส ในทางกลับกันหากผลการเปรียบเทียบสัญญาณ v_{ul}^* น้อยกว่าสัญญาณ v_{tr} จะทำให้สวิตช์ S_u หยุดนำกระแส และสวิตช์ S_u' นำกระแส ผลที่เกิดขึ้นทำให้พฤติกรรมเปลี่ยนแปลงสถานะของสวิตช์ ในแต่ละเฟสทำงานสัมพันธ์กันตลอดย่านการทำงานโดยไม่เกิดปัญหาการลัดวงจรของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

การจำลองสถานการณ์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน ในระบบที่พิจารณาดังรูปที่ 4.1 ผู้วิจัยได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในระบบ ดังตารางที่ 4.1 การทดสอบมีวัตถุประสงค์ คือ การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดิคิว ด้วยการเปรียบเทียบ

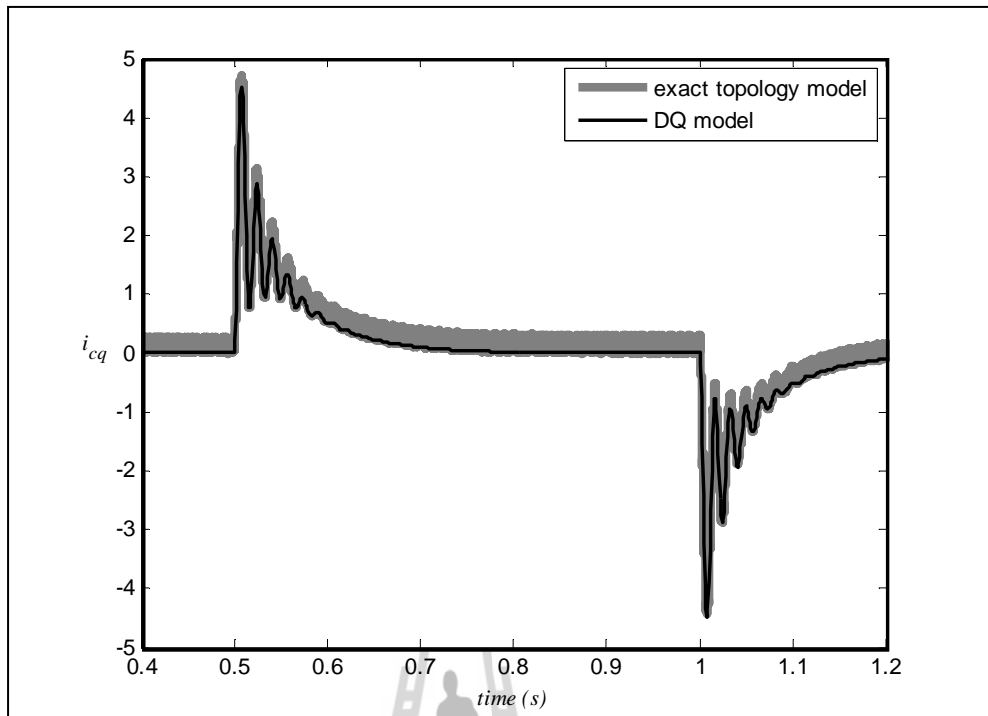
รูปสัญญาณของ i_{cd} , i_{cq} และ V_{dc} กับกรณีอาศัยชุดบล็อกสำเร็จรูป ซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ดังรูปที่ 4.5 ถึงรูปที่ 4.7 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์

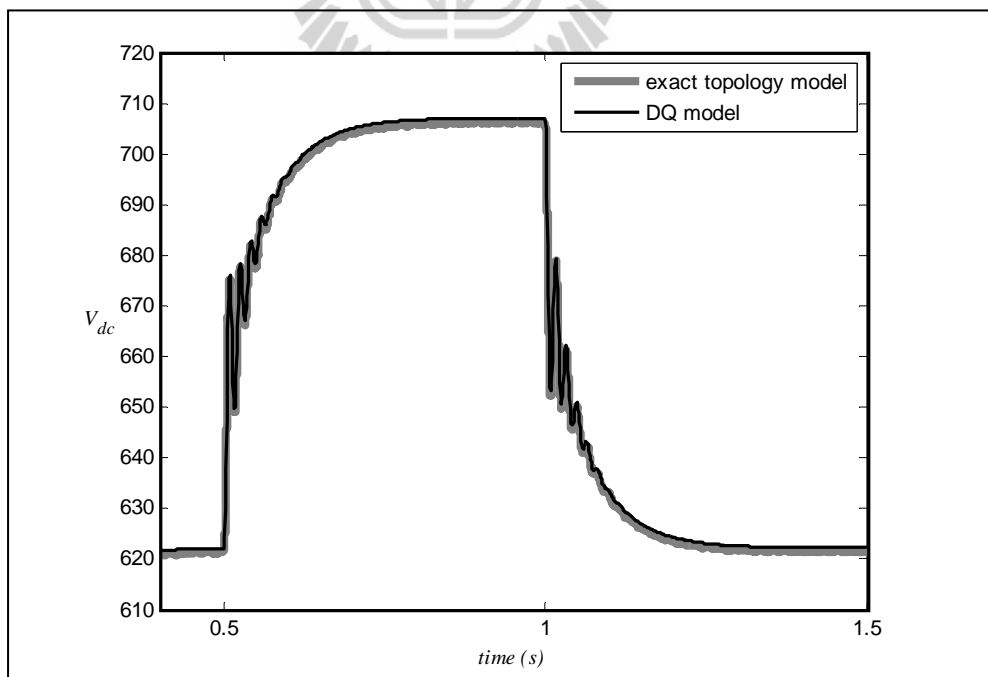
พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้
แรงดันที่จุด PCC	$v_{pcc} = 220 \text{ V}_{\text{rms}}, 250 \text{ V}_{\text{rms}}$
ความถี่ของระบบ	$f_s = 50 \text{ Hz}$
ตัวเก็บประจุดีซี	$C_{dc} = 200 \mu\text{F}$
ความต้านทานในสายส่งของวงจร	$R_C = 2 \Omega$
ตัวเหนี่ยวนำวงจรกรอง	$L_c = 39 \text{ mH}$
ความถี่ของสัญญาณพหุรูปสามเหลี่ยม	$f_{tr} = 5000 \text{ Hz}$
ดัชนีการมอดูเลต	$M = 1$



รูปที่ 4.5 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า i_{cd}



รูปที่ 4.6 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า i_{cq}



รูปที่ 4.7 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า V_{dc}

จากผลการจำลองสถานการณ์ เป็นการเปรียบเทียบผลตอบสนองของค่า i_{cd} , i_{cq} และ V_{dc} จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิว (DQ model) แสดงด้วยเส้นสีดำ และผลที่ได้จากชุดบล็อกสำเร็จรูป (exact topology model) แสดงด้วยเส้นสีเทา สังเกตได้ว่า การจำลองสถานการณ์พิจารณาในช่วงเวลาดั้งแต่ 0.4 วินาที ถึง 1.2 วินาที สำหรับรูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.6 ส่วนในรูปที่ 4.7 พิจารณาในช่วงเวลาดั้งแต่ 0.4 วินาที ถึง 1.5 วินาที เนื่องจากช่วงเวลาดังกล่าวระบบจะเข้าสู่สภาวะคงตัว การจำลองสถานการณ์ดังกล่าวได้มีการปรับเปลี่ยนค่าอินพุตของแบบจำลอง คือ ค่า v_{pcc} จาก $220 V_{rms}$ เป็น $250 V_{rms}$ ตั้งแต่วันที่ 0.5 วินาที ถึง 1 วินาที และปรับค่า v_{pcc} จาก $250 V_{rms}$ เป็น $220 V_{rms}$ ตั้งแต่วันที่ 1 วินาที เป็นต้นไป ทั้งนี้เพื่อเป็นการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองในสถานะอยู่ตัว (steady state) ควบคู่ไปกับการตรวจสอบในสภาวะการตอบสนองชั่วคราว (transient response) จากรูปที่ 4.6 และรูปที่ 4.7 สังเกตได้ว่า ผลตอบสนองการเข้าสู่สถานะคงตัวอยู่ในช่วงก่อนเวลา 0.5 วินาที เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่จุด PCC ที่เวลาเท่ากับ 0.5 วินาที และ 1.0 วินาที ส่งผลให้การตอบสนองของค่า i_{cd} และ i_{cq} มีลักษณะสั้นไวกว จนค่อย ๆ เข้าสู่สถานะคงตัวอีกครั้ง ส่วนในรูปที่ 4.8 สังเกตได้ว่า ค่า V_{dc} จะเริ่มคงที่ที่ค่าแรงดันประมาณ 620 V เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นของค่า v_{pcc} ที่เวลาเท่ากับ 0.5 วินาที ค่า V_{dc} มีแนวโน้มปรับตัวเพิ่มขึ้นจนกระทั่งคงที่ประมาณ 705 V ซึ่งหลังจากเวลา 1.0 วินาที ค่า v_{pcc} มีการเปลี่ยนแปลงลดลงเท่ากับ $220 V_{rms}$ อีกครั้ง ค่า V_{dc} จึงมีการตอบสนองโดยปรับตัวลดลงกลับมากังที่ เท่ากับ 620 V เช่นเดิม จากผลการตอบสนองทั้งหมด พบว่า รูปสัญญาณที่ได้มาจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวมีลักษณะเป็นเส้นเรียบ ให้ผลการตอบสนองทั้งสภาวะคงตัว และในสภาวะชั่วคราว มีแนวโน้มคล้ายตามรูปสัญญาณจากชุดบล็อกสำเร็จรูป ที่มีลักษณะสัญญาณเป็นสีเทาแถบหนา เนื่องจากผลของพฤติกรรมสวิตช์ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ผลดังกล่าวในข้างต้นจึงช่วยยืนยันได้ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวมีความถูกต้อง

4.5 สรุป

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ที่นำเสนอในบทนี้ ใช้กฎกระแส และแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ในการวิเคราะห์หาแบบจำลองบนปริมาณสามเฟส รวมถึงการแปลงแบบจำลองดังกล่าวอยู่บนแกนดีคิว ด้วยหลักการแปลงของปาร์ก ซึ่งผลเฉลยของแบบจำลองที่ได้ ผู้วิจัยมีการตรวจสอบและยืนยันความถูกต้อง เพื่อประโยชน์สำหรับการนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุมให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยรายละเอียดการออกแบบได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5

บทที่ 5

การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน

5.1 บทนำ

ระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ดังนั้นในบทนี้จึงเป็นการนำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน รวมถึงออกแบบโครงสร้างการควบคุม และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม สมรรถนะการทำงานของวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ดี จะขึ้นอยู่กับแนวทางการออกแบบที่เหมาะสม ด้วยเหตุนี้ในบทนี้จึงเริ่มต้นนำเสนอ การออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ โดยอ้างอิงวิธีการออกแบบ 4 วิธี ได้แก่ วิธีการของ Ingram และ Round (Ingram, D.M.E. and Round, S.D., 1997) วิธีการของ Benchaita, Saadate และ Nia (Benchaita, Saadate, and Nia, 1999) วิธีการของ Thomas (Thomas, T., Haddad, K., Joos, G. and Jaafari, A., 1998) และวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ (T. Narongrit, K-L. Areerak and A. Srikaew, 2009) รายละเอียดของแต่ละวิธีจะนำเสนอในหัวข้อที่ 5.2 ส่วนการออกแบบโครงสร้างและตัวควบคุมสำหรับควบคุมการฉีดกระแสชดเชยบนแกนดีควด้วยเทคนิคพีคดับเบิลยูเอเอ็ม จะนำเสนอในหัวข้อที่ 5.3 และหัวข้อที่ 5.4 ตามลำดับ การออกแบบตัวควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 5.5 โดยที่การออกแบบระบบควบคุมในหัวข้อที่ 5.3 และหัวข้อที่ 5.5 ได้พึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานบนแกนดีคว ดังรายละเอียดที่อธิบายไว้แล้วในบทที่ 4 นอกจากนี้ได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์เพื่อตรวจสอบผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

5.2 การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน

ค่าพารามิเตอร์ในวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน มีวิธีการออกแบบในแต่ละส่วนแตกต่างกัน ประกอบด้วย ส่วนที่หนึ่ง คือ การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ (L_c) ด้วยวิธีการของ Ingram และ Round ส่วนที่สอง คือ การออกแบบค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) ด้วยวิธีการของ Benchaita, Saadate และ Nia ส่วนสุดท้าย คือ การออกแบบค่าความเก็บประจุ (C_{dc}) ด้วยวิธีการของ Thomas สำหรับวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search: ATS) ถูกนำมาใช้เพื่อระบุค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของค่า L_c และ V_{dc} ทั้งนี้เนื่องจากการออกแบบค่าพารามิเตอร์

ดังกล่าว ส่งผลต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอคทีฟ ซึ่งรายละเอียดการออกแบบได้นำเสนอไว้ดังนี้

การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ (L_c) ด้วยวิธีการของ Ingram และ Round ได้นำเสนอขึ้นในปี ค.ศ. 1997 ซึ่งผลลัพธ์ของการออกแบบค่า L_c จะได้ขอบเขตที่มีขนาดไม่เกินขนาดของค่าความเหนี่ยวนำสูงสุด ($L_{c(\max)}$) ซึ่งค่าดังกล่าวสามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (5-1) ดังนี้

$$L_{c(\max)} = \frac{V_{dc} - v_m}{\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)} \quad (5-1)$$

โดยที่ v_m คือ ค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (V)

$\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)$ คือ ค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอ้างอิงสูงสุดต่อเวลา (A/s)

จากสมการที่ (5-1) ค่า V_{dc} ควรออกแบบให้มีค่ามากกว่า 1.5 เท่าของค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก ($v_m \approx 312$ V) (Benchaita, Saadate, and Nia, 1999) และค่า $\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)$ สามารถได้จากองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกในระบบ ดังรูปที่ 5.1 โดยพิจารณาอันดับฮาร์มอนิกที่มีขนาดกระแสมากที่สุด ซึ่งมีที่มาจากสมการที่ (5-2) และสมการที่ (5-3)

$$i_{h(\max)}(t) = I_h \sin(2\pi ft) \quad (5-2)$$

$$\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right) = 2\pi f I_h \quad (5-3)$$

โดยที่ I_h คือ แอมพลิจูดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่มีขนาดของกระแสสูงสุด (A)

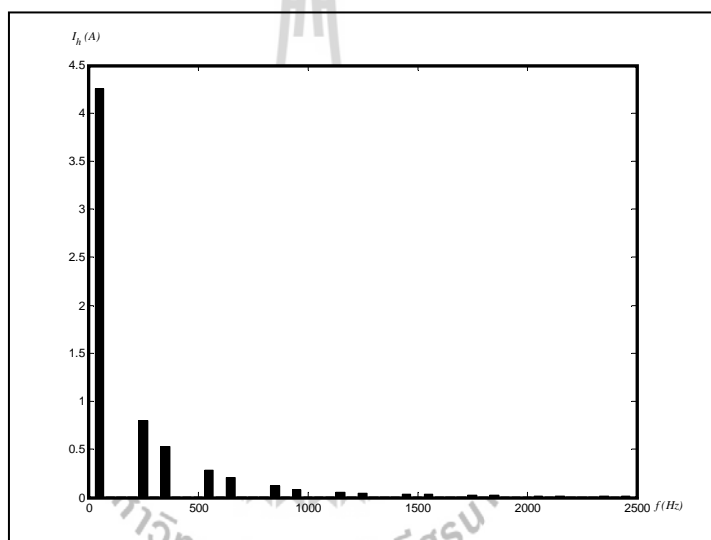
f คือ ความถี่ของอันดับฮาร์มอนิกที่มีขนาดกระแสสูงสุด (Hz)

จากตารางที่ 5.1 แสดงปริมาณของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าสังเกตได้ว่า กระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ 5 ($f = 250$ Hz) มีค่าแอมพลิจูดสูงสุด เท่ากับ 0.8 A จากตาราง

ดังกล่าวแสดงด้วยสเปกตรัม ดังรูปที่ 5.1 ทำให้สามารถหาขอบเขตการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุด ดังสมการที่ (5-4)

ตารางที่ 5.1 ขนาดกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา

ความถี่ (Hz)	50	250	350	550	650	850	950	1150
กระแส (A)	4.2500	0.8000	0.5338	0.2820	0.2095	0.1145	0.0836	0.0449
ความถี่ (Hz)	1250	1450	1550	1750	1850	2050	2150	2350
กระแส (A)	0.0350	0.0272	0.0257	0.0221	0.0199	0.0148	0.0127	0.0098



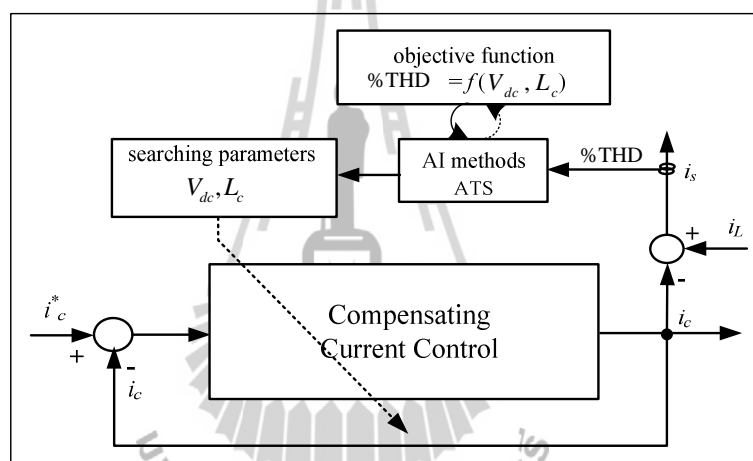
รูปที่ 5.1 ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง

$$L_{c,\max} = \frac{V_{dc} - v_m}{2\pi f I_h} = \frac{V_{dc} - (\sqrt{2} \times 220)}{2\pi \times 250 \times 0.8} \text{ mH}; \quad V_{dc} \geq 1.5v_m \quad (5-4)$$

จากสมการที่ (5-4) สังเกตได้ว่าไม่สามารถระบุค่าพารามิเตอร์ V_{dc} และ L_c อย่างชัดเจน ว่าควรมีค่าเท่าใดจึงจะส่งผลให้สมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยดีที่สุด ดังนั้นในการระบุค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวให้เหมาะสมกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ มีความจำเป็นต้องทบทวนงานวิจัยวิทยานิพนธ์

ของ ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ (2553) ที่ออกแบบค่าดังกล่าวไว้โดยใช้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ซึ่งสามารถแสดงโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมขั้นตอนการออกแบบ ได้ดังรูปที่ 5.2

ขั้นตอนการออกแบบดังรูปที่ 5.2 เริ่มต้นพิจารณา ค่ากระแสอ้างอิง (i_c^*) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิก เพื่อนำมาหักลบกับค่ากระแสชดเชย (i_c) ที่คำนวณได้จากกระบวนการในระบบควบคุมกระแสชดเชย (Compensating Current Control) ซึ่งค่ากระแสชดเชยดังกล่าวสามารถคำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายภายหลังการชดเชย (i_s) ดังสมการที่ (5-5) และทำการวัดค่า %THD ของรูปสัญญาณ i_s เพื่อนำค่า %THD ไปประเมินคำตอบในรูปแบบของฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (objective function) จากขั้นตอนนี้สังเกตได้ว่า กระบวนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว หรือ วิธี ATS



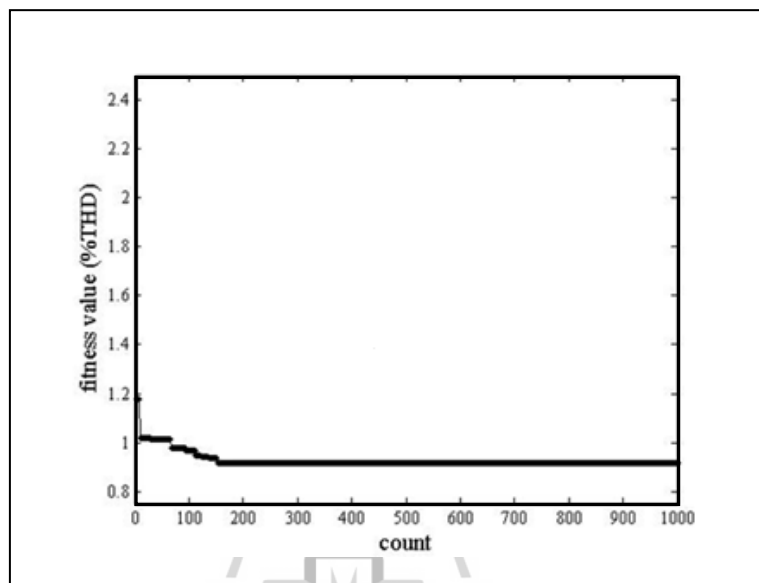
รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธี ATS

เข้ามาช่วยในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ V_{dc} และ L_c โดยมีวัตถุประสงค์ของการค้นหา คือ ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิก (%THD) ที่น้อยที่สุดทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก

$$i_s = i_L + i_c \quad (5-5)$$

จากการอธิบายขั้นตอนการออกแบบในเบื้องต้น ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 5.3 จากรูปดังกล่าว แสดงการลู่เข้าของค่า %THD น้อยที่สุด เท่ากับ 0.9159 เปอร์เซ็นต์ ในจำนวนการค้นหา 1000 รอบ โดยค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ได้จากการค้นหา คือ

ค่า V_{dc} เท่ากับ 750 V และค่า L_c เท่ากับ 0.039 H ซึ่งค่าดังกล่าวอยู่ในเงื่อนไขการออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิม และส่งผลให้มีสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองที่ได้อีกด้วย ดังนั้น ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน



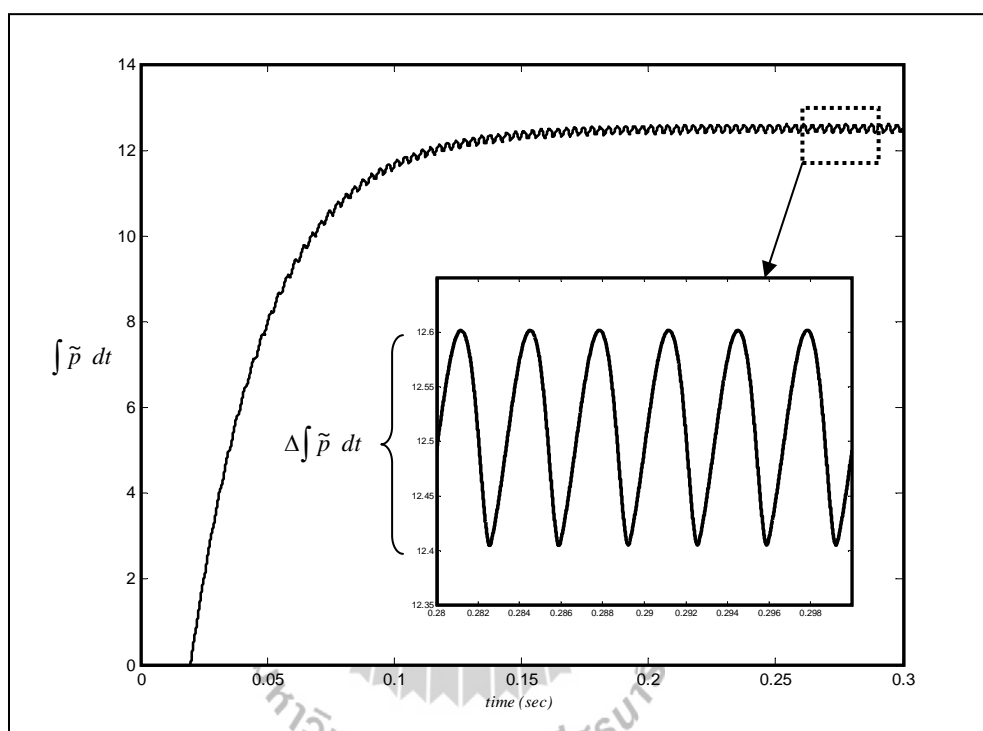
รูปที่ 5.3 การลู่เข้าของค่า %THD

สำหรับรายละเอียดต่าง ๆ เช่น การกำหนดค่าขอบเขตการค้นหา พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของอัลกอริทึม และฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ดูเพิ่มเติมได้จากบทความตีพิมพ์ของ Narongrit , Areerak และ Srikaew ในปี 2009 เรื่อง Design of an Active Power Filter using Adaptive Tabu Search ในที่ประชุมวิชาการ The 8th WSEAS Conference on Artificial Intelligence, Knowledge Engineering and Data Bases (AIKED'09) หน้าที่ 314 ถึง 318

การออกแบบค่าความเก็บประจุ (C_{dc}) ได้จากการเลือกค่าโดยใช้วิธีของ Thomas ที่ได้นำเสนอไว้ในปี ค.ศ. 1998 ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จากการออกแบบ คือ ขอบเขตต่ำสุดของค่าความเก็บประจุ ($C_{dc,min}$) สำหรับเป็นแหล่งสะสมพลังงานเพื่อจ่ายแรงดันให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ดังสมการที่ (5-6) การออกแบบค่าดังกล่าว ส่งผลต่อการควบคุมค่าแรงดันกระเพื่อม (ΔV_{dc}) ให้อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ และมีผลต่อระยะเวลาการเข้าสู่สภาวะคงตัวของค่าแรงดันบัสไฟตรง เท่ากับ

750 V ดังนั้น ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยกำหนดให้ ΔV_{dc} มีค่าไม่เกิน 3 V หรือไม่เกิน 0.4 เปอร์เซ็นต์ ของค่าแรงดันบัสไฟตรงที่กำหนด

$$C_{dc,\min} = \frac{\Delta \int \tilde{p} dt}{\Delta V_{dc} \times V_{dc}^*} = \frac{0.2}{3 \times 750} = 88.89 \mu\text{F} \quad (5-6)$$



รูปที่ 5.4 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ

จากการออกแบบค่าความเก็บประจุในสมการที่ (5-6) พบว่า แนวทางการออกแบบไม่ได้ อ้างอิงถึงค่าพลังงานในตัวเก็บประจุ ส่งผลให้ค่า $C_{dc,\min}$ ที่ได้จากสมการข้างต้น ไม่สามารถยืนยันได้ว่า มีพลังงานเพียงพอต่อการนำไปใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ด้วยเหตุนี้จึงมีการ ออกแบบโดยคำนึงถึงค่าพลังงานในตัวเก็บประจุ ดังสมการที่ (5-7) จากสมการดังกล่าว ค่ากำลังงาน $\tilde{p}(t)$ คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของพลังงาน ($\frac{dE}{dt}$) ที่ตัวเก็บประจุ เมื่อจัดทอมสมการเชิงอนุพันธ์ อยู่ในทอมอินทิเกรต จะได้สมการที่ (5-8) และได้ขอบเขตต่ำสุดของค่าตัวเก็บประจุ ($C_{dc,\min}$) ดัง สมการที่ (5-9) โดยที่ ค่า $\int \tilde{p}(t)dt$ คือ ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟในสภาวะคงตัว ดังนั้น จากการ

ออกแบบทั้งสองวิธี การระบุค่าความเก็บประจุ ควรมีค่าน้อยเท่ากับ $88.89 \mu\text{F}$ ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าความเก็บประจุ (C_{dc}) เท่ากับ $200 \mu\text{F}$ เนื่องจากคำนึงถึงระยะเวลาการเข้าสู่สภาวะคงตัวของค่า V_{dc} ที่รวดเร็ว และแรงดันพลิว (ripple voltage: ΔV_{dc}) ที่ต่ำ นอกเหนือไปจากการที่ค่าดังกล่าวอยู่ในเงื่อนไขการออกแบบ

$$\tilde{p}(t) = V_{dc} \cdot i_{dc} = \frac{dE}{dt} \quad (5-7)$$

$$E = \int \tilde{p}(t) dt = \int (V_{dc} \cdot C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt}) dt = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (5-8)$$

$$C_{dc, \min} = \frac{2 \cdot \int \tilde{p}(t) dt}{V_{dc}^2} = \frac{2(12.5)}{750^2} = 44.44 \mu\text{F} \quad (5-9)$$

สรุปค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ประกอบด้วยค่าความเหนี่ยวนำ (L_c) เท่ากับ 39 mH ค่าแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) เท่ากับ 750 V และค่าความเก็บประจุ (C_{dc}) เท่ากับ $200 \mu\text{F}$ ซึ่งค่าทั้งหมดคนอกจากนำมาใช้จำลองสถานการณ์ทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบแล้ว ยังนำไปใช้เพื่อออกแบบตัวควบคุมให้กับการฉีดกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ซึ่งจะได้นำเสนอในหัวข้อที่ 5.3 และหัวข้อที่ 5.5 ตามลำดับ

5.3 การออกแบบโครงสร้างและตัวควบคุมสำหรับการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว

ระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานบนแกนดีคิว ได้รับการออกแบบโดยอาศัยสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ดังสมการที่ (5-10) และสมการที่ (5-11) ตามลำดับ ซึ่งรายละเอียดที่มาของสมการได้นำเสนอไว้แล้วในบทที่ 4

$$L_c \frac{di_{cd}}{dt} + R_c i_{cd} = \omega L_c i_{cq} + v_{dl} - v_{pcc,d} \quad (5-10)$$

$$L_c \frac{di_{cq}}{dt} + R_c i_{cq} = -\omega L_c i_{cd} + v_{ql} - v_{pcc,q} \quad (5-11)$$

$$\text{โดยที่ } v_{dl} = d_d V_{dc}, v_{ql} = d_q V_{dc}$$

จากสมการดังกล่าว ผลคูณระหว่างฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนดีคิว (d_d , d_q) กับค่าแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ถูกแทนเป็นแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว (v_{dl} , v_{ql}) และทำการปรับรูปสมการจะได้สมการแรงดันเชิงอนุพันธ์ที่จุด PCC บนแกนดีคิว ($v_{pcc,d}$, $v_{pcc,q}$) ดังสมการที่ (5-12) และสมการที่ (5-13)

$$v_{pcc,d} = -R_c i_{cd} - L_c \frac{di_{cd}}{dt} + \omega L_c i_{cq} + v_{dl} \quad (5-12)$$

$$v_{pcc,q} = -R_c i_{cq} - L_c \frac{di_{cq}}{dt} - \omega L_c i_{cd} + v_{ql} \quad (5-13)$$

จากเหตุผลการกำหนดมุมเฟสเริ่มต้นของระบบในบทที่ 4 ทำให้ สมการที่ (5-12) และสมการที่ (5-13) สามารถเขียนได้ใหม่ ดังสมการที่ (5-14) และสมการที่ (5-15) และจัดเทอมสมการเชิงอนุพันธ์ใหม่อีกครั้ง ดังสมการที่ (5-16) และสมการที่ (5-17) เพื่อแสดงให้เห็นถึงวัตถุประสงค์ในการที่จะควบคุมแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว เป็นสัญญาณอ้างอิง (v_{dl}^* , v_{ql}^*) ให้กับส่วนควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m = -R_c i_{cd} - L_c \frac{di_{cd}}{dt} + \omega L_c i_{cq} + v_{dl} \quad (5-14)$$

$$0 = -R_c i_{cq} - L_c \frac{di_{cq}}{dt} - \omega L_c i_{cd} + v_{ql} \quad (5-15)$$

$$v_{dl}^* = -\omega L_c i_{cq} + u_d + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m \quad (5-16)$$

$$v_{ql}^* = \omega L_c i_{cd} + u_q \quad (5-17)$$

จากสมการที่ (5-16) และสมการที่ (5-17) สามารถนำมาใช้อธิบายการออกแบบโครงสร้างการควบคุมกระแสขดลวดบนแกนคิกิว ซึ่งจะนำเสนอในส่วนตัวต่อไป โดยในส่วนนี้ตัวแปร u_d และ u_q คือ สัญญาณเอาต์พุตที่มาจากพลาตซ์ของระบบ ซึ่งมีตัวควบคุมแบบพีไอทำหน้าที่ควบคุมปริมาณเอาต์พุตของระบบที่พิจารณาให้ไปตามที่ต้องการ ซึ่งอธิบายได้ดังนี้

$$u_d = L_c \frac{di_{cd}}{dt} + R_c i_{cd} \quad (5-18)$$

$$u_q = L_c \frac{di_{cq}}{dt} + R_c i_{cq} \quad (5-19)$$

จากสมการที่ (5-18) และสมการที่ (5-19) นำสมการดังกล่าวมาหาฟังก์ชันถ่ายโอนเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยการแปลงลาปลาซ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับพลาตซ์ดังสมการที่ (5-20) หลังจากนั้นจะดำเนินการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบพีไอ โดยเริ่มต้นจากการพิจารณาสัญญาณควบคุมแบบพีไอในรูปทั่วไปบนแกนคิกิว และแกนคิกิว แสดงไว้ดังสมการที่ (5-21) และสมการที่ (5-22) ตามลำดับ โดยที่ตัวแปร \tilde{i}_d คือ ค่าผลต่างระหว่าง i_{dh} กับ i_{cd} และตัวแปร \tilde{i}_q คือค่าผลต่างระหว่าง i_{qh} กับ i_{cq} ตามลำดับ เมื่อดำเนินการแปลงลาปลาซของสมการที่ (5-21) และสมการที่ (5-22) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับตัวควบคุมแบบพีไอ ดังสมการที่ (5-23)

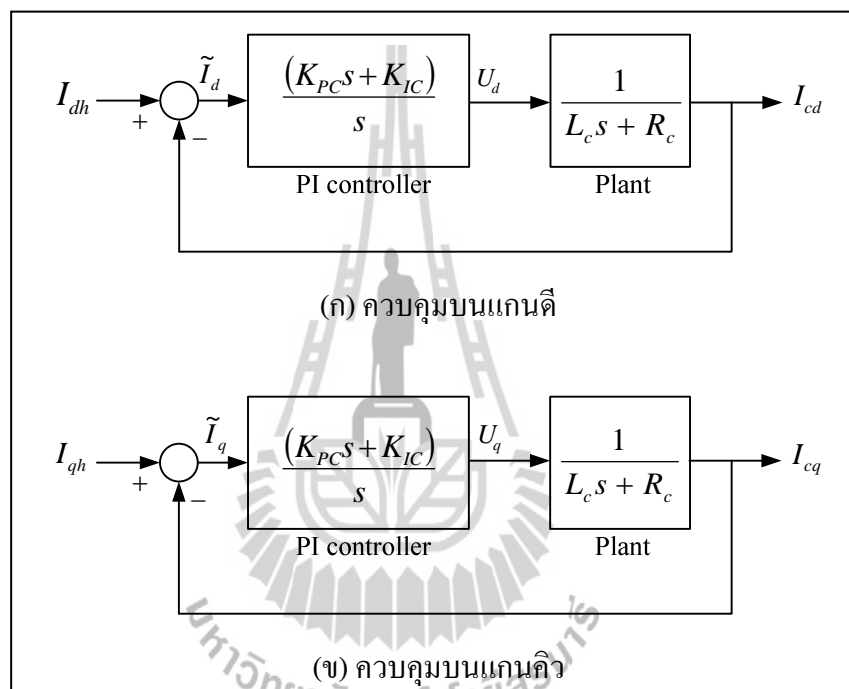
$$\frac{I_{cd}}{U_d} = \frac{I_{cq}}{U_q} = \frac{1}{L_c s + R_c} \quad (5-20)$$

$$u_d = K_{PC} \tilde{i}_d + K_{IC} \int \tilde{i}_d dt \quad (5-21)$$

$$u_q = K_{PC} \tilde{i}_q + K_{IC} \int \tilde{i}_q dt \quad (5-22)$$

$$\frac{U_d}{\tilde{I}_d} = \frac{U_q}{\tilde{I}_q} = \frac{(K_{PC}s + K_{IC})}{s} \quad (5-23)$$

สมการที่ (5-20) และสมการที่ (5-23) สามารถอธิบายเป็นแผนภาพไคอะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดักิว แสดงได้ดังรูปที่ 5.5 จากส่วนนี้จะสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ได้ดังสมการที่ (5-24)



รูปที่ 5.5 แผนภาพไคอะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย

$$\frac{I_{cd}}{I_{dh}} = \frac{I_{cq}}{I_{qh}} = \frac{K_{PC}}{L_c} \left(\frac{s + \frac{K_{IC}}{K_{PC}}}{s^2 + \left(\frac{R_c + K_{PC}}{L_c}\right)s + \frac{K_{IC}}{L_c}} \right) \quad (5-24)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} ของตัวควบคุมแบบพีไอ จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะ (characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของระบบตามสมการที่ (5-24) และพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับ

สองมาตรฐาน ดังสมการที่ (5-25) จะได้ผลเฉลยของสมการ การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ ดังสมการที่ (5-26) และสมการที่ (5-27)

$$G(s) = \frac{\omega_{ni}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2} \quad (5-25)$$

$$K_{PC,d} = K_{PC,q} = 2\xi\omega_{ni}L_c - R_c \quad (5-26)$$

$$K_{IC,d} = K_{IC,q} = \omega_{ni}^2 L_c \quad (5-27)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} บนแกนดียว จากสมการที่ (5-26) และสมการที่ (5-27) จะพิจารณาจากอันดับฮาร์มอนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัดในระบบ ซึ่งผู้วิจัยได้พิจารณากำจัดฮาร์มอนิกถึงอันดับที่ 50 มีความถี่ เท่ากับ 2500 เฮิร์ตซ์ ดังนั้น ค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_{ni}) มีค่าเท่ากับ $2\pi \times 2500$ rad/s และกำหนดค่าอัตราส่วนการเข้าสู่สถานะคงตัว (damping ratio: ξ) เท่ากับ $\sqrt{2}/2$ เพื่อให้การตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงต่ำกว่าวิกฤต (underdamped response) ดังนั้น จะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ได้ดังสมการที่ (5-28) และสมการที่ (5-29) ตามลำดับ

$$K_{PC,d} = K_{PC,q} = 2\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)(5000\pi)(0.039) - 0 = 866 \quad (5-28)$$

$$K_{IC,d} = K_{IC,q} = (5000\pi)^2(0.039) = 9.62 \times 10^6 \quad (5-29)$$

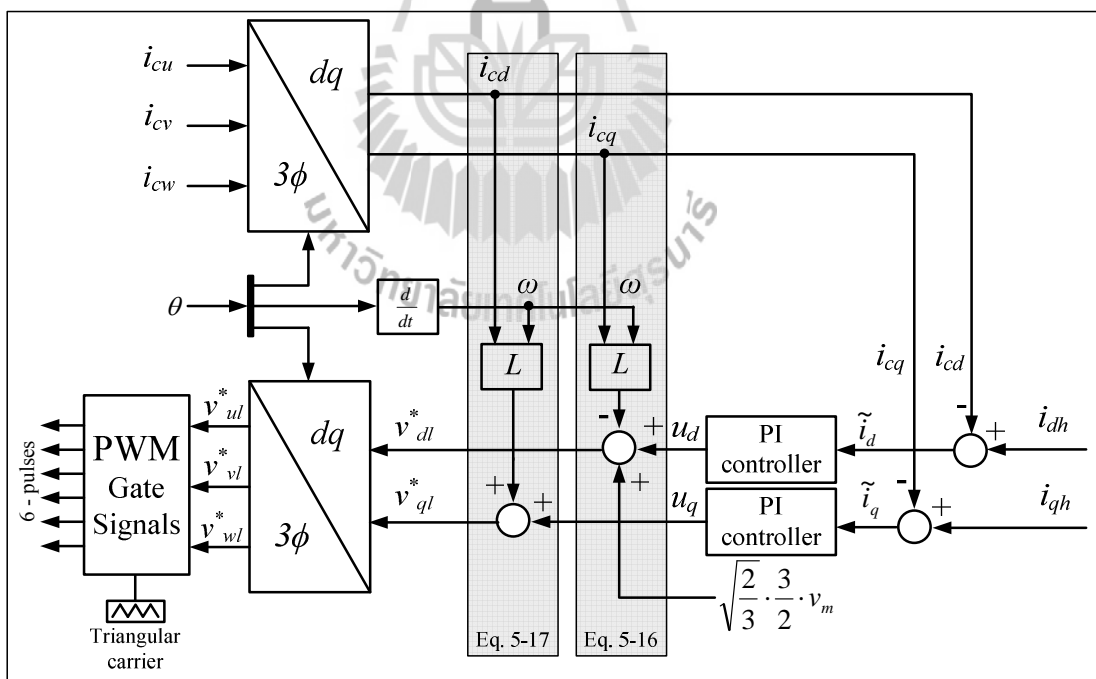
5.4 การควบคุมกระแสคหขยของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยเทคนิค

พีดับเบิลยูเอ็ม

โครงสร้างการควบคุมกระแสคหขย และพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ ที่ได้ออกแบบในหัวข้อที่ผ่านมาถูกนำมาใช้งานร่วมกับเทคนิคการสวิตซ์ ซึ่งงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของสวิตซ์ไอจีบีที เนื่องจากเทคนิคดังกล่าวมีความถี่การ

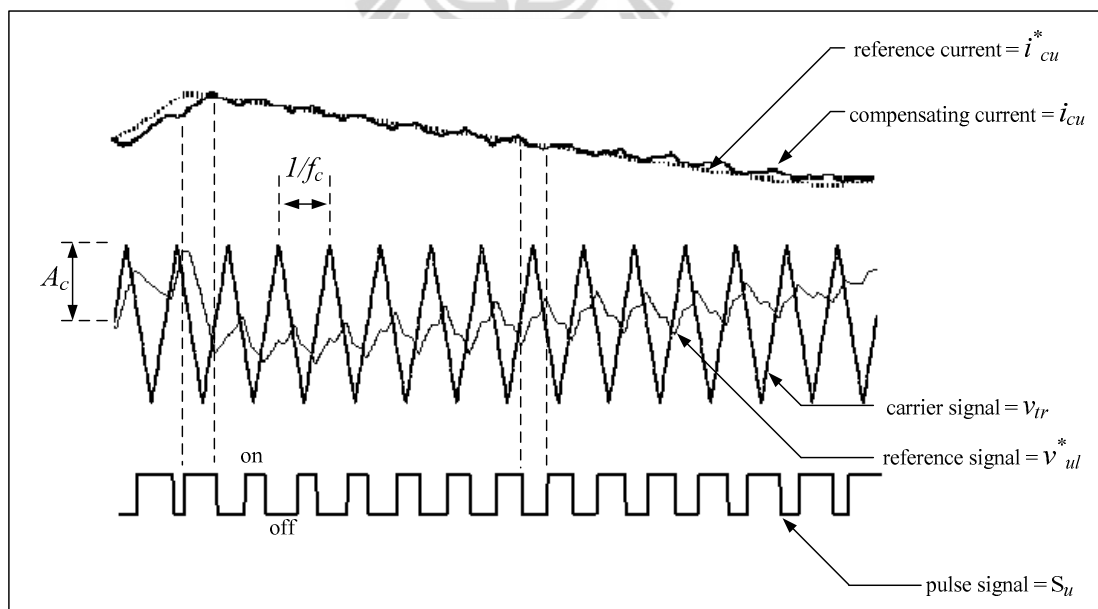
สวิตช์คงที่เท่ากับค่าของสัญญาณสามเหลี่ยม เหมาะสำหรับนำมาใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากวงจรอินเวอร์เตอร์ อีกทั้งมีโครงสร้างการควบคุมที่ไม่ซับซ้อนและให้ผลการควบคุมที่ดี (Kazmierkowski and Malesani, 1998) โดยที่ระบบการควบคุมกระแสชดเชย แสดงได้ดังรูปที่ 5.6

โครงสร้างของระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์การฉีดกระแสชดเชยที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ พิจารณาได้จากรูปที่ 5.6 จากรูปดังกล่าวกระแสอ้างอิง i_{dh} และ i_{qh} เป็นค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยวิธี DQF จากนั้นนำค่าดังกล่าวห้กลับกับค่ากระแสชดเชยจริง (i_{cd} , i_{cq}) จะได้เป็นค่าคลาดเคลื่อน (\tilde{i}_d , \tilde{i}_q) สำหรับเป็นสัญญาณอินพุตให้กับตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อทำหน้าที่ควบคุมการฉีดกระแสชดเชยให้มีความใกล้เคียงกับค่ากระแสอ้างอิง โดยเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมแบบพีไอเป็นค่าแรงดันอ้างอิง (u_d , u_q) ซึ่งค่าดังกล่าวจะปรากฏในสมการที่ (5-16) และสมการที่ (5-17) และเพื่อให้ได้เป็นแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว (v_{dl}^* , v_{ql}^*) จะต้องดำเนินการต่อบล็อกตามรูปที่ 5.6 ให้สอดคล้องกับสมการดังกล่าว หลังจากนั้นนำ v_{dl}^* และ v_{ql}^* แปลงให้อยู่บนปริมาณไฟฟ้าสามเฟส (v_{ul}^* , v_{vl}^* , v_{wl}^*) เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงให้การควบคุมการทำงานของไอจีบีทีด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม



รูปที่ 5.6 โครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

ลักษณะของการใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ให้กับไอจีบีที ดังรูปที่ 5.7 สังเกตได้ว่า v_{ul}^* , v_{vl}^* และ v_{wl}^* จะดำเนินการเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยม (v_{lr}) ที่มีความถี่ (f_c) และแอมพลิจูด (A_c) คงที่ค่าหนึ่ง เพื่อสร้างเป็นสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการสวิตช์ไอจีบีทีทั้ง 6 ตัว จากรูปดังกล่าว ได้ยกตัวอย่างการทำงานในกรณีเฟส u เพื่อผลการเปรียบเทียบเมื่อสัญญาณ v_{ul}^* มากกว่าสัญญาณ v_{lr} ทำให้ไอจีบีทีตัวบนนำกระแส และตัวล่างหยุดนำกระแส กระแสชดเชยจริงจึงมีค่าเพิ่มขึ้น ในทางกลับกันหากผลการเปรียบเทียบสัญญาณ v_{ul}^* น้อยกว่าสัญญาณ v_{lr} ทำให้ไอจีบีทีตัวบนหยุดนำกระแส และตัวล่างนำกระแส กระแสชดเชยจริงจึงมีค่าลดลง การเปรียบเทียบสัญญาณในลักษณะดังกล่าวตลอดย่านการทำงาน สังเกตได้ว่าการเปลี่ยนแปลงค่าของกระแสชดเชยจริง (i_{cu}) จะมีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณกระแสอ้างอิง (i_{cu}^*) โดยพบว่า ค่าความถี่ของสัญญาณ v_{lr} มีผลกับค่าความถี่การสวิตช์ของสัญญาณพัลส์ ดังนั้น การออกแบบค่าความถี่ของสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยมที่เหมาะสม จึงมีนัยสำคัญต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชย เนื่องจากสัญญาณอ้างอิงที่ใช้ในการเปรียบเทียบนั้นมีรูปร่างสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งมีความแตกต่างกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์ปกติทั่วไป



รูปที่ 5.7 ลักษณะการควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

สำหรับการออกแบบความถี่ของสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยม จะพิจารณาจากอันดับฮาร์มอนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัด โดยความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมต้องมากกว่าความถี่ฮาร์มอนิกอันดับสูงสุดที่พิจารณาเป็นสองเท่า (Thomas, 1998) ดังนั้น สามารถหาความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมได้ดังสมการที่ (5-30)

$$f_c = 2 \times f_{h,\max} = 2 \times 2500 = 5000\text{Hz} \quad (5-30)$$

5.5 การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรรอกกำลังแอคทีฟแบบขนาน

การควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงของตัวเก็บประจุให้คงที่ ณ จุดการทำงานที่เหมาะสมค่าหนึ่งมีความสำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจากส่งผลต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอคทีฟแบบขนาน ในหัวข้อนี้จึงได้มีการนำเสนอการออกแบบการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงบนแกนคิดว โดยเริ่มต้นวิเคราะห์จากตัวแปรสถานะของแบบจำลอง ในสมการที่ (5-31) เพื่ออธิบายให้อยู่ในลักษณะของกระแสไหลเข้าทางด้านดีซี เท่ากับ กระแสไหลออกทางด้านเอซี เมื่อดำเนินการจัดรูปใหม่ จะได้ดังสมการที่ (5-32) และจากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันที่ตัวเก็บประจุ ($i_{dc} = -C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt}$) แทนความสัมพันธ์ได้ใหม่ ดังสมการที่ (5-33) ซึ่งรายละเอียดที่มาของสมการได้นำเสนอไว้ในบทที่ 4

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{d_d}{C_{dc}} i_{cd} - \frac{d_q}{C_{dc}} i_{cq} \quad (5-31)$$

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = -d_d i_{cd} - d_q i_{cq} \quad (5-32)$$

$$-i_{dc} = -d_d i_{cd} - d_q i_{cq} \quad (5-33)$$

โดยที่ $C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt}$ คือ พลังงานของระบบที่พิจารณาให้มีการควบคุมแรงดัน

ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_{dc})

i_{dc} คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ (C_{dc})

จากสมการที่ (5-33) ทำการแทนค่าฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนดีคิว ตามที่ได้อธิบายไว้ในสมการที่ (4-30) ของบทที่ 4 จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (5-34) ค่า i_{cd} ในสมการดังกล่าวคือ สัญญาณเอาต์พุตสำหรับตัวควบคุมในส่วนการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง เพื่อให้ง่ายต่อความเข้าใจจึงได้นิยามตัวแปร i_{cd} ขึ้นมาใหม่เป็น $i_{cd,v}$ ดังนั้นสามารถเขียนแสดงเป็นสมการความสัมพันธ์ระหว่าง i_{dc} และ $i_{cd,v}$ ดังสมการที่ (5-35)

$$-i_{dc} = -\left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2}\right) \cdot i_{cd} \quad (5-34)$$

$$\frac{-i_{dc}}{-i_{cd,v}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \quad (5-35)$$

จากสมการดังกล่าวใช้การแปลงลาปลาซร่วมกับเทอมพลานต์ของระบบ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการที่ (5-36) และสมการที่ (5-37) ตามลำดับ เพื่อนำมาใช้ออกแบบโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

$$\frac{V_{dc}}{-I_{dc}} = \frac{1}{C_{dc}s} \quad (5-36)$$

$$\frac{-I_{dc}}{-I_{cd,v}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \quad (5-37)$$

สำหรับโครงสร้างไดอะแกรมการควบคุม ดังรูปที่ 5.8 ได้พิจารณาใช้ตัวควบคุมแบบพีไอเพื่อควบคุมแรงดันบัลไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุให้มีค่าคงที่ โดยเริ่มต้นวิเคราะห์จากตัวควบคุมแบบพีไอทางโดเมนเวลา ดังสมการที่ (5-38) จากนั้นแปลงลาปลาซได้ดังสมการที่ (5-39) และจัดเทอมให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการที่ (5-40) ทำให้สามารถนำสมการที่ (5-36), สมการที่ (5-37) และสมการที่ (5-40) มาใช้อธิบายโครงสร้างไดอะแกรมจากรูปดังกล่าวได้ เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด โดยดำเนินการตามสมการที่ (5-41) และสมการที่ (5-42)

$$-i_{cd,v} = K_{PV} \tilde{V}_{dc} + K_{IV} \int \tilde{V}_{dc} dt \quad (5-38)$$

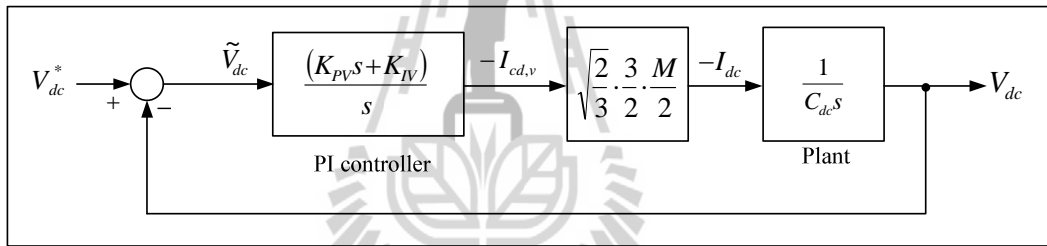
โดยที่ $\tilde{V}_{dc} = V_{dc}^* - V_{dc}$

V_{dc}^* คือ แรงดันอ้างอิงที่ได้จากการออกแบบ

V_{dc} คือ แรงดันที่ได้จากการวัดตกคร่อมตัวเก็บประจุ

$$-I_{cd,v} = K_{PV} \tilde{V}_{dc} + \frac{K_{IV} \tilde{V}_{dc}}{s} \quad (5-39)$$

$$\frac{-I_{cd,v}}{\tilde{V}_{dc}} = \frac{(K_{PV}s + K_{IV})}{s} \quad (5-40)$$



รูปที่ 5.8 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{C_{dc}s^2} \right)}{1 + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{C_{dc}s^2} \right)} \quad (5-41)$$

$$\frac{V_d}{V_{dc}^*} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{1}{C_{dc}} \cdot \left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s^2 + \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{K_{PV}}{C_{dc}} \right) s + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{K_{IV}}{C_{dc}}} \right) \quad (5-42)$$

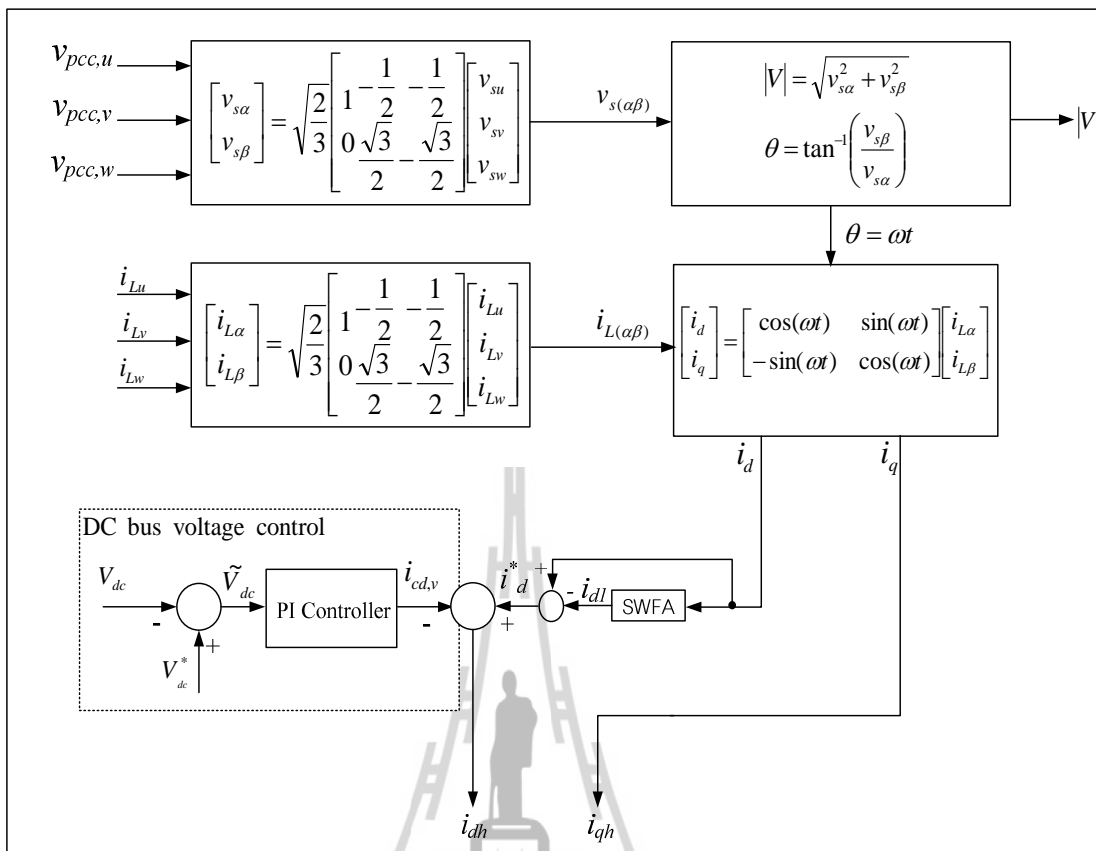
การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PV} และค่า K_{IV} ของตัวควบคุมแบบพีไอ จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ดังสมการที่ (5-42) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (5-43) โดยกำหนดค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_{nv}) เท่ากับ 10π rad/s (Thomas, 1998) ค่าอัตราส่วนการเข้าสู่สถานะคงตัว (ξ) เท่ากับ $\sqrt{2}/2$ และค่าดัชนีการมอดูเลต (modulation index) เท่ากับ 0.83 ณ จุดการทำงานของค่าแรงดันบัสไฟตรง เท่ากับ 750 V ดังที่ได้กล่าวในข้างต้นนี้จะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอได้ดังสมการที่ (5-44) และสมการที่ (5-45) ตามลำดับ

$$G(s) = \frac{\omega_{nv}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{nv}s + \omega_{nv}^2} \quad (5-43)$$

$$K_{PV} = \frac{4\sqrt{2}\xi\omega_{nv}C_{dc}}{\sqrt{3}M} = \frac{4\sqrt{2} \times \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \times 10\pi \times 200 \times 10^{-6}}{\sqrt{3} \times 0.83} = 0.0175 \quad (5-44)$$

$$K_{IV} = \frac{4\sqrt{3} \cdot C_{dc} \cdot \omega_{nv}^2}{3\sqrt{2} \cdot M} = \frac{4\sqrt{3} \times (200 \times 10^{-6}) \times (10\pi)^2}{3\sqrt{2} \times 0.83} = 0.3884 \quad (5-45)$$

บล็อกการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน (DC bus voltage control) ดังรูปที่ 5.9 รับค่าแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ที่วัดมาจากแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (C_{dc}) นำมาหักลบกับค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง (V_{dc}^*) ที่ได้จากการออกแบบไว้ก่อนหน้านี้ จนกระทั่งได้เป็นค่าผลต่างแรงดัน (\tilde{V}_{dc}) เพื่อเป็นค่าอินพุตให้กับตัวควบคุมแบบพีไอ ในการทำหน้าที่ควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่เท่ากับค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง โดยเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมแบบพีไอ ($i_{cd,v}$) จะถูกนำไปหักลบกับปริมาณฮาร์มอนิกบนแกนดี (i_d^*) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ดังนั้น ค่าผลต่างดังกล่าว คือ ปริมาณกระแสฮาร์มอนิก อ้างอิง (i_{dh}) ที่ใช้เป็นอินพุตให้กับส่วนควบคุมการฉีดกระแสชดเชย



รูปที่ 5.9 แผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

5.6 ผลการจำลองสถานการณ์และการอภิปรายผล

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมการบิดกระแสชดเชย และสมรรถนะการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ มีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในระบบแสดงไว้ในตารางที่ 5.2 และจากการออกแบบระบบควบคุมดังที่นำเสนอไว้ในข้างต้น ระบบไฟฟ้าที่พิจารณากำจัดฮาร์มอนิกในที่นี้ แสดงได้ดังรูปที่ 5.10 จากรูปดังกล่าวอธิบายแต่ละส่วนได้ดังนี้

ส่วนที่ 1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา คือ ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่มีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย เท่ากับ 380 V_{L-L} ความถี่เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ โดยระบบไฟฟ้างกล่าวต่อเข้ากับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลของการต่อโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะทำให้เกิดฮาร์มอนิกขึ้นในระบบไฟฟ้า

ส่วนที่ 2 บล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิก (harmonic detection) ด้วยวิธี DQF ทำหน้าที่คำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว (i_{dh}, i_{qh}) ให้กับส่วนควบคุมกระแสชดเชย

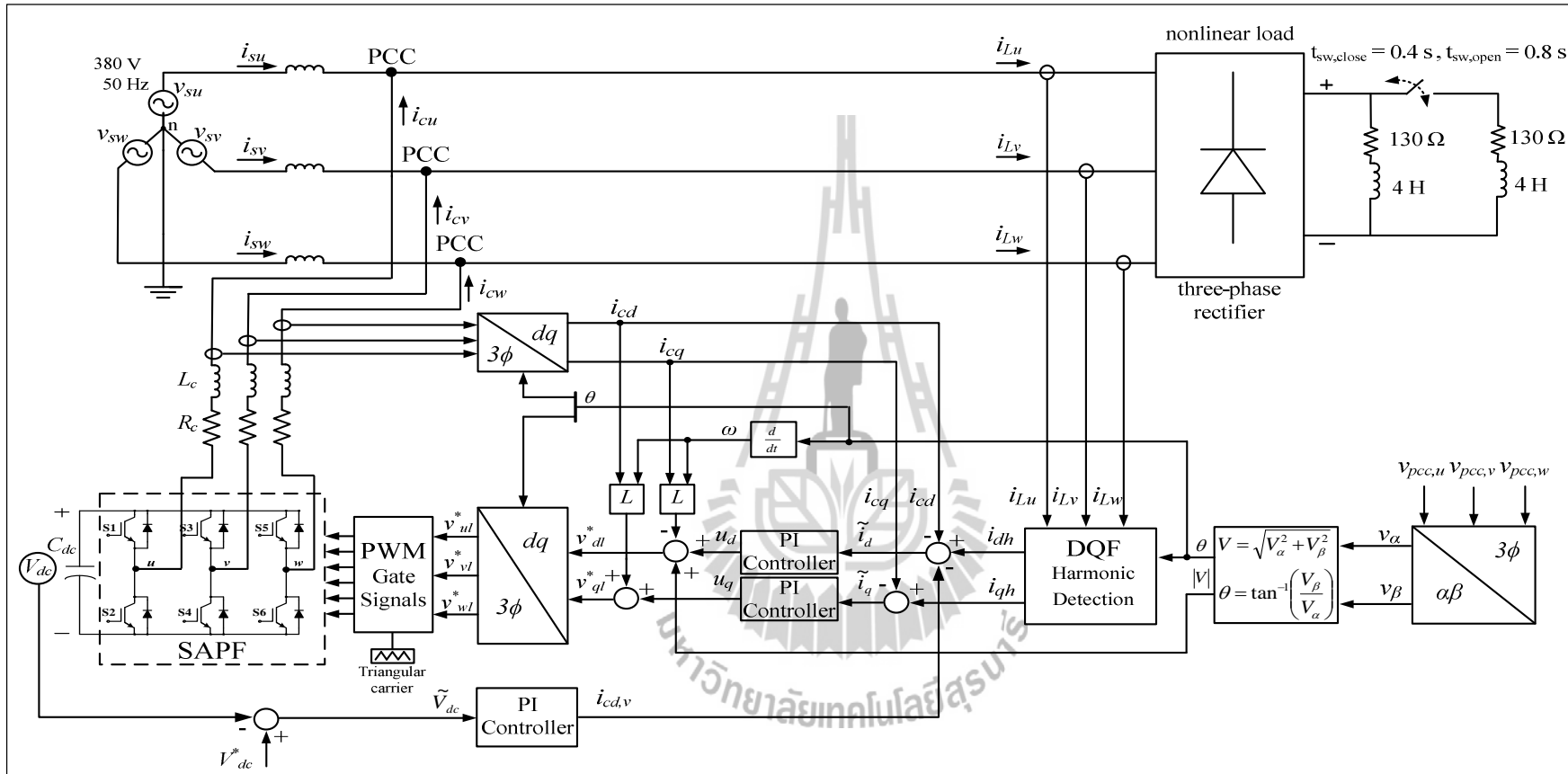
ส่วนที่ 3 ส่วนควบคุมกระแสชดเชย ประกอบด้วย ระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง และระบบการสวิตช์อุปกรณ์ไอจีบีทีแบบ PWM

ส่วนที่ 4 วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชยเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบที่จุด PCC

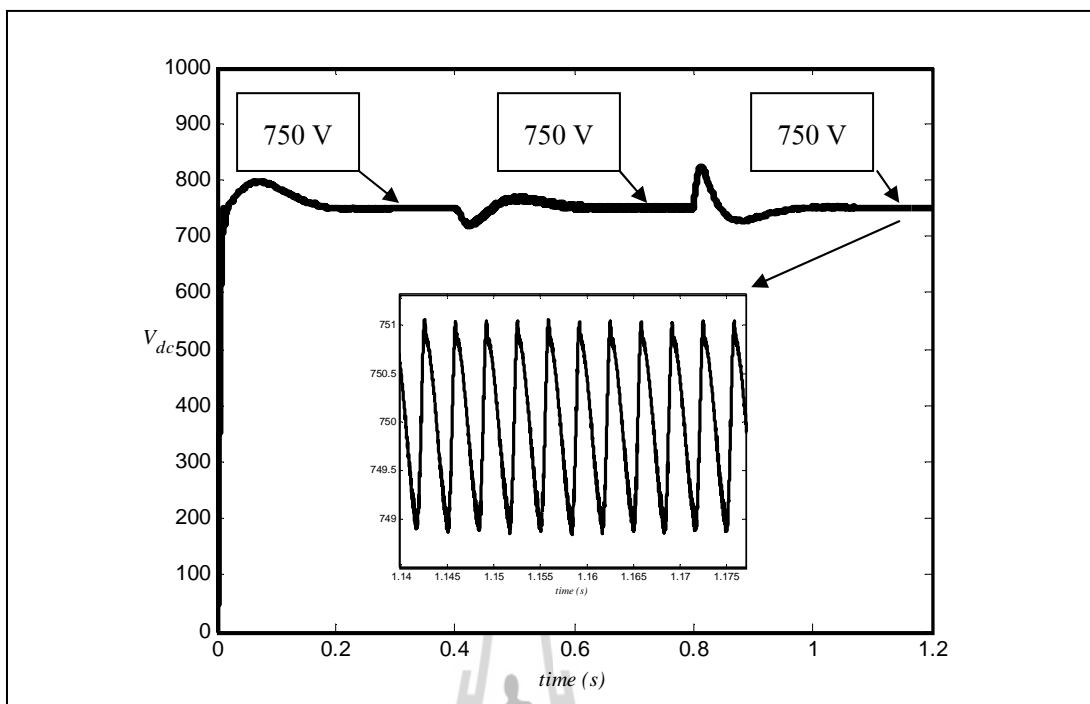
ตารางที่ 5.2 ค่าพารามิเตอร์สำหรับทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก

พารามิเตอร์สำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก	$V_s = 220 \text{ V}_{\text{rms}}, f_s = 50 \text{ Hz}, L_s = 10.1 \text{ mH}$
พารามิเตอร์ของโหลด	$L_{L,\text{max}} = 4 \text{ H}, R_{L,\text{max}} = 130 \Omega$ $L_{L,\text{min}} = 2 \text{ H}, R_{L,\text{min}} = 65 \Omega$
พารามิเตอร์ในวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	$L_c = 39 \text{ mH}, V_{dc}^* = 750 \text{ V}, C_{dc} = 200 \mu\text{F}$
พารามิเตอร์การควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิค PWM	$f_c = 5000 \text{ Hz}$
พารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ	$K_{PC} = 866, K_{IC} = 9.62 \times 10^6$ $K_{PV} = 0.0175, K_{IV} = 0.3884$

การจำลองสถานการณ์ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 ถึง 1.2 วินาที มีการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทานและโหลดความเหนี่ยวนำของวงจรเรียงกระแสใน 2 ช่วงเวลา ได้แก่ ที่เวลา 0.4 วินาที โดยเปลี่ยนจาก R_L เท่ากับ 130Ω เป็น R_L เท่ากับ 65Ω และ L_L เท่ากับ 4 H เป็น L_L เท่ากับ 2 H และเปลี่ยนกลับมาใช้โหลดของวงจรเรียงกระแสชุดเดิม ที่ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.8 วินาที เป็นต้นไป



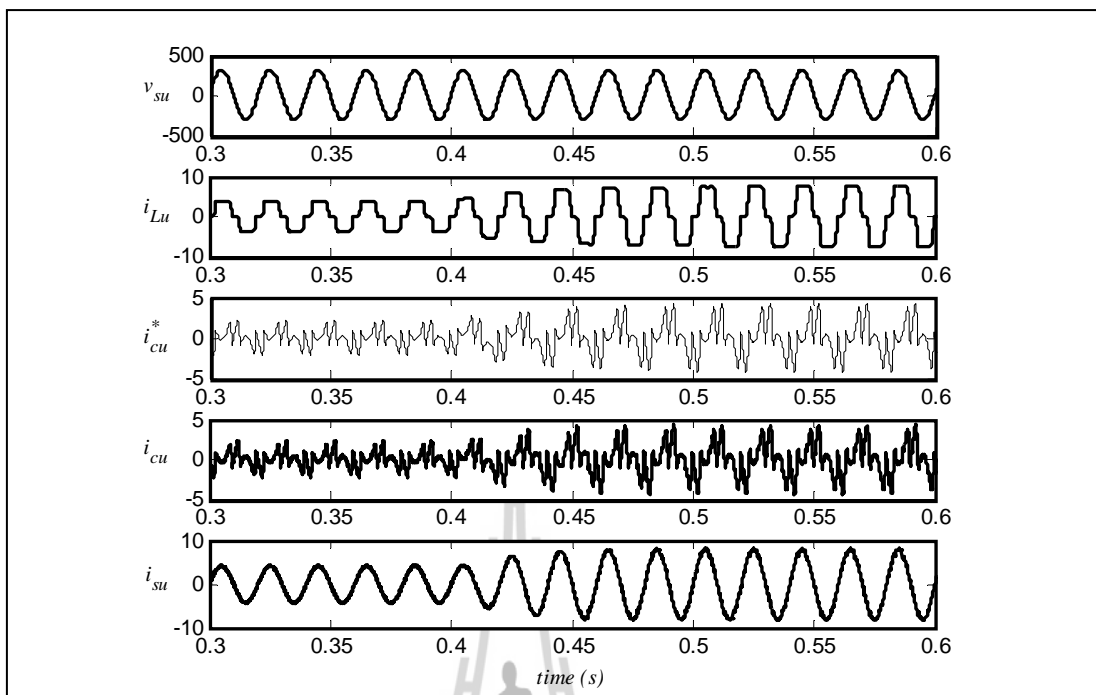
รูปที่ 5.10 การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเมื่อมีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง



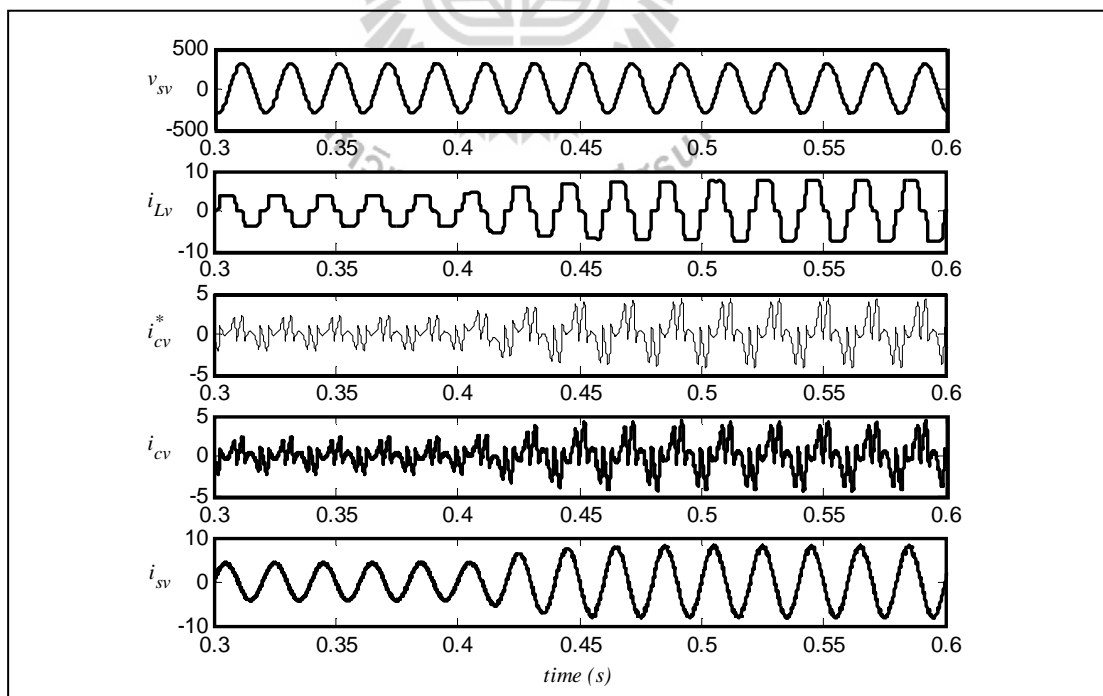
รูปที่ 5.11 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัสไฟตรง

จากรูปที่ 5.11 สังเกตได้ว่า ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ ในช่วงก่อนมีการเปลี่ยนแปลงของโหลด ตัวควบคุมแบบพีไอสามารถควบคุมแรงดันบัสไฟตรงได้ เท่ากับ 750 V โดยใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 0.3 วินาที ภายหลังจากเวลาตั้งแต่ 0.4 วินาที แรงดันบัสไฟตรงมีการสั่นไหว ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.4 วินาที ถึง 0.65 วินาที ซึ่งค่าดังกล่าวมีการปรับตัวลดลง และเพิ่มขึ้นในช่วงประมาณ 720 V ถึง 770 V โดยใช้ระยะเวลาประมาณ 0.25 วินาทีสำหรับปรับตัวเข้าสู่ค่าแรงดันบัสไฟตรงที่ 750 V เช่นเดิม ต่อมาเวลาตั้งแต่ 0.8 วินาที มีการปรับค่าของโหลดลดลงเท่าเดิมอีกครั้ง ทำให้ค่าแรงดันบัสไฟตรง มีการสั่นไหวจนกระทั่งกลับมากังที่ เท่ากับ 750 V ดังเดิม

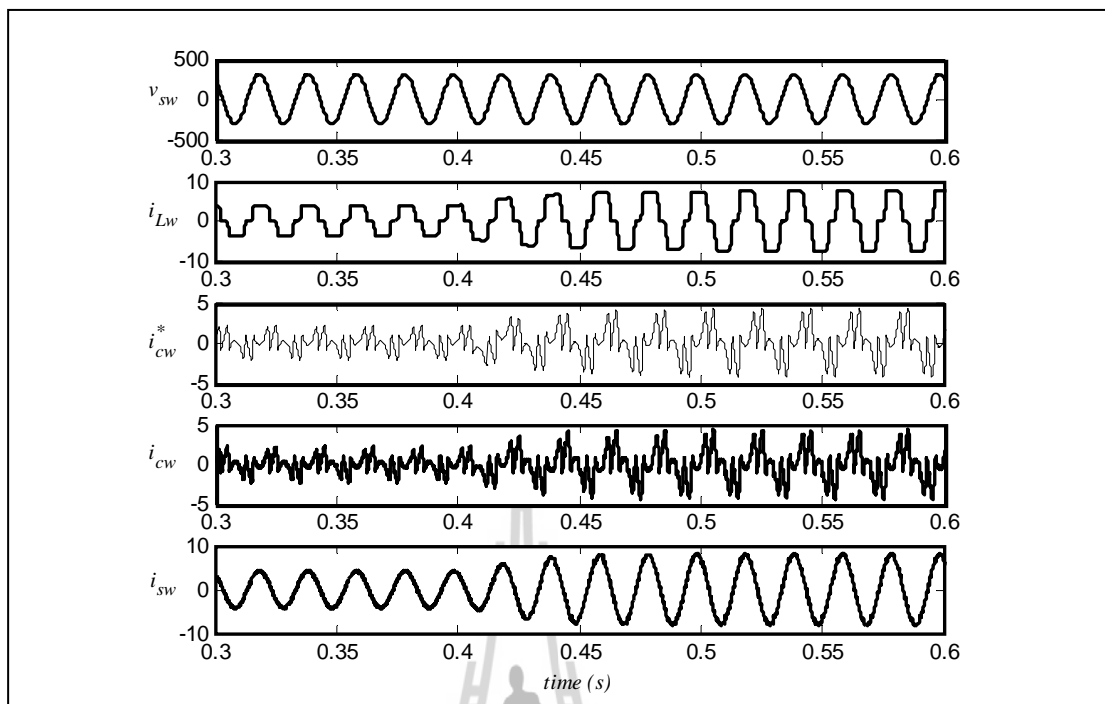
ผลการจำลองสถานการณ์เพื่อกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ ดังรูปที่ 5.12 ถึงรูปที่ 5.14 แสดงในช่วงเวลา 0.3 วินาที ถึง 0.6 วินาที จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่า กรณีโหลดของวงจรเรียงกระแส R_L เท่ากับ 130Ω อนุกรมกับ L_L เท่ากับ 4 H สัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ามียอดกระแสไฟฟ้าประมาณ 4.25 A และเมื่อโหลดของวงจรเรียงกระแส R_L เท่ากับ 65Ω อนุกรมกับ L_L เท่ากับ 2 H สัญญาณดังกล่าวมีค่ายอดกระแสไฟฟ้าประมาณ 8.70 A เมื่อพิจารณากระแสทางด้านโหลด (i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw}) พบว่า มีลักษณะบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์มีค่า $\%THD_{av}$ เท่ากับ 21.87 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 5.12 ผลการจำลองสถานการณ์กริดเฟส u



รูปที่ 5.13 ผลการจำลองสถานการณ์กริดเฟส v



รูปที่ 5.14 ผลการจำลองสถานการณ์กรณิเฟส w

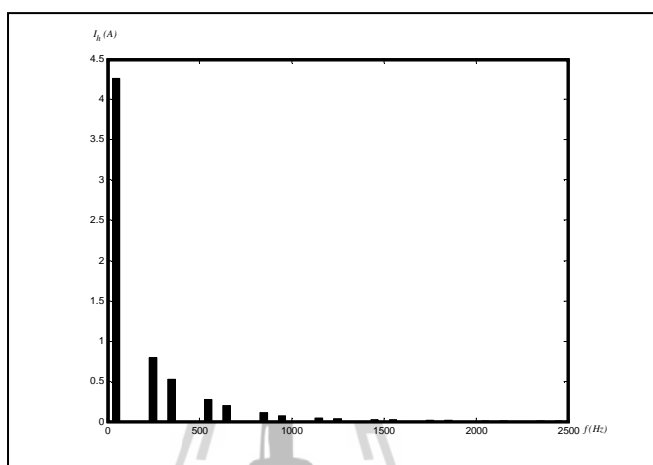
ผลจากการฉีดกระแสชดเชย (i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}) เข้าสู่ระบบ พบว่า รูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (i_{su}, i_{sv}, i_{sw}) ภายหลังจากชดเชย มีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น ให้ค่า %THD_{av} ภายหลังจากชดเชยมีค่าลดลง เท่ากับ 1.89 เปอร์เซ็นต์ ทั้งนี้รายละเอียดค่า %THD ในกรณีก่อนการชดเชยและภายหลังจากชดเชย แสดงดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ผลการจำลองสถานการณ์ก่อนการชดเชยและหลังการชดเชย

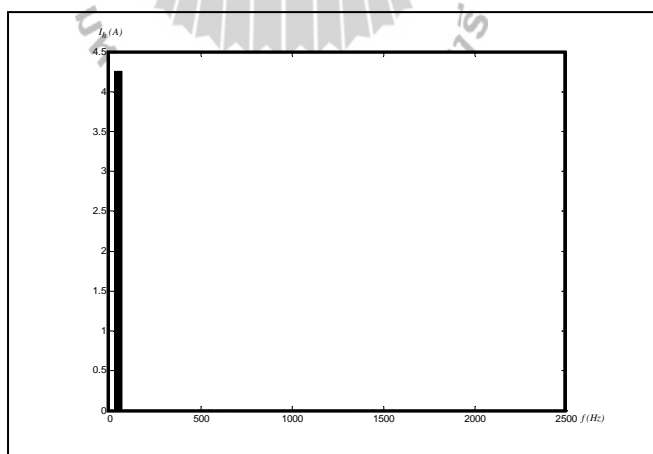
%THD ของกระแสไฟฟ้า	เฟส			%THD _{av}
	u	v	w	
%THD ก่อนการชดเชย	21.87	21.87	21.87	21.87
%THD หลังการชดเชย	1.90	1.92	1.84	1.89

นอกจากนี้เมื่อพิจารณาสเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ก่อนและหลังการฉีดกระแสชดเชย ยกตัวอย่างกรณีเฟส u แสดงได้ดังรูปที่ 5.15 และรูปที่ 5.16 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า กรณีก่อนการฉีดกระแสชดเชยให้กับระบบจะพบปริมาณฮาร์มอนิกที่ความถี่ต่าง ๆ ดังที่ได้กล่าว

ไว้แล้วในตารางที่ 5.1 จากนั้นเมื่อทำการฉีดกระแสชดเชย สังเกตได้ว่าลักษณะสเปกตรัมของกระแสฮาร์โมนิกดังรูปที่ 5.16 มีปริมาณกระแสฮาร์โมนิกทุกอันดับที่ลดลง และคงเหลือเฉพาะปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน ดังนั้น จากการจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงควบคู่กับการกำจัดฮาร์โมนิกในระบบ ได้ผลเป็นไปตามวัตถุประสงค์ด้วยโครงสร้างการควบคุม และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสมตามการออกแบบ



รูปที่ 5.15 สเปกตรัมของกระแสฮาร์โมนิกลำดับต่าง ๆ ก่อนมีการฉีดกระแสชดเชยกรณีเฟส π



รูปที่ 5.16 สเปกตรัมของกระแสฮาร์โมนิกลำดับต่าง ๆ หลังมีการฉีดกระแสชดเชยกรณีเฟส π

5.7 สรุป

ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่ได้รับการออกแบบโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชย และการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรง โดยฟังก์ชันแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ พบว่า กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักภายหลังการชดเชยมีปริมาณฮาร์มอนิกลดลงจากเดิมถึง 91.36 เปอร์เซ็นต์ และค่า %THD อยู่ในเกณฑ์มาตรฐาน IEEE Std.519-1992 จึงสามารถยืนยันได้ว่าการออกแบบระบบควบคุมด้วยวิธีการดังกล่าวให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี รวมถึงให้ผลการตอบสนองที่รวดเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด เนื่องจากการควบคุมพิจารณาอยู่บนแกนดีคิว อย่างไรก็ตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ต้องการพัฒนาระบบควบคุมให้มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดียิ่งขึ้นกับระบบที่พิจารณา ดังนั้นในบทต่อไปจึงนำเสนอวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อช่วยปรับปรุงระบบควบคุมดังกล่าว

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในบทที่ 4 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน และบทที่ 5 การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ได้รับการตีพิมพ์ ดังนี้

- P. Santiprapan, K-L. Areerak, K-N. Areerak, "Mathematical Model and Control Strategy on DQ Frame for Shunt Active Power Filters", *World Academy of Science Engineering and Technology*, issue 60, December 2011, pp. 353-361.

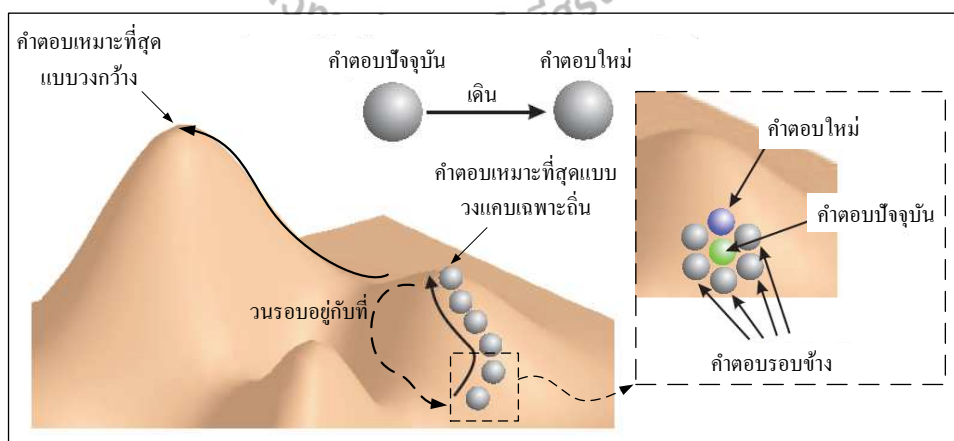
บทที่ 6

การปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมพีไอโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

6.1 บทนำ

การปรับปรุงระบบควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกำลังแอกทีฟแบบขนาน ให้มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีที่สุด เป็นสิ่งที่ผู้วิจัยคาดหวังเป็นอย่างยิ่ง ในบทนี้จึงได้มุ่งเน้นการปรับปรุงระบบดังกล่าว โดยการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search: ATS) (Puangdownreong, Areerak, Srikaew, Sujitjorn, and Totarong, 2002) วิธีการดังกล่าวถูกใช้เป็นเครื่องมือในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมให้กับตัวควบคุมแบบพีไอบนแกนดีคิว นอกจากนี้ในบทนี้ได้มีการทบทวนขั้นตอนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว การกำหนดขอบเขตการค้นหา แนวทางการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว รวมไปถึงนำเสนอผลการจำลองสถานการณ์และการเปรียบเทียบผลการออกแบบไว้ในบทนี้

6.2 ทบทวนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว



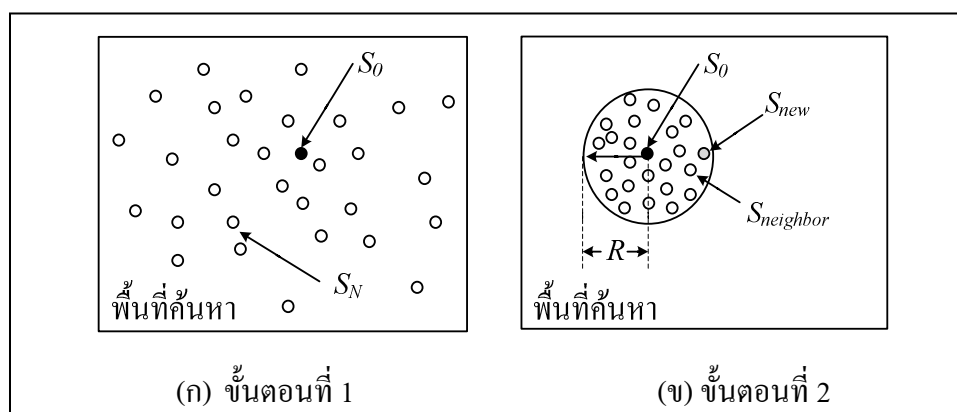
รูปที่ 6.1 แนวคิดพื้นฐานของการค้นหาแบบตามู

การค้นหาแบบตาบู (tabu search) (Glover, 1989) มีแนวคิดพื้นฐานมาจากการค้นหาคำตอบ โดยการตัดสินใจเลือกคำตอบใหม่ในเส้นทางที่คาดว่าจะนำไปสู่คำตอบที่เหมาะสมที่สุด วิธีการดังกล่าวมีองค์ประกอบพื้นฐานของการค้นหา ดังรูปที่ 6.1 จากรูปสังเกตได้ว่า พื้นที่ที่กำหนดมีจุดหมาย คือ การหาค่าสูงสุดของพื้นที่ผิว เริ่มต้นการค้นหาคำตอบจากจุดคำตอบปัจจุบันใด ๆ จะใช้หลักการเดิน (move operator) เพื่อทำการเลือกคำตอบใหม่ที่ดีกว่าคำตอบปัจจุบัน โดยอาศัยการประเมินค่าจากคำตอบรอบข้าง (neighborhood search) ภายในรัศมีเริ่มต้นที่กำหนด แล้วเลือกคำตอบที่ดีที่สุดขึ้นมาเป็นคำตอบใหม่ต่อไป จนกระทั่งได้คำตอบที่ดีที่สุด

จากขั้นตอนข้างต้น วิธีการค้นหาแบบตาบูได้เพิ่มเติมเงื่อนไขการเดิน ได้แก่ เงื่อนไขการเดินไปยังคำตอบใหม่ที่ค่าการประเมินไม่ดีกว่าคำตอบปัจจุบัน และเงื่อนไขหลีกเลี่ยงเส้นทางที่การค้นหาทำให้เกิดการวนรอบอยู่กับที่ (cycle avoidance) ทั้งนี้เพื่อให้อัลกอริทึมสามารถค้นหาคำตอบที่หลุดพ้นจากคำตอบเหมาะสมที่สุดแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local optimum avoidance) ไปยังเส้นทางที่การค้นหาคำตอบเหมาะสมที่สุดแบบวงกว้าง (global optimum)

วิธีการค้นหาแบบตาบูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search: ATS) ได้รับการพัฒนาในปี พ.ศ. 2545 โดย กองพัน อารีรักษ์ และ สราวุฒิ สุจิตจร ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อที่จะปรับปรุงสมรรถนะการค้นหาคำตอบ ด้วยการเพิ่มกลไกการค้นหาเข้าไปในอัลกอริทึม คือ การเดินย้อนรอย (back tracking) และการปรับรัศมีการค้นหา (adaptive search radius) ขั้นตอนการค้นหาด้วยวิธี ATS มีรายละเอียดสรุปได้ ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 ทำการกำหนดจำนวนรอบสูงสุดในการค้นหา ($count_{max}$) กำหนดขนาดพื้นที่ค้นหาคำตอบ (S) และทำการสุ่มคำตอบเริ่มต้นภายในพื้นที่ค้นหาจำนวน S_N คำตอบ จากนั้นประเมินคำตอบที่ดีที่สุดเป็นคำตอบเริ่มต้น (S_0) แสดงดังรูปที่ 6.2 (ก)



รูปที่ 6.2 การกำหนดจำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง และรัศมีการเริ่มต้น

ขั้นตอนที่ 2 ทำการสุ่มเลือกจำนวนคำตอบรอบข้าง ($S_{neighbor}$) และกำหนดรัศมีเริ่มต้น (R) เพื่อประเมินคำตอบที่ดีที่สุดภายในรัศมีดังกล่าว จนได้คำตอบที่ดีที่สุดเป็นคำตอบใหม่ (S_{new}) สำหรับรอบการค้นหาล่าสุด ($count_n$) แสดงดังรูปที่ 6.2 (ข)

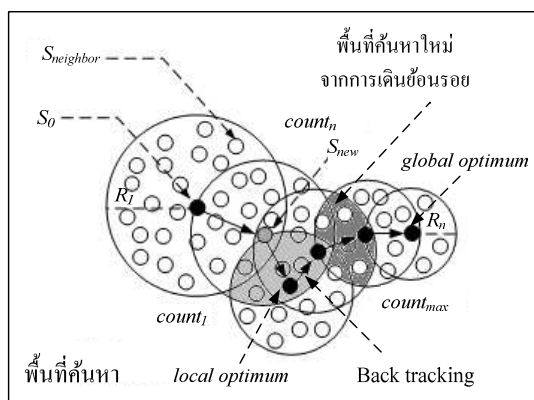
ขั้นตอนที่ 3 คำตอบใหม่ (S_{new}) ในรอบปัจจุบันจะเป็นคำตอบเริ่มต้น (S_0) สำหรับรอบการค้นหาลัดไป โดยเมื่อ $count_n < count_{max}$ อัลกอริทึมจะดำเนินการค้นหาตั้งแต่ขั้นตอนที่ 2 อีกครั้ง จนกระทั่งได้คำตอบตามเงื่อนไขที่กำหนด หรือ $count_n > count_{max}$ จึงยุติการค้นหา

ขั้นตอนที่ 4 ทำการประเมินค่าจนกระทั่งอัลกอริทึมแบบตามูไม่สามารถหาคำตอบใหม่ (S_{new}) ที่ดีกว่าคำตอบเริ่มต้น (S_0) ในรอบการค้นหาล่าสุด นั่นคือ คำตอบดังกล่าวอาจจะไม่หลุดออกจากคำตอบที่เป็นวงแคบเฉพาะถิ่น ดังนั้น จึงเข้าสู่ขั้นตอนการเดินย้อนรอย ที่มีเงื่อนไขการอนุญาตให้กลับไปค้นหาในพื้นที่คำตอบเก่า ซึ่งผลจากกระบวนการดังกล่าวจะทำให้เกิดพื้นที่การค้นหาใหม่ ซึ่งมีโอกาสที่จะหลุดออกจากคำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่นได้

ขั้นตอนที่ 5 การปรับรัศมีการค้นหา ดังสมการที่ (6-1) จะทำการลดรัศมีในระหว่างการค้นหานั้นๆ เข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุด ซึ่งทำให้คำตอบจากการค้นหามีความละเอียดมากขึ้น แต่ในทางตรงกันข้าม หากการปรับลดรัศมีการค้นหามีขนาดเล็กเกินไป การค้นหาอาจไม่ครอบคลุมคำตอบที่ต้องการ ดังนั้น การปรับรัศมีให้เหมาะสมกับระบบที่พิจารณาจึงมีความสำคัญ กระบวนการทั้งหมดสำหรับการค้นหาคำตอบที่เหมาะสมที่สุดด้วยวิธี ATS ได้อธิบายเป็นแผนภาพไว้ดังรูปที่ 6.3

$$Radius_{new}(R_n) = \frac{Radius_{old}}{DF} \quad (6-1)$$

โดยที่ DF คือ ตัวประกอบการลดของรัศมี (Decreasing Factor)



รูปที่ 6.3 การค้นหาแบบตามูชนิดปรับตัวได้

6.3 การกำหนดขอบเขตการค้นหาของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

การกำหนดขอบเขตการค้นหาค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} บนแกนดีคิ้วด้วยวิธี ATS มีความสำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจากการค้นหาในช่วงที่ไม่สามารถใช้งานได้จริงจะไม่เกิดประโยชน์ต่องานภาคปฏิบัติ ผู้วิจัยจึงได้คำนึงถึงความเป็นไปได้ในการนำมาใช้งานร่วมกับบอร์ด field programmable gate arrays (บอร์ด FPGAs) โดยพิจารณาจากสมรรถนะของ FPGA module, APEX DSP Development Board (starter Version) of Altera Co., Ltd The Quartus II Limited Edition 40 kHz 16 bit ประกอบการกำหนดขอบเขตเพื่อค้นหาค่าพารามิเตอร์

การกำหนดขอบเขตเริ่มต้นพิจารณาสมการที่ใช้ออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ตามสมการที่ (5-26) และสมการที่ (5-27) ในบทที่ 5 เพื่อหาอัตราส่วนความสัมพันธ์ระหว่าง K_{PC} และ K_{IC} ดังสมการที่ (6-2)

$$\frac{K_{IC}}{K_{PC}} = \frac{\omega_{ni}}{2\xi} \quad (6-2)$$

จากอัตราส่วนความสัมพันธ์ดังกล่าว สามารถหาขอบเขตสูงสุดของค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} ดังสมการที่ (6-3) และสมการที่ (6-4) ตามลำดับ โดยที่ T คือ ช่วงเวลาการซัดตัวอย่างของบอร์ด (sampling time) จากนั้นแทนค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_{ni}) และค่าอัตราส่วนการเข้าสู่สถานะคงตัว (ξ) ลงในสมการที่ (6-3) และสมการที่ (6-4) ซึ่งค่าดังกล่าวถูกกำหนดไว้ในบทที่ 5 ดังนั้น ขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของ K_{PC} และ K_{IC} แสดงได้ดังสมการที่ (6-5) และสมการที่ (6-6) ตามลำดับ ขอบเขตดังกล่าวจะถูกนำมาใช้เป็นพื้นที่ค้นหาค่าตอบสำหรับการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS ต่อไป

$$K_{PC} + \left(\frac{\omega_{ni}}{2\xi} K_{PC} \right) T = 65535 \quad (6-3)$$

$$\left(\frac{2\xi}{\omega_{ni}} K_{IC} \right) + K_{IC} T = 65535 \quad (6-4)$$

$$K_{PC} + \frac{2\pi \times 2500}{2(\sqrt{2}/2)} K_{PC} (25 \times 10^{-6}) = 65535 \quad ; K_{PC} \in [0, 51.30 \times 10^3] \quad (6-5)$$

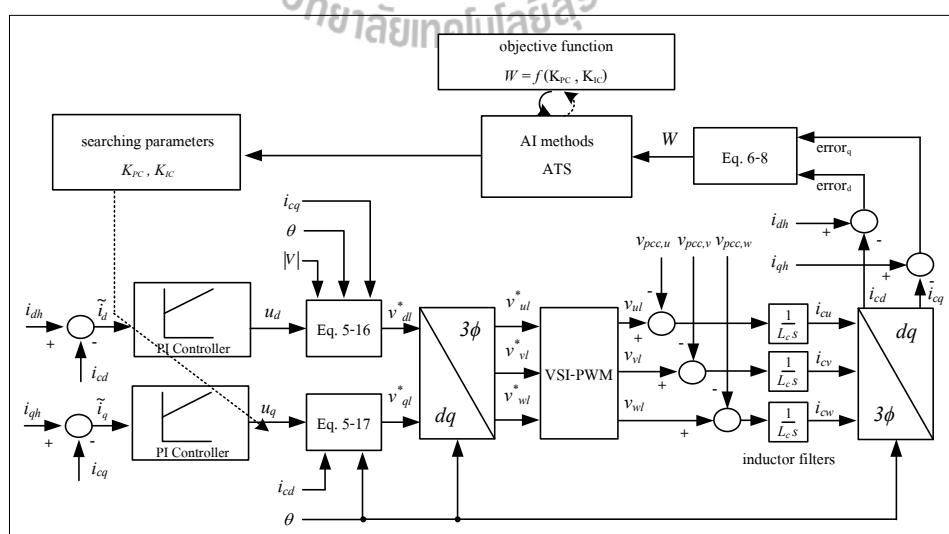
$$\frac{2(\sqrt{2}/2)}{2\pi \times 2500} K_{IC} + K_{IC} (25 \times 10^{-6}) = 65535 \quad ; K_{IC} \in [0, 569.72 \times 10^6] \quad (6-6)$$

การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS ภายในขอบเขตการค้นหาที่กำหนดในข้างต้น ผู้วิจัยได้กำหนดเป้าหมายการประเมินค่าอยู่ด้วยกัน 2 แนวทาง กล่าวคือ แนวทางแรก ประเมินจากผลต่างระหว่างค่ากระแสชดเชยกับค่ากระแสอ้างอิง ด้วยกรณีการค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ และแบบ 4 พารามิเตอร์ ซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อที่ 6.4 และหัวข้อที่ 6.5 ตามลำดับแนวทางที่สอง เป็นการประเมินจากผลตอบสนองทางเวลา ซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อที่ 6.6 ต่อไป

6.4 การค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ

การปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอ โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว หรือ วิธี ATS ดังที่ได้อธิบายหลักการทำงานตามหัวข้อที่ 6.2 หัวข้อนี้จะดำเนินการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ 2 ค่า ได้แก่ ค่า K_{PC} และค่า K_{IC} บนแกนดีคิว โดยมีกระบวนการปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อควบคุมการไหลกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยวิธี ATS ที่พิจารณาได้จากรูปที่ 6.4

6.4.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว



รูปที่ 6.4 แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS

กระบวนการปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอ ดังรูปที่ 6.4 เริ่มต้นจากการนำค่ากระแสอ้างอิง (i_{dh}, i_{qh}) หักลบกับค่ากระแสชดเชย (i_{cd}, i_{cq}) เป็นผลต่างของค่ากระแสทั้งสองบนแกนดีคิว (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) สำหรับใช้เป็นอินพุตป้อนให้กับตัวควบคุมแบบพีไอ โดยค่าเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมดังกล่าว (u_d, u_q) จะนำมาแทนในสมการที่ (5-16) และสมการที่ (5-17) เพื่อคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว (v_{dl}^*, v_{ql}^*) หลังจากนั้นแปลงค่าดังกล่าวให้อยู่บนปริมาณไฟฟ้าสามเฟส ($v_{ul}^*, v_{vl}^*, v_{wl}^*$) เพื่อผ่านชุดบล็อกอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันที่ควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม จนกระทั่งได้เป็นแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ (v_{ul}, v_{vl}, v_{wl}) ผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L_c) ออกเป็นค่ากระแสชดเชย ดังสมการที่ (6-7) ซึ่งค่าผลต่างระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสชดเชยจะถูกใช้เป็นค่าอินพุตของฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของการค้นหาพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} สำหรับตัวควบคุมแบบพีไอ

$$\frac{di_{ck}}{dt} = \frac{v_{kl} - v_{pcc,k}}{L_c} \quad (6-7)$$

โดยที่ v_{kl} คือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ (V); $k =$ เฟส u, v, w
 $v_{pcc,k}$ คือ แรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC (V); $k =$ เฟส u, v, w

สำหรับในแนวทางแรก ผู้วิจัยมีความมุ่งหวังที่จะสามารถควบคุมกระแสชดเชยให้ใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงมากที่สุด โดยประเมินผ่านฟังก์ชันวัตถุประสงค์ คือ ค่า W_{err} ดังสมการที่ (6-8) คำนวณได้จากการหาค่าเฉลี่ยจากผลรวมค่าผลต่างระหว่าง i_{dh} กับ i_{cd} ($error_d$) และผลต่างระหว่าง i_{qh} กับ i_{cq} ($error_q$) กำลังสองเฉลี่ยหารด้วยจำนวนจุดข้อมูลทั้งหมด (N) ดังนั้น ในกรณีที่กระแสชดเชยมีค่าใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิง แนวโน้มของค่า W จะลดลง และส่งผลให้ค่า %THD ของกระแสที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักเฉลี่ยลดลงด้วยเช่นกัน

$$W_{err} = \frac{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^N |i_{dh}(i) - i_{cd}(i)| \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N |i_{qh}(i) - i_{cq}(i)| \right)^2}}{2N} \quad (6-8)$$

การจำลองสถานการณ์เพื่อให้ K_{PC} และ K_{IC} ถูกใช้เป็นพารามิเตอร์ในฟังก์ชัน วัตถุประสงค์ของการค้นหา อธิบายด้วยการประมาณค่าอนุพันธ์แบบย้อนกลับ (backward difference approximation) เพื่อเป็นการเทียบเคียงระบบบนโปรแกรม simulink ลงในโปรแกรม m-file เนื่องจากการจำลองสถานการณ์ในโปรแกรม m-file สามารถประมวลผลการค้นหา ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมได้รวดเร็วกว่าการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม simulink โดยเริ่มต้น จากการรับค่าความผิดพลาดของค่ากระแสอ้างอิงกับค่ากระแสชดเชยบนแกนดีคิว เป็นลำดับข้อมูล $(\tilde{i}_d(n), \tilde{i}_q(n))$ และใช้ค่าความผิดพลาดดังกล่าวเป็นอินพุตให้แก่ตัวควบคุมแบบพีไอเพื่อคำนวณค่า แรงดันอ้างอิง $(u_d(n), u_q(n))$ จากบล็อก PI Controller ในรูปที่ 6.4 ดำเนินการวิเคราะห์ด้วย ระเบียบเชิงตัวเลข เริ่มต้นจากสมการที่ (6-9) โดยใช้การประมาณแบบ Tustin ดังสมการที่ (6-10) และแทนค่าดังกล่าวลงในสมการที่ (6-9) จะได้ดังสมการที่ (6-11) จากสมการดังกล่าวดำเนินการ แปลงซีฟกผัน (inverse Z transform) เพื่อแปลงเป็นโดเมนเวลาดังสมการที่ (6-12) และสมการที่ (6-13) ตามลำดับ

$$\frac{U_d(s)}{\tilde{I}_d(s)} = \frac{U_q(s)}{\tilde{I}_q(s)} = \frac{(K_{PC}s + K_{IC})}{s} \quad (6-9)$$

$$s = \frac{2}{T} \left(\frac{z-1}{z+1} \right) \quad (6-10)$$

$$\frac{U_d(z)}{\tilde{I}_d(z)} = \frac{U_q(z)}{\tilde{I}_q(z)} = K_{PC} + \frac{K_{IC}T}{2} \left(\frac{z}{z-1} + \frac{1}{z-1} \right) \quad (6-11)$$

$$z^{-1} \left[\frac{U_d(z)}{\tilde{I}_d(z)} \right] = z^{-1} \left[\frac{U_q(z)}{\tilde{I}_q(z)} \right] = K_{PC} + \frac{K_{IC}T}{2} \left(z^{-1} \left[\frac{z}{z-1} \right] + z^{-1} \left[\frac{1}{z-1} \right] \right) \quad (6-12)$$

$$\frac{u_d(n)}{\tilde{i}_d(n)} = \frac{u_q(n)}{\tilde{i}_q(n)} = K_{PC} + \frac{K_{IC}T}{2} \left((1^n) \cdot u(n) + (1^{n-1}) \cdot u(n-1) \right) \quad (6-13)$$

จากสมการที่ (6-13) สามารถหาค่าเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมแบบพีไอบนแกน ดีคิว ในลักษณะลำดับข้อมูล (array) ดังสมการที่ (6-14) และสมการที่ (6-15) เพื่อเป็นค่าอินพุต

ให้กับการคำนวณแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว ($v_{dl}^*(n)$, $v_{ql}^*(n)$) ดังสมการที่ (6-16) และสมการที่ (6-17) จากนั้นแปลงค่าดังกล่าวให้อยู่บนปริมาณสามเฟสเพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณพัลส์ควมคุมสวิตช์ไอจีบีทีของวงจรมอเตอร์ จนกระทั่งได้เป็นแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ทั้งสามเฟส ($v_{ul}(n)$, $v_{vl}(n)$, $v_{wl}(n)$) และทำการประมาณค่ากระแสชดเชยได้ตามสมการที่ (6-18)

$$u_d(n) = K_{PC} \tilde{i}_d(n) + \frac{K_{IC} \tilde{i}_d(n) T}{2} \left((1^n) \cdot u(n) + (1^{n-1}) \cdot u(n-1) \right) \quad (6-14)$$

$$u_q(n) = K_{PC} \tilde{i}_q(n) + \frac{K_{IC} \tilde{i}_q(n) T}{2} \left((1^n) \cdot u(n) + (1^{n-1}) \cdot u(n-1) \right) \quad (6-15)$$

$$v_{dl}^*(n) = -\omega(n) \cdot L_c \cdot i_{cq}(n-1) + u_d(n) + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m \quad (6-16)$$

$$v_{ql}^*(n) = \omega(n) L_c i_{cd}(n-1) + u_q(n) \quad (6-17)$$

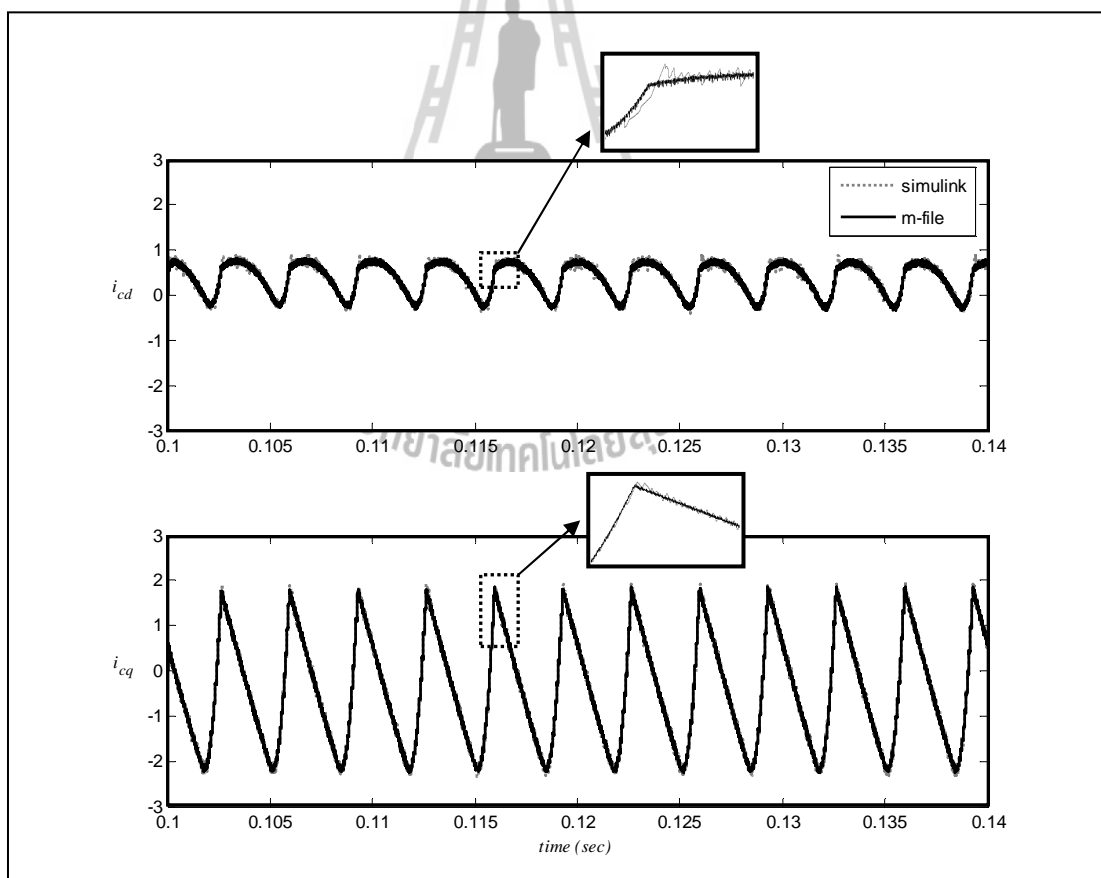
$$\frac{di_{ck}}{dt} \approx \frac{\Delta i_{ck}}{T} = \frac{i_{ck}(n) - i_{ck}(n-1)}{T} = \frac{v_{kl}(n) - v_{pcc,k}(n)}{L_c} \quad (6-18)$$

จากสมการที่ (6-18) สามารถคำนวณค่ากระแสชดเชยได้จากสมการที่ (6-19) และแปลงปริมาณให้อยู่บนแกนดีคิว เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว ในการคำนวณค่า w_{err} เพื่อใช้ประเมินผ่านการค้นหาด้วยวิธี ATS เช่นนี้เรื่อยๆ จนได้ค่าคำตอบที่เหมาะสมที่สุด แบบวงกว้างของพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC}

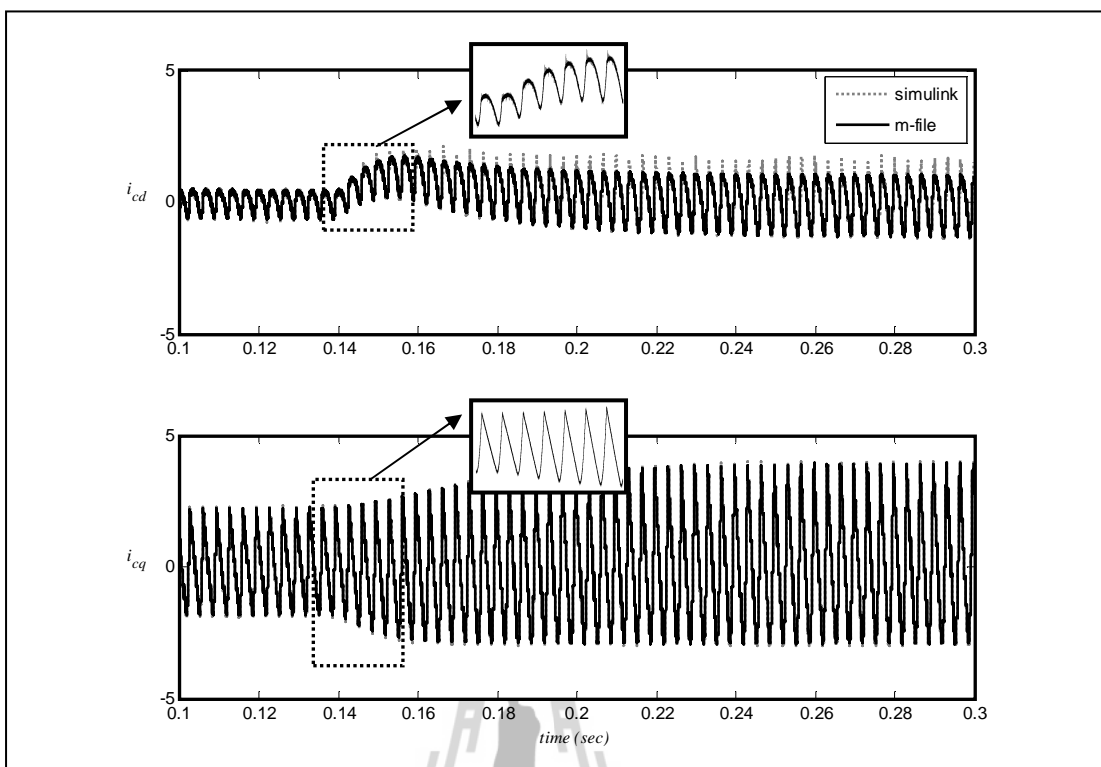
$$i_{ck}(n) = \left(\frac{v_{kl}(n) - v_{pcc,k}(n)}{L_c} \right) \times T + i_{ck}(n-1) \quad (6-19)$$

โดยที่ T คือ ช่วงเวลาการซัดตัวอย่าง

การจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม m-file สำหรับค้นหาค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} ด้วยวิธี ATS แทนการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม simulink จะเกิดความน่าเชื่อถือได้ นั้นต้องมีการตรวจสอบ และยืนยันความถูกต้อง โดยการเปรียบเทียบค่าการคำนวณกระแสชดเชยบนแกนดคีของโปรแกรมทั้งสอง ซึ่งจากรูปที่ 6.5 สังเกตได้ว่า ค่ากระแสชดเชยมีความใกล้เคียงกันในสภาวะคงตัว และเมื่อค่ากระแสดังกล่าวเกิดการเปลี่ยนแปลง อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดของวงจรเรียงกระแสในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.14 วินาที เป็นต้นไป การคำนวณด้วยโปรแกรมทั้งสองยังคงให้ค่ากระแสชดเชยที่ใกล้เคียงเช่นกัน ดังรูปที่ 6.6 จากผลดังกล่าว พบว่า เมื่อทำให้การเปรียบเทียบค่า W_{err} ที่ได้จากโปรแกรม m - file กับค่า %THD ที่ได้จากโปรแกรม simulink จะมีแนวโน้มเดียวกัน ดังตารางที่ 6.1 โดยเมื่อค่า W_{err} ลดลงจะส่งผลให้ค่า %THD ลดลงด้วยเช่นกัน



รูปที่ 6.5 เปรียบเทียบค่ากระแสชดเชยบน m - file เทียบกับ simulink



รูปที่ 6.6 เปรียบเทียบผลการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสดเซชบน m - file เทียบกับ simulink

ตารางที่ 6.1 ผลการเปรียบเทียบระบบบน m - file กับ simulink

ค่าพารามิเตอร์		m-file (W_{err})	Simulink (%THD)
K_{PC}	K_{IC}		
40.43×10^3	66.86×10^6	0.028698	1.6901
42.55×10^3	69.05×10^6	0.028697	1.6826
48.25×10^3	80.46×10^6	0.028696	1.6790
43.24×10^3	71.58×10^6	0.028695	1.6647
48.00×10^3	81.84×10^6	0.028694	1.6535
48.54×10^3	80.18×10^6	0.028691	1.6480

6.4.2 การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว และผลการค้นหา ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบฟิว

องค์ประกอบที่สำคัญในโครงสร้างการค้นหาด้วยวิธี ATS ประกอบด้วย จำนวนคำตอบเริ่มต้น (S_N) จำนวนคำตอบรอบข้าง ($S_{neighbor}$) ค่ารัศมีเริ่มต้น (R) และค่าตัวปรับลดรัศมี (DF) เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมกับการค้นหาในระบบจะส่งผลต่อสมรรถนะการค้นหาด้วยวิธี ATS ผู้วิจัยจึงทำการทดสอบพารามิเตอร์ดังกล่าว ดังตารางที่ 6.2 ถึงตารางที่ 6.5 โดยที่การชี้วัดสมรรถนะการค้นหาจะให้ความสำคัญกับค่า W_{err} เฉลี่ย จำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ย (N) และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard Deviation: SD) ตามลำดับ

ตารางที่ 6.2 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 5 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028698	0.028698	0.028699	0.028699	0.028698	0.028698	0.55×10^{-6}
รอบ	10	9	10	9	10	9.6	0.55
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 10 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028698	0.028698	0.028700	0.028696	0.028695	0.028697	1.95×10^{-6}
รอบ	9	12	15	1	2	7.8	6.14
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 15 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028699	0.028700	0.028699	0.028699	0.028699	0.028699	0.45×10^{-6}
รอบ	14	9	7	8	6	8.8	3.11
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028698	0.028696	0.028699	0.028697	0.028699	0.028698	1.30×10^{-6}
รอบ	1	19	27	4	4	11	11.38

ตารางที่ 6.2 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น (ต่อ)

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.02870	0.028698	0.028695	0.028694	0.028698	0.028697	2.45×10^{-6}
รอบ	4	9	7	11	7	7.6	2.61
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 30 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028697	0.028698	0.028698	0.028700	0.028696	0.028698	1.48×10^{-6}
รอบ	1	3	8	7	11	6	4.00

หมายเหตุ: จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 5 คำตอบ, ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5,
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1

ตารางที่ 6.3 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 5 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.02870	0.028698	0.028695	0.028694	0.028698	0.028697	2.45×10^{-6}
รอบ	4	9	7	11	7	7.6	2.61
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028698	0.028695	0.028694	0.028696	0.028696	0.028696	1.48×10^{-6}
รอบ	5	7	4	6	3	5	1.58
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 15 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028700	0.028697	0.028695	0.028696	0.028699	0.028697	2.07×10^{-6}
รอบ	2	5	3	3	10	4.6	3.21

ตารางที่ 6.3 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ (ต่อ)

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 20 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028699	0.028696	0.028698	0.028696	0.028698	0.028697	1.34×10^{-6}
รอบ	4	4	2	4	2	3.2	1.10
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 25 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028699	0.028697	0.028697	0.028698	0.028696	0.028697	1.14×10^{-6}
รอบ	1	5	3	1	6	3.2	2.28
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028698	0.028698	0.028696	0.028699	0.028697	0.028698	1.14×10^{-6}
รอบ	3	4	3	1	1	2.4	1.34

หมายเหตุ: จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ, ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5,
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1

ตารางที่ 6.4 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.25							
ค่า W_{err}	0.028699	0.028699	0.028700	0.028697	0.028697	0.028698	1.34×10^{-6}
รอบ	2	3	5	7	5	4.4	1.95
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5							
ค่า W_{err}	0.028698	0.028695	0.028694	0.028696	0.028696	0.028696	1.48×10^{-6}
รอบ	5	7	4	6	3	5	1.58

ตารางที่ 6.4 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ (ต่อ)

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 1							
ค่า W_{err}	0.028694	0.028697	0.028698	0.028697	0.028698	0.028697	1.64×10^{-6}
รอบ	1	1	1	5	9	3.4	3.58
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 2							
ค่า W_{err}	0.028699	0.028698	0.028697	0.028696	0.028697	0.028697	1.14×10^{-6}
รอบ	4	9	17	1	2	6.6	6.58
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 3							
ค่า W_{err}	0.028698	0.028697	0.028696	0.028699	0.028698	0.028698	1.14×10^{-6}
รอบ	2	11	1	10	14	7.6	5.77
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 4							
ค่า W_{err}	0.028700	0.028698	0.028699	0.028696	0.028695	0.028698	2.07×10^{-6}
รอบ	5	14	3	12	2	7.2	5.45

หมายเหตุ: จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ, จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ,
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1

ตารางที่ 6.5 ผลการทดสอบค่าปรับลดรัศมี กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.05							
ค่า W_{err}	0.028699	0.028697	0.028700	0.028699	0.028699	0.028699	1.09×10^{-6}
รอบ	7	14	8	8	13	10	3.24

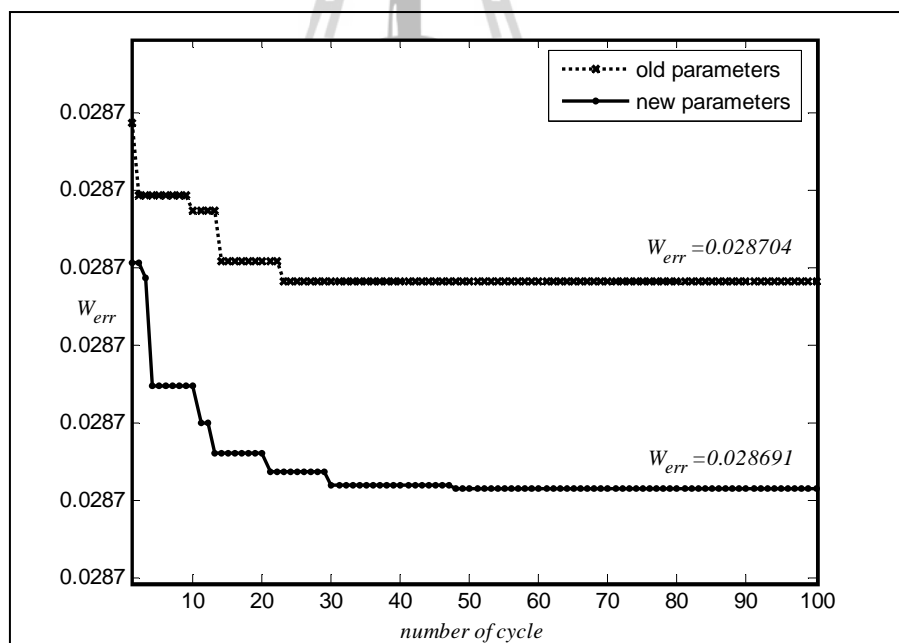
ตารางที่ 6.5 ผลการทดสอบค่าปรับลดรัศมี กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ (ต่อ)

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1							
ค่า W_{err}	0.028698	0.028695	0.028694	0.028696	0.028696	0.028696	1.48×10^{-6}
รอบ	5	7	4	6	3	5	1.58
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.2							
ค่า W_{err}	0.028696	0.028696	0.028696	0.028699	0.028697	0.028697	1.30×10^{-6}
รอบ	5	3	6	5	1	4	2.00
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.3							
ค่า W_{err}	0.028696	0.028698	0.028698	0.028700	0.028697	0.028698	1.48×10^{-6}
รอบ	1	4	2	4	4	3	1.41
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.4							
ค่า W_{err}	0.028700	0.028698	0.028697	0.028696	0.028698	0.028698	1.48×10^{-6}
รอบ	8	5	3	1	4	4.2	2.59
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.5							
ค่า W_{err}	0.028697	0.028699	0.028700	0.028698	0.028700	0.028699	1.30×10^{-6}
รอบ	1	2	2	11	4	4	4.06

หมายเหตุ: จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ, จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ,
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5

จากตารางที่ 6.2 ถึงตารางที่ 6.5 การเลือกค่าพารามิเตอร์การค้นหาวิธี ATS ใช้เกณฑ์พิจารณาจากค่า W_{err} เป็นประเด็นสำคัญ จำนวนรอบการค้นหา และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเป็นประเด็นรองลงมา เริ่มต้นกำหนดให้ จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 5 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 5 คำตอบ ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.5 และค่าปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.1 หลังจากนั้นดำเนินการทดสอบพารามิเตอร์ของ ATS ในแต่ละตัว เริ่มจากจำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 5, 10, 15, 20, 25 และ 30 คำตอบ โดยที่ค่าพารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ คงที่ จากตารางที่ 6.2 พบว่า จำนวนคำตอบเริ่มต้น

เท่ากับ 10 คำตอบ และ 25 คำตอบ ให้ค่า W_{err} น้อยที่สุด เท่ากับ 0.028697 แต่ที่จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 25 คำตอบ มีจำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ยที่น้อยกว่า จึงเลือกใช้สำหรับการทดสอบพารามิเตอร์ตัวถัดไป ตารางที่ 6.3 แสดงผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 10, 15, 20, 25, 30 และ 35 คำตอบ โดยที่จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 25 คำตอบ ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.5 และค่าปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.1 ผลปรากฏว่า จำนวนรอบการค้นหาไม่มีนัยสำคัญ ที่จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 10 คำตอบ ให้ค่า W_{err} น้อยที่สุด เท่ากับ 0.028696 จึงนำมาใช้สำหรับทดสอบกับพารามิเตอร์ตัวถัดไป ตารางที่ 6.4 ทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.5, 1, 2, 3, 4 และ 5 โดยที่จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 25 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 10 คำตอบ และค่าปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.1 พบว่า จำนวนรอบการค้นหาไม่มีนัยสำคัญ ที่ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.5 ให้ค่า W_{err} น้อยที่สุด เท่ากับ 0.028696 และตารางที่ 6.5 เมื่อพิจารณาที่จำนวนรอบจะสังเกตได้ว่าไม่มีนัยสำคัญ ดังนั้นจึงพิจารณาค่า W_{err} น้อย เท่ากับ 0.028696 ที่ค่าปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.1 จะให้ค่า น้อยที่สุด



รูปที่ 6.7 การลู่เข้าของค่า W กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์

จากผลการทดสอบทั้งหมดกำหนดให้พารามิเตอร์ของการค้นหาวิธี ATS มีจำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 25 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 10 คำตอบ ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ

0.5 และค่าปรับลดครีมี เท่ากับ 1.1 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ใหม่ (new parameters) ที่ได้จากการทดสอบนี้ ให้ผลการลู่เข้าของค่า W_{err} เท่ากับ 0.02691 ดีกว่าค่าพารามิเตอร์เดิม (old parameters) ที่ให้ผลการลู่เข้าของค่า W_{err} เท่ากับ 0.02704 มีผลการเปรียบเทียบแสดงได้ดังรูปที่ 6.7 และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS แสดงไว้ดังตารางที่ 6.6

ตารางที่ 6.6 ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์

ค่าพารามิเตอร์	ชนิดของตัวควบคุมกระแสชดเชย		
	PI+MATH	PI+ATS (old parameter)	PI+ATS (new parameter)
$K_{PC,d}$	0.87×10^3	24.97×10^3	48.54×10^3
$K_{IC,d}$	9.62×10^6	70.84×10^6	80.18×10^6
$K_{PC,q}$	0.87×10^3	24.97×10^3	48.54×10^3
$K_{IC,q}$	9.62×10^6	70.84×10^6	80.18×10^6
W_{err}	0.029070	0.028704	0.028691

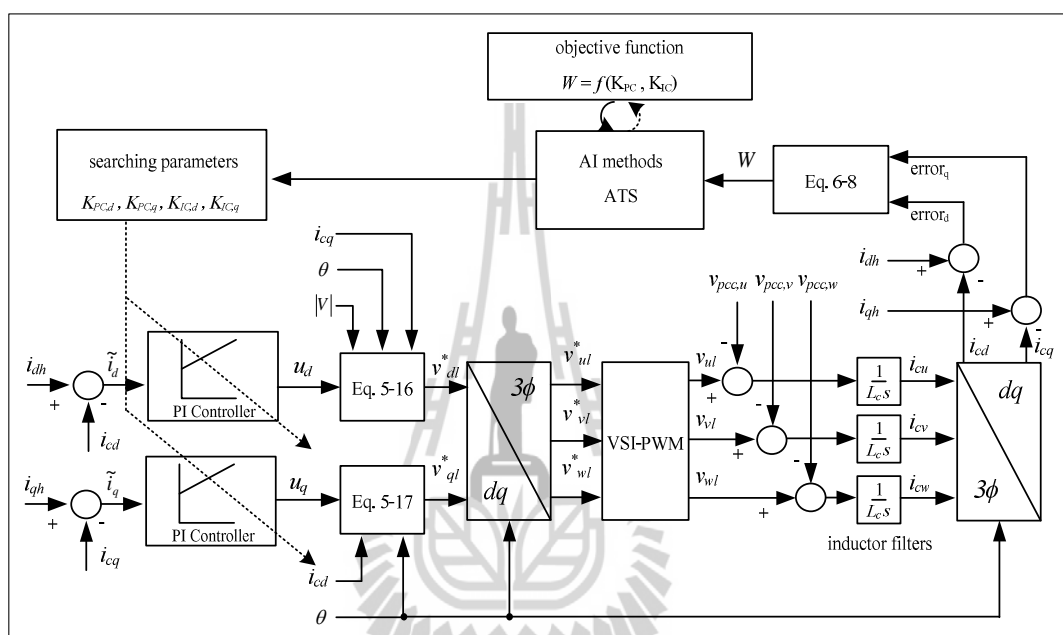
จากตารางที่ 6.6 พบว่า การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีการทางคณิตศาสตร์ให้ค่าการประเมินจากฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (W_{err}) เท่ากับ 0.029070 ในส่วนกรณีการออกแบบด้วยวิธี ATS ด้วยพารามิเตอร์ชุดเก่าให้ค่า W_{err} เท่ากับ 0.028704 และกรณีการออกแบบด้วยวิธี ATS ด้วยพารามิเตอร์ชุดใหม่จะให้ค่า W_{err} น้อยที่สุด เท่ากับ 0.028691 จากผลดังกล่าวสามารถยืนยันได้ว่าการออกแบบด้วยวิธี ATS ให้ค่าการประเมินที่ดีกว่าวิธีการดั้งเดิม อีกทั้งการออกแบบที่ได้รับการทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหา จะมีสมรรถนะการค้นหาคำตอบที่ดี

6.5 การค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ

การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอเพื่อปรับปรุงสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธี ATS เป็นการค้นหาค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} เพื่อทดสอบกับระบบบนแกนคิควด้วยค่าพารามิเตอร์ชุดเดียวกัน อันเนื่องมาจากการออกแบบพารามิเตอร์ดังกล่าวด้วยวิธีการทางคณิตศาสตร์ให้ผลการออกแบบบนแกนดี และแกนคิควที่เหมือนกัน การออกแบบด้วยวิธี ATS ในช่วงต้นจึงอ้างอิงแนวทางการค้นหาแบบเดิม ผู้วิจัยจึงได้ตั้งสมมุติฐานว่าการค้นหาค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} ที่อิสระต่อกันบนแกนคิคว ($K_{PC,d}, K_{IC,d}, K_{PC,q}, K_{IC,q}$) มีความยืดหยุ่นกว่าแนว

ทางการค้นหาเดิม และอาจมีส่วนช่วยปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอให้ดีขึ้นกว่าเดิมได้ สามารถพิจารณากระบวนการออกแบบ ได้ดังรูปที่ 6.8

6.5.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว



รูปที่ 6.8 แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS แบบ 4 พารามิเตอร์

จากรูปที่ 6.8 การปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอมีขั้นตอนการออกแบบเหมือนกับกรณีการค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ แตกต่างกันเฉพาะในส่วนฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของการค้นหาค่าพารามิเตอร์ ซึ่งกรณีนี้มีด้วยกันทั้งหมด 4 ค่า ได้แก่ $K_{PC,d}$, $K_{IC,d}$, $K_{PC,q}$ และ $K_{IC,q}$ ข้อแตกต่างดังกล่าวส่งผลให้การคำนวณค่าแรงดันอ้างอิง (u_d, u_q) ในสมการที่ (6-9) และสมการที่ (6-10) มีการปรับเปลี่ยนตามการค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธี ATS บนแกนดิกิว ดังสมการที่ (6-20) และสมการที่ (6-21) หลังจากนั้น แนวทางดำเนินการจะเหมือนกันกับขั้นตอนการออกแบบในหัวข้อที่ 6.4 และทำการประเมินค่า W_{err} ผ่านฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ตามสมการที่ (6-8) จนกระทั่งได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่เหมาะสมที่สุด

$$u_d(n) = K_{PC,d} \cdot \tilde{i}_d(n) + \frac{K_{IC,d} \cdot \tilde{i}_d(n)T}{2} \left((1^n) \cdot u(n) + (1^{n-1}) \cdot u(n-1) \right) \quad (6-20)$$

$$u_q(n) = K_{PC,q} \cdot \tilde{i}_q(n) + \frac{K_{IC,q} \cdot \tilde{i}_q(n)T}{2} \left((1^n) \cdot u(n) + (1^{n-1}) \cdot u(n-1) \right) \quad (6-21)$$

การจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม m-file สำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมทั้ง 4 ค่า ด้วยวิธี ATS แทนการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม simulink ได้รับการตรวจสอบความสัมพันธ์ระหว่างค่า W_{err} จากโปรแกรม m - file กับค่า %THD จากโปรแกรม simulink แสดงดังตารางที่ 6.7 สังเกตได้ว่า ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมทั้ง 4 ค่า ที่ได้จากการค้นหาวิธีสละต่อกัน ภายใต้ขอบเขตการค้นหาเดียวกัน ตามที่ได้กำหนดไว้ในหัวข้อที่ 6.3 ซึ่งผลการทดสอบ พบว่า เมื่อค่า W_{err} ลดลง ค่า %THD ก็จะมีแนวโน้มลดลงด้วยเช่นกัน

ตารางที่ 6.7 ผลการเปรียบเทียบระบบบน m - file กับ simulink

ค่าพารามิเตอร์				m-file (W_{err})	Simulink (%THD)
บนแกนดี		บนแกนคว			
$K_{PC,d}$	$K_{IC,d}$	$K_{PC,q}$	$K_{IC,q}$		
21.22×10^3	131.99×10^6	28.30×10^3	16.43×10^6	0.028630	1.7113
35.89×10^3	139.44×10^6	47.88×10^3	81.54×10^6	0.028627	1.6860
38.89×10^3	147.63×10^6	48.00×10^3	175.33×10^6	0.028624	1.6766
23.83×10^3	87.24×10^6	30.38×10^3	78.22×10^6	0.028623	1.6558
33.74×10^3	60.16×10^6	42.51×10^3	9.84×10^6	0.028621	1.6231
26.84×10^3	82.66×10^6	34.60×10^3	80.30×10^6	0.028613	1.6205

6.5.2 การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว และผลการค้นหา

ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีโอ

การค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมด้วยวิธี ATS แบบ 4 พารามิเตอร์จำเป็นต้องได้รับการทดสอบค่าพารามิเตอร์ของ ATS ทั้งนี้เพื่อให้ผลการทดสอบสมรรถนะการปรับปรุงตัวควบคุมดังกล่าวมีบรรทัดฐานเดียวกัน พารามิเตอร์ที่ใช้จึงต้องทำการทดสอบทั้งหมด 4 ค่า ได้แก่

จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง รัศมีเริ่มต้น และตัวปรับลดรัศมี เพื่อให้กระบวนการค้นหาหาค่าพารามิเตอร์ของ ATS ที่เหมาะสมกับการค้นหาในระบบ โดยผลการทดสอบแสดงได้ดังนี้

ตารางที่ 6.8 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 5 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028628	0.028625	0.028625	0.028617	0.028628	0.028625	4.51×10^{-6}
รอบ	8	6	12	6	8	8	2.45
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 10 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028626	0.028627	0.028629	0.028623	0.028627	0.028626	2.19×10^{-6}
รอบ	16	9	5	2	9	8.2	5.26
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 15 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028622	0.028617	0.028629	0.028625	0.028629	0.028624	5.08×10^{-6}
รอบ	8	6	12	12	6	8.8	3.03
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028626	0.028627	0.028629	0.028621	0.028621	0.028625	3.63×10^{-6}
รอบ	2	1	9	4	4	4	3.08
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028606	0.028629	0.028624	0.028628	0.028622	0.028622	9.28×10^{-6}
รอบ	5	9	17	8	3	8.4	5.37
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 30 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028629	0.028626	0.028629	0.028628	0.028630	0.028628	1.52×10^{-6}
รอบ	14	8	8	6	13	9.8	3.49

หมายเหตุ: จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 5 คำตอบ, ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5,

ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1

ตารางที่ 6.9 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028629	0.028624	0.028627	0.028630	0.028625	0.028627	2.55×10^{-6}
รอบ	5	12	8	2	1	5.6	4.51
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 15 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028628	0.028626	0.028618	0.028615	0.028629	0.028623	6.30×10^{-6}
รอบ	5	6	3	3	5	4.4	1.34
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 20 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028624	0.028628	0.028630	0.028613	0.028624	0.028624	6.57×10^{-6}
รอบ	2	3	6	2	2	3	1.73
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 25 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028619	0.028620	0.028625	0.028626	0.028621	0.028622	3.11×10^{-6}
รอบ	6	2	4	4	5	4.2	1.48
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028621	0.028616	0.028610	0.028622	0.028628	0.028619	6.77×10^{-6}
รอบ	1	3	5	3	5	3.4	1.67
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 35 คำตอบ							
ค่า W_{err}	0.028621	0.028616	0.028625	0.028627	0.028626	0.028623	4.53×10^{-6}
รอบ	1	1	2	3	6	2.6	2.07

หมายเหตุ: จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ, ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5,

ค่าปรับลครศมีเท่ากับ 1.1

ตารางที่ 6.10 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5							
ค่า W_{err}	0.028621	0.028616	0.028610	0.028622	0.028628	0.028619	6.77×10^{-6}
รอบ	1	3	5	3	5	3.4	1.67
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 1							
ค่า W_{err}	0.028613	0.028628	0.028624	0.028618	0.028627	0.028622	6.36×10^{-6}
รอบ	7	8	3	5	4	5.4	2.07
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 2							
ค่า W_{err}	0.028603	0.028610	0.028621	0.028620	0.028623	0.028615	8.56×10^{-6}
รอบ	4	10	9	8	9	8	2.34
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 3							
ค่า W_{err}	0.028621	0.028611	0.028628	0.028621	0.028628	0.028622	6.68×10^{-6}
รอบ	5	14	15	8	14	11.2	4.44
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 4							
ค่า W_{err}	0.028628	0.028627	0.028615	0.028617	0.028630	0.028623	6.88×10^{-6}
รอบ	1	2	16	6	10	7	6.16
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 5							
ค่า W_{err}	0.028624	0.028625	0.028628	0.028626	0.028625	0.028626	1.51×10^{-6}
รอบ	1	14	13	2	8	7.6	6.02

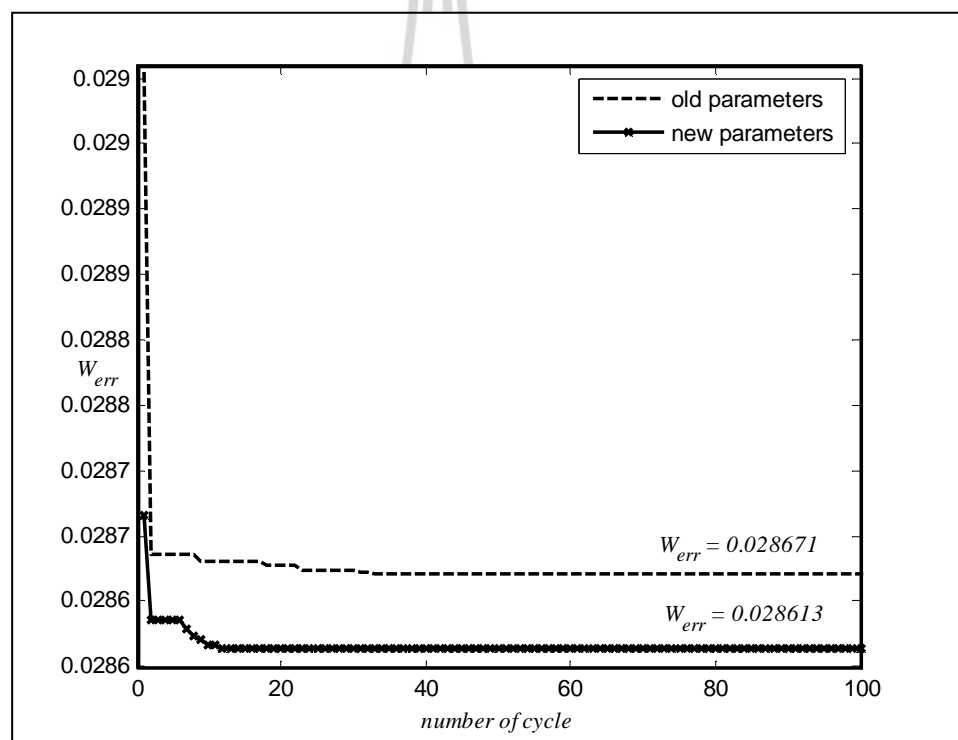
หมายเหตุ: จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ, จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ,
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1

ตารางที่ 6.11 ผลการทดสอบค่าปรับลดรัศมี กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1							
ค่า W_{err}	0.028603	0.028610	0.028621	0.028620	0.028623	0.028615	8.56×10^{-6}
รอบ	4	10	9	8	9	8	2.34
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.2							
ค่า W_{err}	0.028622	0.028626	0.028628	0.028629	0.028620	0.028625	3.87×10^{-6}
รอบ	8	1	5	9	6	5.8	3.11
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.3							
ค่า W_{err}	0.028621	0.028607	0.028618	0.028602	0.028624	0.028614	9.45×10^{-6}
รอบ	8	5	6	5	6	6	1.22
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.4							
ค่า W_{err}	0.028626	0.028615	0.028629	0.028610	0.028624	0.028621	7.98×10^{-6}
รอบ	1	4	4	2	4	3	1.41
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.5							
ค่า W_{err}	0.028625	0.028617	0.028619	0.028629	0.028611	0.028620	7.01×10^{-6}
รอบ	3	1	1	3	4	2.4	1.34
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.6							
ค่า W_{err}	0.028625	0.028611	0.028622	0.028626	0.028622	0.028621	5.98×10^{-6}
รอบ	1	2	4	3	4	2.8	1.30

หมายเหตุ: จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ, จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ,
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 2

จากตารางที่ 6.8 ถึงตารางที่ 6.11 การเลือกค่าพารามิเตอร์การค้นหาวิธี ATS ใช้เกณฑ์พิจารณาจากค่า W_{err} เป็นประเด็นสำคัญ จำนวนรอบการค้นหา และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน เป็นประเด็นรองลงมา ตามลำดับ ซึ่งใช้หลักการเลือกเช่นเดียวกับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบ 2 พารามิเตอร์ ดังนั้น จากผลการทดสอบทั้งหมดกำหนดให้พารามิเตอร์ของการค้นหาวิธี ATS มีจำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 25 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 30 คำตอบ ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 2 และค่าปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.3 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ใหม่ (new parameters) ที่ได้จากการทดสอบนี้ให้ผลการลู่เข้าของค่า W_{err} เท่ากับ 0.028613 ดีกว่าค่าพารามิเตอร์เดิม (old parameters) ที่ให้ผลการลู่เข้าของค่า W_{err} เท่ากับ 0.028671 มีผลการเปรียบเทียบแสดงได้ดังรูปที่ 6.9 และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบฟิวอี้ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS แสดงได้ดังตารางที่ 6.12



รูปที่ 6.9 การลู่เข้าของค่า W_{err} กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์

ผลการออกแบบตัวควบคุมฟิวอี้โดยใช้วิธี ATS แบบ 4 พารามิเตอร์ จากตารางที่ 6.12 สังเกตได้ว่า การออกแบบตัวควบคุมแบบฟิวอี้ด้วยพารามิเตอร์ของ ATS ชุดใหม่ให้ค่า W_{err} น้อยกว่าการออกแบบด้วยพารามิเตอร์ของ ATS ชุดเก่า และการออกแบบดังกล่าวยังคงให้ผลการ

ประเมินดีกว่าวิธีการออกแบบที่พึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ผลดังกล่าวยืนยันได้ว่าการออกแบบด้วยแนวทางใหม่สามารถค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสมกับระบบที่พิจารณาได้

ตารางที่ 6.12 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของตัวควบคุมแบบพีไอ
กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์

ค่าพารามิเตอร์	ชนิดของตัวควบคุมกระแสชดเชย		
	PI+MATH	PI+ATS (old parameter)	PI+ATS (new parameter)
$K_{PC,d}$	0.87×10^3	40.59×10^3	26.84×10^3
$K_{IC,d}$	9.62×10^6	168.73×10^6	82.66×10^6
$K_{PC,q}$	0.87×10^3	49.22×10^3	34.60×10^3
$K_{IC,q}$	9.62×10^6	460.43×10^6	80.30×10^6
W_{err}	0.029070	0.028671	0.028613

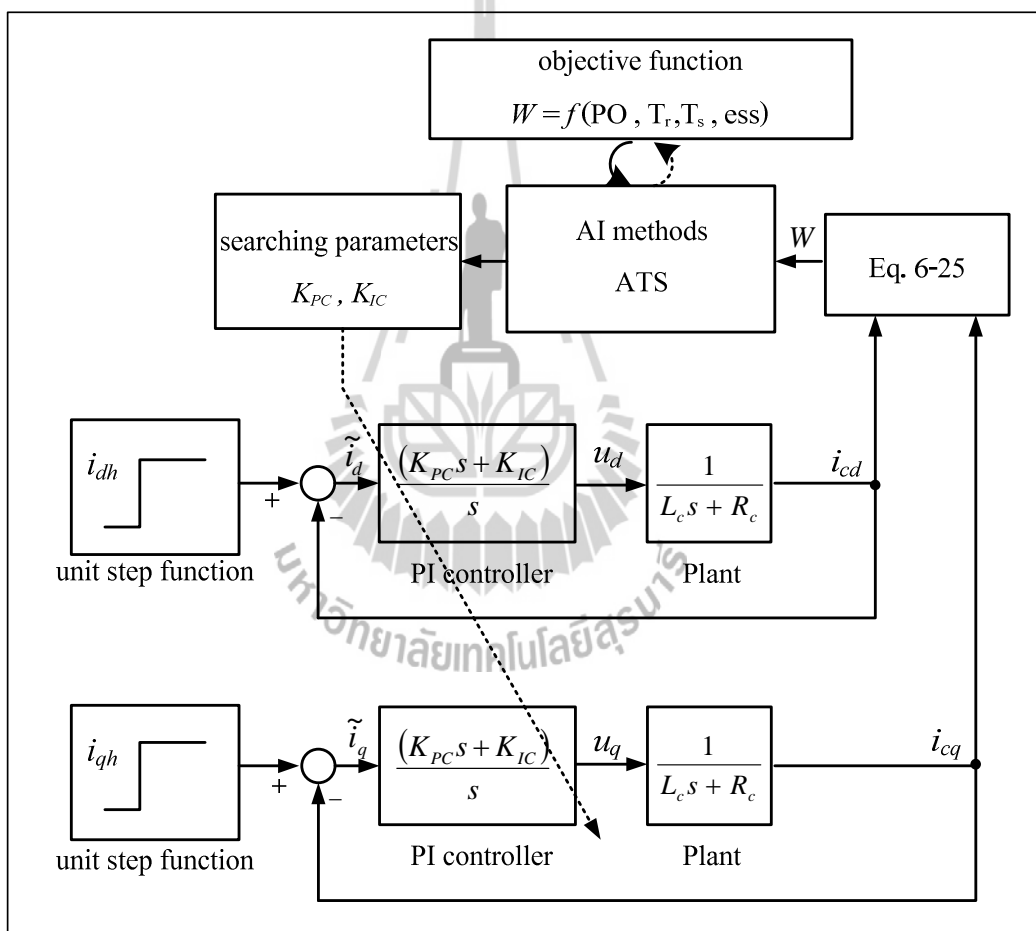
6.6 การค้นหาแบบพิจารณาผลตอบสนองทางเวลาของตัวควบคุมแบบพีไอ

การค้นหาด้วยวิธี ATS ในแนวทางที่สอง คือ การประเมินจากผลตอบสนองทางเวลาสำหรับใช้ออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ได้แก่ K_{PC} และ K_{IC} โดยมีวัตถุประสงค์ของการค้นหา คือ ค่าเวลาไต่ระดับ (rise time: T_r) ค่าเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว (settling time: T_s) เปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกิน (percent overshoot: PO) และค่าความผิดพลาดที่สภาวะคงตัว (steady state error: ess) ซึ่งค่าทั้งสี่จะถูกใช้เป็นพารามิเตอร์ในฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของการค้นหา โดยฟังก์ชันวัตถุประสงค์จะทำการประเมินค่าของตัวควบคุมจากพารามิเตอร์ที่กำลังค้นหา K_{PC} และ K_{IC} เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุต (i_{cd}, i_{cq}) มีผลการตอบสนองทางเวลาดีที่สุด กล่าวคือ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS จะต้องทำให้ค่า T_r , T_s , PO และ ess ของสัญญาณ i_{cd} และ i_{cq} มีค่าน้อยที่สุด

6.6.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

โครงสร้างการค้นหาค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} ของตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS แสดงได้ดังรูปที่ 6.10 เริ่มต้นจากการพิจารณาค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว (i_{dh}, i_{qh}) ที่มี

ลักษณะเป็นฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วย (unit step function) จากนั้นค่าดังกล่าวจะถูกหักลบกับค่ากระแสชดเชย (i_{cd}, i_{cq}) ซึ่งก็คือ ค่าเอาต์พุตของระบบ จนกระทั่งได้ค่าความคลาดเคลื่อน (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) สำหรับเป็นค่าอินพุตให้กับบล็อก PI controller ในการทำหน้าที่ควบคุมสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากรถยนต์ของระบบ สัญญาณเอาต์พุตดังกล่าวถูกนำมาใช้เป็นค่าการประเมินในฟังก์ชันวัตถุประสงค์ แต่เนื่องจาก ค่าวัตถุประสงค์ของการค้นหาอยู่ด้วยกัน 4 ค่า ดังที่ได้อธิบายในข้างต้น จึงได้มีการปรับฟังก์ชันเพื่อรวมเป็นฟังก์ชันเดียวกัน เรียกว่า ฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก (weight function) ดังสมการที่ (6-22) แทนการประเมินค่าแบบแยกเป็น 4 เป้าหมาย ซึ่งมีความยุ่งยากซับซ้อน



รูปที่ 6.10 แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS แบบพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา

$$W(T_r, T_s, PO, ess) = \min[\alpha(T_r) + \beta(T_s) + \gamma(PO) + \sigma(ess)] \tag{6-22}$$

โดยที่ α คือ สัมประสิทธิ์สำหรับกำหนดนัยสำคัญของค่า T_r
 β คือ สัมประสิทธิ์สำหรับกำหนดนัยสำคัญของค่า T_s
 γ คือ สัมประสิทธิ์สำหรับกำหนดนัยสำคัญของค่า PO
 σ คือ สัมประสิทธิ์สำหรับกำหนดนัยสำคัญของค่า ess

จากสมการที่ (6-22) สามารถจัดรูปให้เป็นฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักบนแกนดีคิว (w_d, w_q) ดังสมการที่ (6-23) และสมการที่ (6-24) ตามลำดับ ในหัวข้อนี้ผู้วิจัยคาดหวังที่จะสามารถควบคุมกระแสชดเชยให้มีผลตอบสนองทางเวลาที่ดีบนแกนดีและแกนคิว ดังนั้น การประเมินค่าผ่านฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของระบบ แสดงได้ดังสมการที่ (6-25) ซึ่งสมการดังกล่าวคำนวณได้จากการหาค่าเฉลี่ยผลรวมของค่า w_d และ w_q ซึ่งหากผลการตอบสนองทางเวลาของสัญญาณ i_{cd} และ i_{cq} มีแนวโน้มที่ดีขึ้น จะส่งผลให้ค่า w_{res} ลดลงด้วยเช่นกัน จากนั้นค่า w_{res} จะถูกใช้เป็นอินพุตเข้าสู่ระบบการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS โดยการค้นหาจะเป็นไปในทิศทางที่ให้ค่าการประเมินน้อยที่สุดเพื่อนำค่า K_{PC} และ K_{IC} ที่ได้จากระบบ ATS ไปทำการประเมินสำหรับรอบถัดไปจนกระทั่งได้คำตอบที่เหมาะสมที่สุด

$$w_d(T_{rd}, T_{sd}, PO_d, ess_d) = \min[\alpha_d(T_{rd}) + \beta_d(T_{sd}) + \gamma_d(PO_d) + \sigma_d(ess_d)] \quad (6-23)$$

$$w_q(T_{rq}, T_{sq}, PO_q, ess_q) = \min[\alpha_q(T_{rq}) + \beta_q(T_{sq}) + \gamma_q(PO_q) + \sigma_q(ess_q)] \quad (6-24)$$

$$W_{res} = \sqrt{\frac{w_d^2 + w_q^2}{2}} \quad (6-25)$$

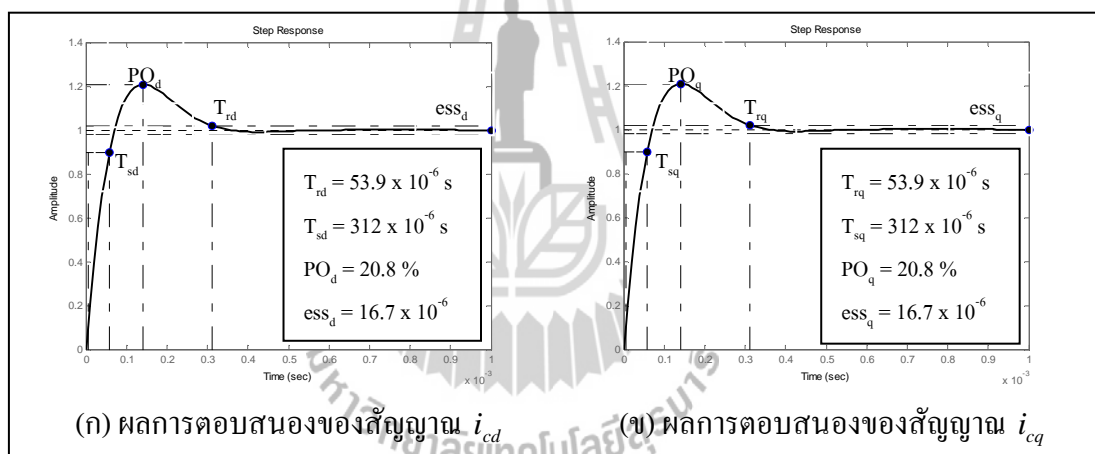
การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ α, β, γ และ σ ผู้วิจัยได้ใช้ค่าผลตอบสนองของรูปสัญญาณ i_{cd} และ i_{cq} จากการออกแบบโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เป็นค่าฐาน หรือเรียกว่าค่าอ้างอิง ดังแสดงในรูปที่ 6.11 เนื่องจากต้องการให้การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี ATS ให้ผลการตอบสนองทางเวลาของรูปสัญญาณดังกล่าว ดีกว่าวิธีการแบบดั้งเดิม จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่าค่า T_r, T_s, PO และ ess บนแกนดี และแกนคิวมีค่าเท่ากัน ดังนั้น ค่าสัมประสิทธิ์สำหรับกำหนดนัยสำคัญของค่าผลตอบสนอง สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (6-26) ถึงสมการที่ (6-29) ตามลำดับ

$$\alpha_d = \alpha_q = \frac{1}{T_{rd}} = \frac{1}{T_{rq}} = \frac{1}{53.9 \times 10^{-6}} \quad (6-26)$$

$$\beta_d = \beta_q = \frac{1}{T_{sd}} = \frac{1}{T_{sq}} = \frac{1}{312 \times 10^{-6}} \quad (6-27)$$

$$\gamma_d = \gamma_q = \frac{1}{PO_d} = \frac{1}{PO_q} = \frac{1}{0.2080} \quad (6-28)$$

$$\sigma_d = \sigma_q = \frac{1}{ess_d} = \frac{1}{ess_q} = \frac{1}{16.7 \times 10^{-6}} \quad (6-29)$$



รูปที่ 6.11 ผลการตอบสนองทางเวลากรณีออกแบบตัวควบคุมโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

6.6.2 การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว และผลการค้นหา ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ

การทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบ ATS สำหรับใช้ออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ มีค่าพารามิเตอร์ที่ต้องทำการทดสอบทั้งหมด 4 ค่า ได้แก่ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง รัศมีเริ่มต้น และตัวปรับลดรัศมี ผลการทดสอบแสดงได้ ดังตารางที่ 6.13 ถึง ตารางที่ 6.16 โดยการทดสอบดังกล่าวมีตัวชี้วัด คือ ค่า w_{res} เฉลี่ย จำนวนรอบที่ค้นพบคำตอบเฉลี่ย และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน ตามลำดับ

ตารางที่ 6.13 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบพิจารณาผลตอบสนององเวลา

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 5 คำตอบ							
ค่า W_{res}	0.049376	0.049249	0.046376	0.047866	0.044944	0.0475622	0.0019033
รอบ	7	2	7	5	5	5.2	2.0493902
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 10 คำตอบ							
ค่า W_{res}	0.046256	0.048816	0.0481	0.043532	0.046887	0.0467182	0.0020435
รอบ	3	7	6	6	4	5.2	1.6431677
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 15 คำตอบ							
ค่า W_{res}	0.049114	0.043664	0.044304	0.045904	0.044453	0.0454878	0.0021864
รอบ	7	4	6	12	7	7.2	2.9495762
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ							
ค่า W_{res}	0.045414	0.043426	0.045962	0.049414	0.047245	0.0462922	0.0022220
รอบ	10	4	6	3	6	5.8	2.6832816
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ							
ค่า W_{res}	0.045355	0.046519	0.045058	0.044663	0.043007	0.0449204	0.0012738
รอบ	1	2	9	2	4	3.6	3.2093613
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 30 คำตอบ							
ค่า W_{res}	0.046689	0.049395	0.047767	0.046761	0.045345	0.0471914	0.0015028
รอบ	9	3	1	6	5	4.8	3.0331502

หมายเหตุ: จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 5 คำตอบ, ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5,

ค่าปรับลครศมีเท่ากับ 1.1

ตารางที่ 6.14 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้างกรณีค้นหาแบบพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 5 คำตอบ							
ค่า W_{res}	0.045355	0.046519	0.045058	0.044663	0.043007	0.0449204	0.0012738
รอบ	1	2	9	2	4	3.6	3.2093613
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ							
ค่า W_{res}	0.044692	0.041048	0.043634	0.042677	0.045456	0.0435014	0.0017288
รอบ	2	3	6	3	3	3.4	1.5165751
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 15 คำตอบ							
ค่า W_{res}	0.044946	0.047098	0.049519	0.043125	0.049645	0.0468666	0.0028503
รอบ	2	1	1	1	1	1.2	0.4472136
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 20 คำตอบ							
ค่า W_{res}	0.04721	0.046514	0.04657	0.047881	0.045269	0.0466888	0.0009687
รอบ	2	1	1	2	1	1.4	0.5477226
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 25 คำตอบ							
ค่า W_{res}	0.046775	0.042248	0.049555	0.046981	0.04857	0.0468258	0.0028051
รอบ	2	1	1	3	1	1.6	0.8944272
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ							
ค่า W_{res}	0.048113	0.042286	0.049012	0.045774	0.048763	0.0467896	0.0028239
รอบ	4	2	2	4	1	2.6	1.3416408

หมายเหตุ: จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ, ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5,

ค่าปรับลรัศมีเท่ากับ 1.1

ตารางที่ 6.15 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.4							
ค่า W_{res}	0.044874	0.04846	0.049026	0.048655	0.046633	0.0475296	0.0017484
รอบ	3	2	1	4	4	2.8	1.3038405
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5							
ค่า W_{res}	0.044692	0.041048	0.043634	0.042677	0.045456	0.0435014	0.0017288
รอบ	2	3	6	3	3	3.4	1.5165751
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.6							
ค่า W_{res}	0.044362	0.046918	0.049098	0.044802	0.041779	0.0453918	0.0027625
รอบ	6	4	4	6	7	5.4	1.3416408
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.7							
ค่า W_{res}	0.047182	0.045324	0.046506	0.043215	0.047621	0.0459696	0.0017670
รอบ	1	7	1	2	2	2.6	2.5099801
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 1							
ค่า W_{res}	0.045241	0.049922	0.046038	0.049328	0.045087	0.0471232	0.0023217
รอบ	1	7	1	1	2	2.4	2.607681
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 2							
ค่า W_{res}	0.048258	0.049159	0.044518	0.049518	0.047695	0.0478296	0.0019866
รอบ	3	7	1	3	7	4.2	2.6832816

หมายเหตุ: คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ, คำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ,

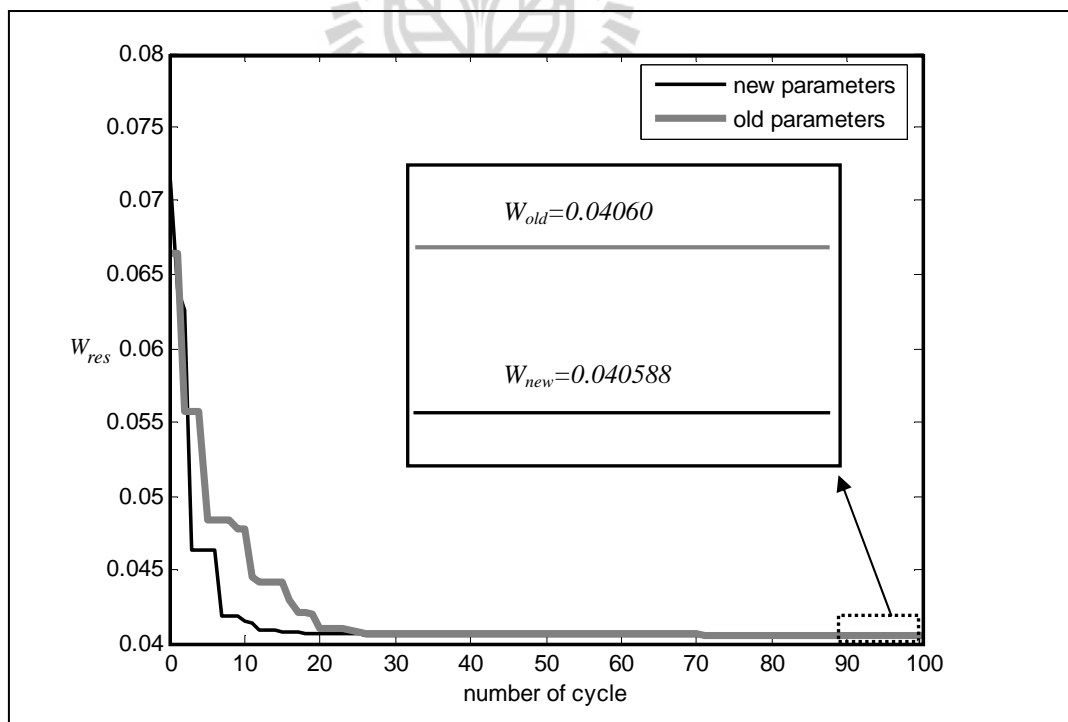
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1

ตารางที่ 6.16 ผลการทดสอบค่าปรับลดรัศมี กรณีค้นหาแบบพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา

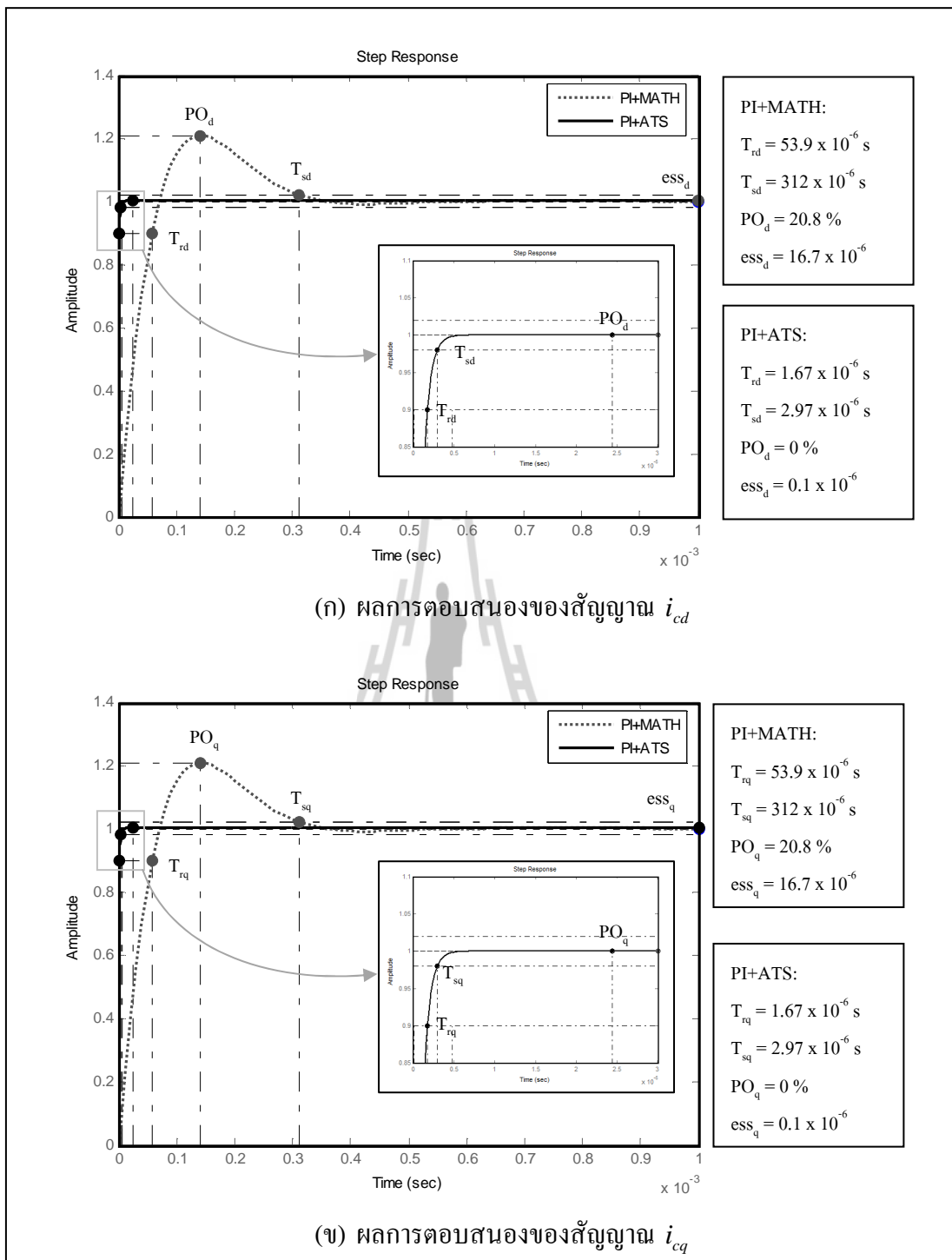
ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1							
ค่า W_{res}	0.044692	0.041048	0.043634	0.042677	0.045456	0.0435014	0.0017288
รอบ	2	3	6	3	3	3.4	1.5165751
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.2							
ค่า W_{res}	0.044971	0.043725	0.044526	0.041252	0.042903	0.0434754	0.0014726
รอบ	1	4	4	2	4	3	1.4142136
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.3							
ค่า W_{res}	0.042297	0.046744	0.041932	0.043254	0.047225	0.0442904	0.0025121
รอบ	4	4	5	1	1	3	1.8708287
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.4							
ค่า W_{res}	0.043962	0.042689	0.045071	0.049481	0.046389	0.0455184	0.0026023
รอบ	2	1	4	1	3	2.2	1.3038405
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.5							
ค่า W_{res}	0.046619	0.041918	0.049984	0.047973	0.047973	0.0468934	0.0030296
รอบ	4	4	3	1	1	2.6	1.5165751
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.6							
ค่า W_{res}	0.047645	0.045439	0.048184	0.045282	0.044362	0.0461824	0.0016449
รอบ	2	1	2	1	3	1.8	0.8366600

หมายเหตุ: คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ, คำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ,
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5

จากตารางที่ 6.13 แสดงผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้นของการค้นหาด้วยวิธี ATS ที่ค่า เท่ากับ 5 10 15 20 25 และ 30 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า กรณีใช้จำนวนคำตอบ เริ่มต้น เท่ากับ 25 คำตอบ ให้ค่า W_{res} น้อยที่สุด เท่ากับ 0.0449204 เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ยจำนวน รอบการค้นหาที่พบคำตอบ และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของค่า W_{res} พบว่า มีค่าน้อยกว่าการทดสอบที่ จำนวนคำตอบอื่น ๆ ดังนั้น จึงเลือกใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ ตารางที่ 6.14 แสดงผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้างของการค้นหาด้วยวิธี ATS ที่ค่า เท่ากับ 5 10 15 20 25 และ 30 ซึ่งผลจากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 10 คำตอบ ให้ค่า W_{res} น้อยที่สุด เท่ากับ 0.0435014 ถึงแม้ค่าเฉลี่ยจำนวนรอบการค้นหาที่พบคำตอบ และค่าเบี่ยงเบน มาตรฐานของค่า W_{res} จะไม่น้อยที่สุด แต่เนื่องจากผู้วิจัยพิจารณาที่ค่า W_{res} เฉลี่ย เป็นเกณฑ์หลัก ดังนั้น จึงเลือกใช้จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 10 คำตอบ การทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้นของการ ค้นหาด้วยวิธี ATS ได้ทำการทดสอบใช้ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.4 0.5 0.6 0.7 1 และ 2 ซึ่งผลการ ทดสอบแสดงไว้ดังตารางที่ 6.15 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5 มีค่า W_{res} น้อยที่สุด และให้ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของค่า W_{res} น้อยที่สุดเช่นกัน ส่วนค่าเฉลี่ยจำนวนรอบ การค้นหาที่พบคำตอบมีค่าใกล้เคียงกันจึงไม่มีนัยสำคัญ ดังนั้น จึงเลือกใช้ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.5



รูปที่ 6.12 การลู่เข้าของค่า W ด้วยวิธี ATS กรณีพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา



รูปที่ 6.13 ผลการตอบสนองทางเวลากรณีออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี ATS

การทดสอบค่าปรับลดรัศมี ได้ทำการทดสอบใช้ค่า เท่ากับ 1.1 1.2 1.3 1.4 1.5 และ 1.6 ซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ดังตารางที่ 6.16 สังเกตได้ว่า ค่า w_{res} เหลือ จากการทดสอบด้วยค่าปรับลดรัศมี

เท่ากับ 1.1 และ 1.2 ให้ผลการทดสอบใกล้เคียงกัน เท่ากับ 0.0435014 และ 0.0434754 แต่เมื่อพิจารณาถึงค่าเฉลี่ย และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของจำนวนรอบการค้นหาที่พบคำตอบ รวมถึงค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของค่า W_{res} พบว่า กรณีที่ใช้ค่าปรับลดครีสมิ เท่ากับ 1.2 มีค่าดังกล่าวน้อยที่สุด ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าปรับลดครีสมิ เท่ากับ 1.2 ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ใหม่ที่ได้จากการทดสอบในข้างต้น ให้ผลการลู่เข้าของค่า W_{res} เท่ากับ 0.040588 ดีกว่าค่าพารามิเตอร์เดิมที่ให้ผลการลู่เข้าของค่า W_{res} เท่ากับ 0.04060 ซึ่งผลการเปรียบเทียบการลู่เข้าของค่า W_{res} แสดงได้ดังรูปที่ 6.12

การปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอโดยใช้วิธี ATS ในกรณีพิจารณาค่าการประเมินจากผลตอบสนองทางเวลา พบว่า การออกแบบด้วยวิธี ATS ให้ผลตอบสนองดีว่าการออกแบบที่พึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ แสดงดังรูปที่ 6.13 และผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS แสดงได้ดังตารางที่ 6.17

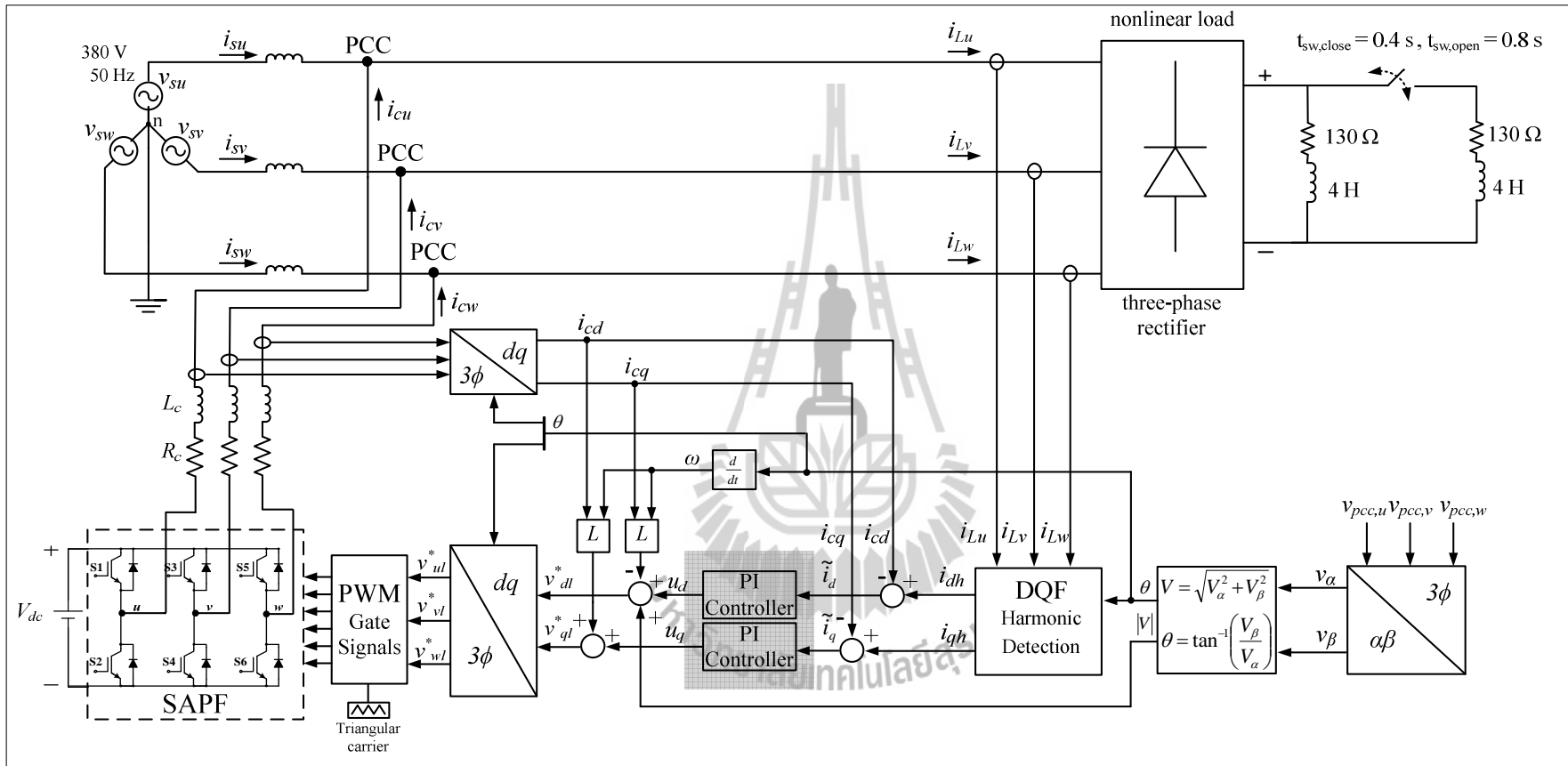
ตารางที่ 6.17 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของตัวควบคุมแบบพีไอ

กรณีพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา

ค่าพารามิเตอร์	ชนิดของตัวควบคุมกระแสชดเชย		
	PI+MATH	PI+ATS (old parameter)	PI+ATS (new parameter)
$K_{PC,d}$	0.87×10^3	51.29×10^3	51.29×10^3
$K_{IC,d}$	9.62×10^6	8.44×10^3	7.09×10^3
$K_{PC,q}$	0.87×10^3	51.29×10^3	51.29×10^3
$K_{IC,q}$	9.62×10^6	8.44×10^3	7.09×10^3
W_{res}	4.00630	0.040600	0.040588

6.7 ผลการจำลองสถานการณ์และการอภิปรายผล

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก ในบทนี้เพื่อต้องการทดสอบสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอในส่วนของระบบควบคุมกระแสชดเชย ด้วยเหตุนี้การทดสอบดังกล่าวจะไม่พิจารณาผลกระทบที่เกิดขึ้นจากระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ดังนั้น จึงเลือกใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟมีค่าคงที่ เท่ากับ 750 V โดยมีระบบไฟฟ้าที่พิจารณา แสดงได้ดังรูปที่ 6.14 ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการเปรียบเทียบตัวควบคุมแบบพีไอที่มีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ $K_{PC,d}$ $K_{IC,d}$ $K_{PC,q}$ และ $K_{IC,q}$ ใน 3 แนวทางดังต่อไปนี้



รูปที่ 6.14 ระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมแบบพีไอ

ตารางที่ 6.18 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานของตัวควบคุมแบบพีไอ

ค่าพารามิเตอร์		แนวทางการออกแบบ	ทางคณิตศาสตร์	การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว		
				แบบ 2 พารามิเตอร์	แบบ 4 พารามิเตอร์	ผลตอบสนองทางเวลา
ตัวควบคุมแบบพีไอ	$K_{PC,d}$		0.87×10^3	48.54×10^3	26.84×10^3	51.29×10^3
	$K_{IC,d}$		9.62×10^6	80.18×10^6	82.66×10^6	7.09×10^3
	$K_{PC,q}$		0.87×10^3	48.54×10^3	34.60×10^3	51.29×10^3
	$K_{IC,q}$		9.62×10^6	80.18×10^6	80.30×10^6	7.09×10^3
การตอบสนองทางเวลา บนแกนดี	T_{rd} (μ s)		53.78	1.76	3.15	1.67
	T_{sd} (μ s)		311.83	3.10	5.43	2.98
	PO_d (%)		20.79	0.13	0.43	0.00
	ess_d		0.00	0.00	0.00	0.00
การตอบสนองทางเวลา บนแกนคิว	T_{rq} (μ s)		53.78	1.76	0.28	1.67
	T_{sq} (μ s)		311.83	3.10	0.49	2.98
	PO_q (%)		20.79	0.13	0.00	0.00
	ess_q		0.00	0.00	0.00	0.00
ค่าวัตถุประสงค์	W_{err}		0.0291	0.0287	0.0286	-
	W_{res}		0.208080	-	-	0.040588
ผลการจำลองสถานการณ์	%THD _{av} หลังการชดเชย		1.96%	1.72%	1.62%	1.67%
	%THD _{av} ก่อนการชดเชย		24.42%			

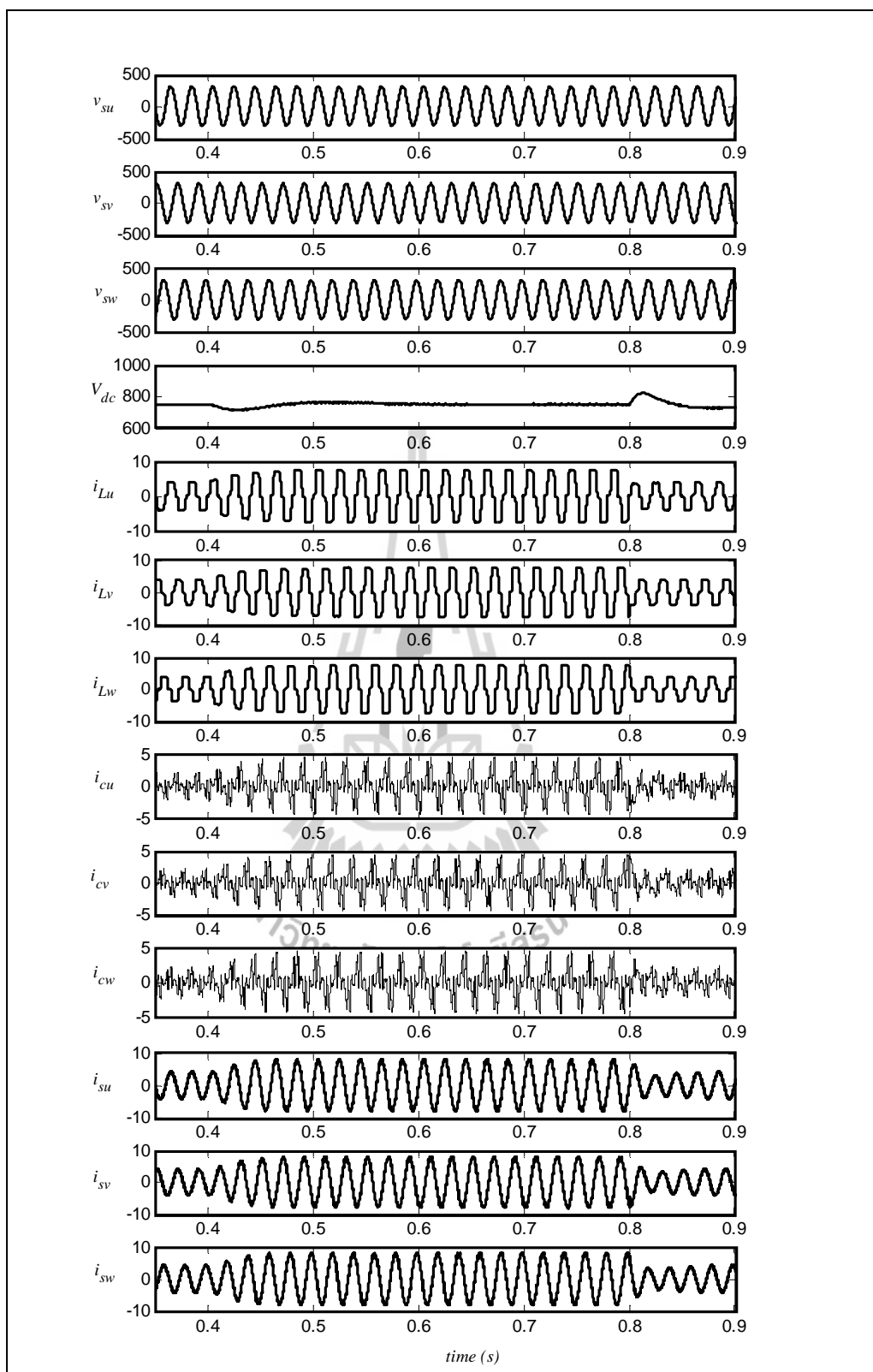
หมายเหตุ เครื่องหมาย - หมายถึง ค่าการประเมินดังกล่าวไม่ได้ใช้เพื่อบำเหน็จการเปรียบเทียบ

แนวทางที่ 1 การออกแบบโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ดังที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 5

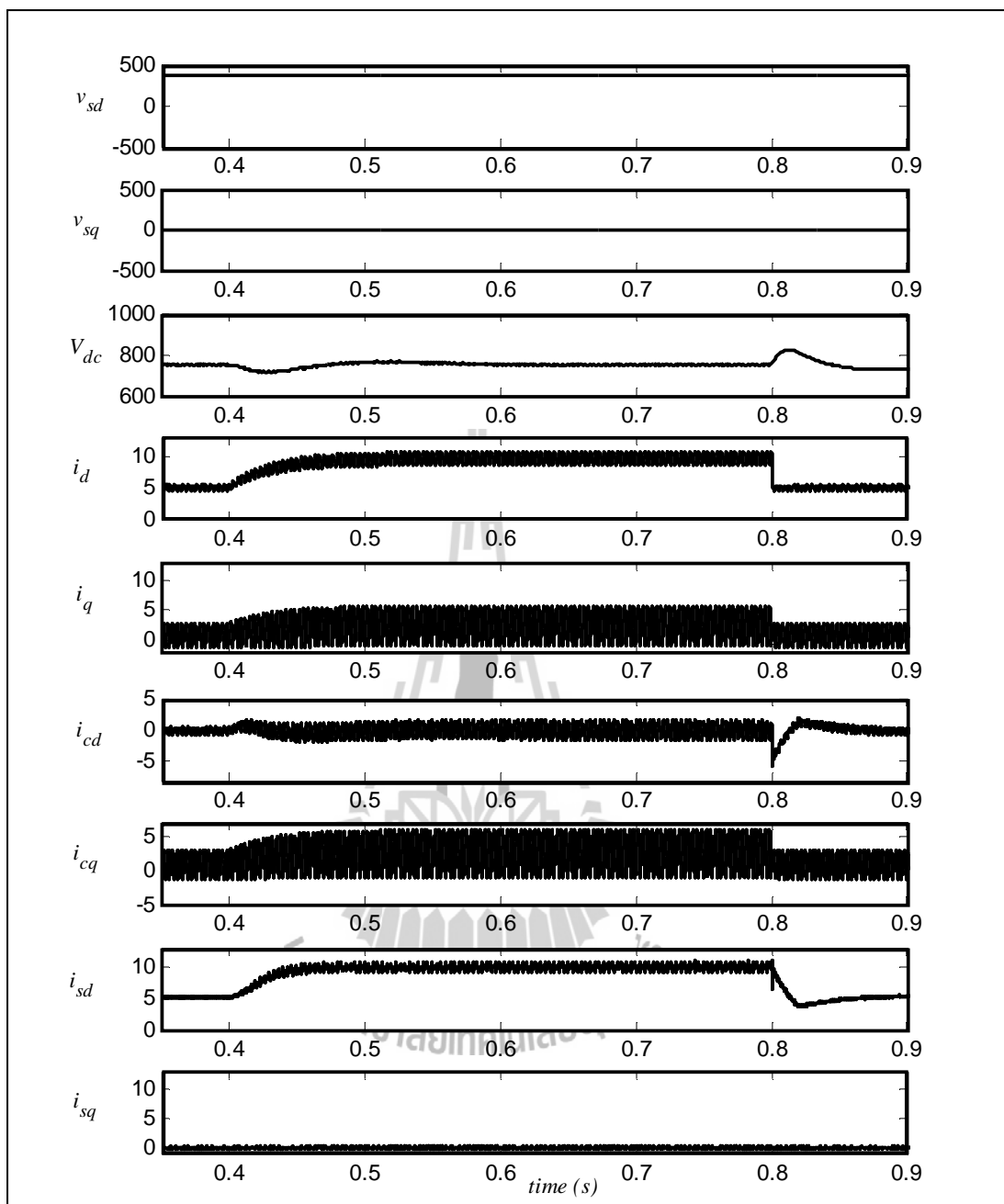
แนวทางที่ 2 การออกแบบด้วยวิธี ATS ที่ประเมินจากค่าผลต่างระหว่างค่ากระแสชดเชยกับค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ และแบบ 4 พารามิเตอร์ ที่ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.4 และหัวข้อที่ 6.5

แนวทางที่ 3 การออกแบบด้วยวิธี ATS ที่ประเมินจากผลตอบสนองทางเวลา ดังที่ได้อธิบายไว้แล้วในหัวข้อที่ 6.6

ผลการจำลองสถานการณ์ได้พิจารณาในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 วินาที ถึง 0.20 วินาที เนื่องจากในช่วงเวลาดังกล่าวระบบเข้าสู่สภาวะคงตัว การทดสอบทั้งสามแนวทางข้างต้นให้ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแยกทีฟแบบขนานของตัวควบคุมแบบพีไอ แสดงได้ดังตารางที่ 6.18 จากตารางดังกล่าว ได้นำเสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุมแบบพีไอ ภายหลังจากชดเชย พบว่า ผลการกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีการออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิมให้ค่า W_{err} และค่า W_{res} เท่ากับ 0.0291 และ 0.208080 ตามลำดับ มีค่า %THD_{av} ของกระแสทางด้านแหล่งจ่าย เท่ากับ 1.96 เปอร์เซ็นต์ ในส่วนกรณีการออกแบบด้วยวิธี ATS แบบค้นหา 2 พารามิเตอร์ให้ค่า W_{err} เท่ากับ 0.0287 มีค่า %THD_{av} ของกระแสทางด้านแหล่งจ่าย เท่ากับ 1.72 เปอร์เซ็นต์ และกรณีการออกแบบด้วยวิธี ATS แบบค้นหา 4 พารามิเตอร์ให้ค่า W_{err} เท่ากับ 0.0286 ซึ่งน้อยกว่าแนวทางในข้างต้น ส่งผลให้มีค่า %THD_{av} ของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายน้อยที่สุด เท่ากับ 1.62 เปอร์เซ็นต์ นอกจากนี้ผู้วิจัยได้นำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมด้วยวิธี ATS แบบพิจารณาค่าผลตอบสนองทางเวลาสำหรับใช้เป็นค่าการประเมินในฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ผลปรากฏว่า ให้ค่า W_{res} เท่ากับ 0.0406 มีค่า %THD_{av} ของกระแสทางด้านแหล่งจ่าย เท่ากับ 1.67 เปอร์เซ็นต์ จากการอธิบายผลในข้างต้นเมื่อพิจารณาถึง ค่าเวลาไต่ระดับ (T_r) ค่าเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว (T_s) เปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกิน (PO) และค่าความผิดพลาดที่สภาวะคงตัว (ess) บนแกนคิวิวิ สังเกตได้ว่า การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี ATS มีผลการตอบสนองทางเวลาที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการทางคณิตศาสตร์ และเมื่อเปรียบเทียบกันเฉพาะการค้นหาด้วยวิธี ATS พบว่า ทั้งสองแนวทางมีผลการตอบสนองทางเวลาที่ไม่แตกต่างกันอย่างมีนัยสำคัญ ผลการกำจัดฮาร์มอนิกในแต่ละแนวทางการออกแบบจึงมีค่าใกล้เคียงกัน แต่เนื่องจากวัตถุประสงค์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ต้องการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ให้มีสมรรถนะการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยที่ดีที่สุด โดยชี้วัดจากค่า %THD_{av} ภายหลังจากชดเชยทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก ดังนั้น ผู้วิจัยจึงได้เลือกแนวทางการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมด้วยวิธี ATS แบบค้นหา 4 พารามิเตอร์ ที่ให้ค่า %THD_{av} น้อยที่สุด



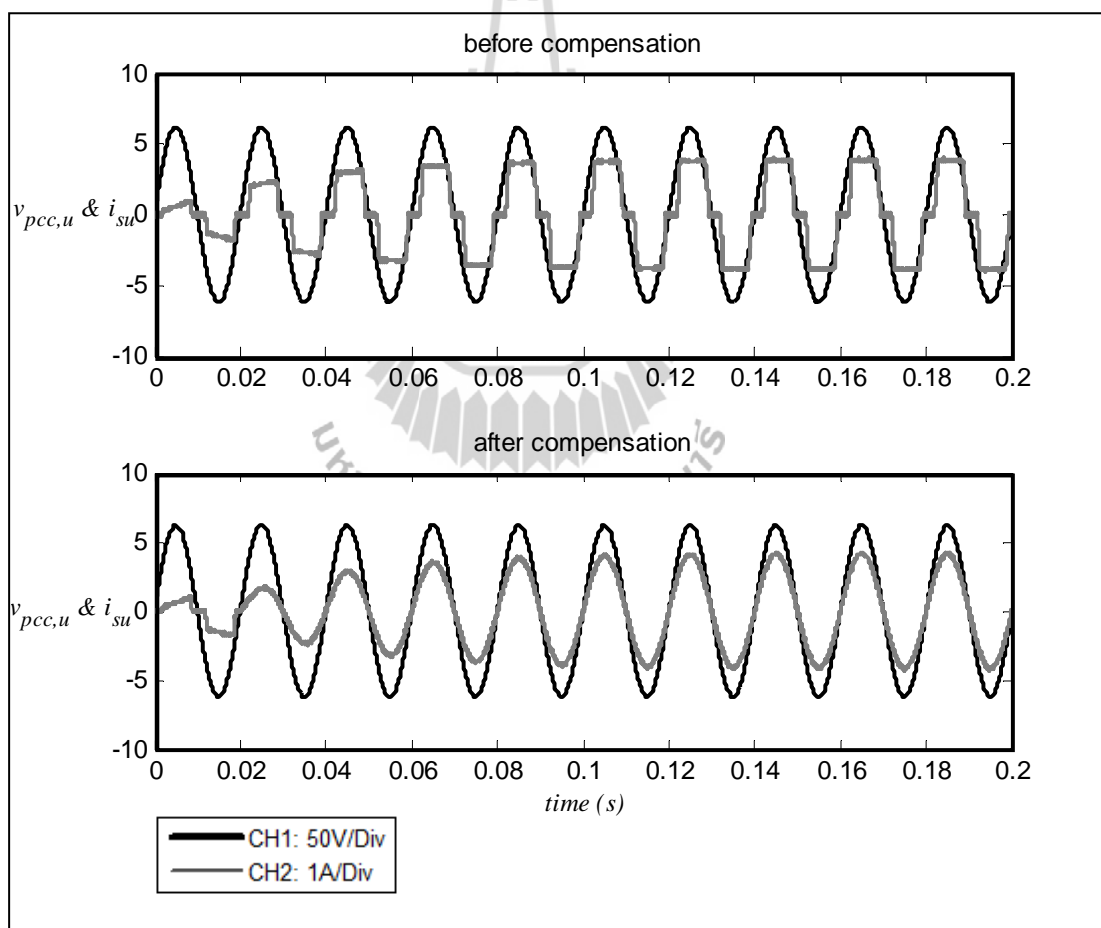
รูปที่ 6.15 ผลการจำลองสถานการณ์ที่ระบบบนแกนสามเฟส



รูปที่ 6.16 ผลการจำลองสถานการณ์ทั้งระบบบนแกนดีคิว

การจำลองสถานการณ์ในระบบเดียวกันนี้ ได้แสดงลักษณะรูปสัญญาณทั้งระบบที่พิจารณาอยู่บนแกนดีคิว ดังรูปที่ 6.16 โดยเริ่มต้นจากแรงดันที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักบนแกนดีคิว (v_{sd}, v_{sq}) มีค่าเท่ากับ 381 V และ 0 V ตามลำดับ แรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) มีการควบคุมให้คงที่เท่ากับ 750 V ในลำดับถัดมา คือ การพิจารณาขั้นตอนการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ เริ่มต้นจากการ

ตรวจจับสัญญาณของกระแสฮาร์มอนิกที่โหลดบนแกนดี (i_d) และแกนคว (i_q) เพื่อส่งผ่านไปยัง ส่วนการแยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่อยู่บนแกนดีคว ออกจากปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐาน ด้วยวิธี DQF เพื่อนำไปสู่ขั้นตอนการควบคุมกระแสชดเชยจริงบนแกนดีคว (i_{cd}, i_{cq}) จนสามารถ ทำให้รูปสัญญาณกระแสภายหลังการชดเชยที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก (i_{sd}, i_{sq}) มีค่าคงที่ เท่ากับ 5.2 A ถึง 9.85 A บนแกนดี และคงที่ เท่ากับ 0 A บนแกนคว โดยปริมาณที่ไม่ปรากฏขึ้นบนแกนคว เนื่องจากกระบวนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF สามารถชดเชยค่ากำลังรีแอกทีฟให้กับระบบ ได้อย่างสมบูรณ์ ทั้งนี้ยืนยันผลการชดเชยค่าดังกล่าวด้วยการเปรียบเทียบมุมเหลื่อมระหว่าง สัญญาณแรงดันที่จุด PCC ของเฟส u ($v_{pcc,u}$) กับสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักของ เฟส u (i_{su}) ดังรูปที่ 6.17



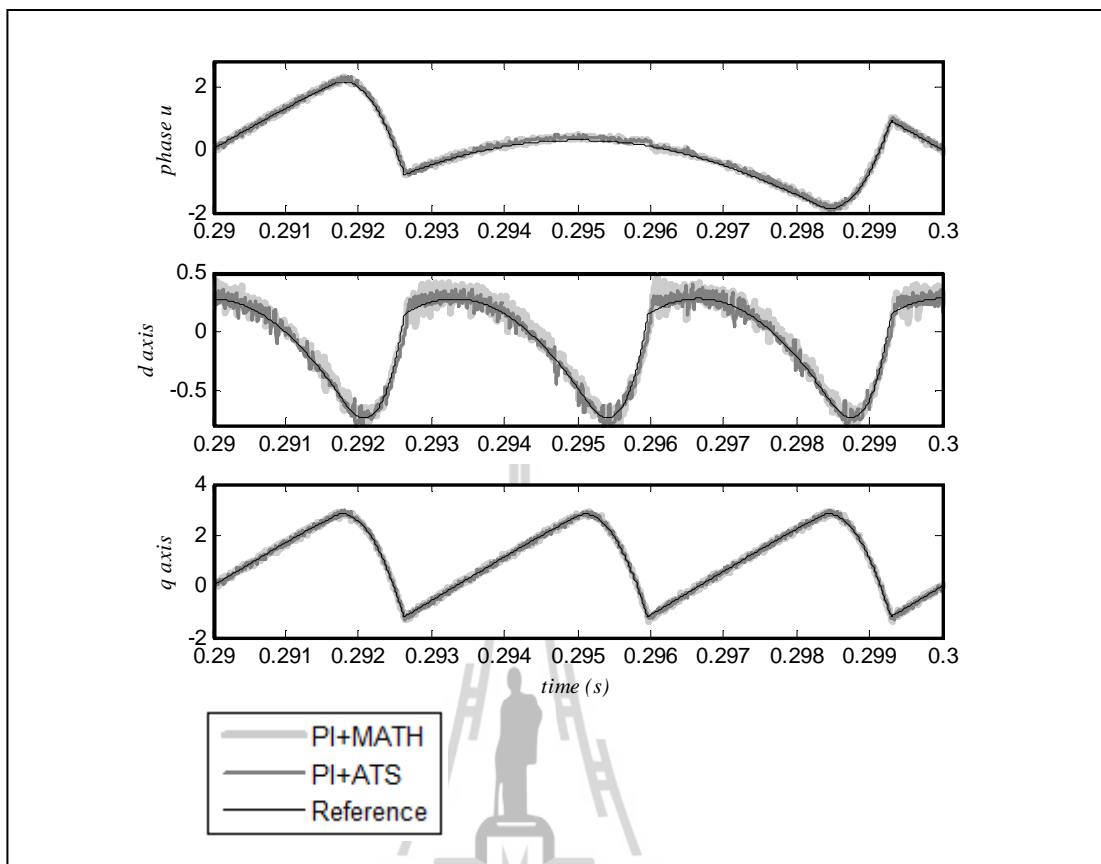
รูปที่ 6.17 ความสัมพันธ์มุมเหลื่อมระหว่างสัญญาณ $v_{pcc,u}$ และ i_{su}

จากรูปที่ 6.17 เป็นการแสดงความสัมพันธ์มุมเหลื่อมระหว่างสัญญาณ $v_{pcc,u}$ และ i_{su} ในกรณีก่อนการฉีดกระแสชดเชย และภายหลังการฉีดกระแสชดเชย สังเกตได้ว่า ในช่วงเวลา 0 วินาที ถึง 0.04 วินาที ยังไม่มีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ทั้งสองกรณีเหมือนกับรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่โหลด และรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์ที่มีค่าแรงดันสูงสุดประมาณ 311 V ต่อมาที่ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.04 วินาที เป็นต้นไป วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้รูปสัญญาณกระแสชดเชย มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น โดยจากรูปที่ 6.17 แลวที่สอง จะสังเกตได้ว่า สัญญาณแรงดันที่จุด PCC ของเฟส u ($v_{pcc,u}$) กับสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักของเฟส u (i_{su}) มีมุมเฟสที่ตรงกัน ซึ่งสามารถยืนยันผลด้วยค่า pf ของระบบ แสดงไว้ตามตารางที่ 6.19 จากตารางดังกล่าว พบว่า ค่า pf_{dist} ทั้งสามเฟสมีค่าประมาณเท่ากับ 1 เนื่องจากผลของค่า %THD_{av} ที่มีแนวโน้มลดลงจากการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ ส่วนค่า pf_{disp} ทั้งสามเฟสมีค่าประมาณเท่ากับ 1 เช่นเดียวกัน ทั้งนี้เนื่องจากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF สามารถชดเชยค่ากำลังรีแอกทีฟให้กับระบบได้ ส่งผลให้ภาพรวมจากการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังดีขึ้น โดยก่อนการชดเชยค่า pf_{total} ทั้งสามเฟส เท่ากับ 0.9520 และภายหลังการชดเชยมีค่า pf_{total} ทั้งสามเฟส เท่ากับ 0.9999

ตารางที่ 6.19 ผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลัง

ก่อนการชดเชย								
$pf_{dist,u}$	$pf_{dist,v}$	$pf_{dist,w}$	$pf_{disp,u}$	$pf_{disp,v}$	$pf_{disp,w}$	$pf_{total,u}$	$pf_{total,v}$	$pf_{total,w}$
0.9714	0.9714	0.9714	0.9800	0.9800	0.9800	0.9520	0.9520	0.9520
ภายหลังการชดเชย								
0.9999	1.0000	0.9999	1.0000	0.9999	1.0000	0.9999	0.9999	0.9999

การเปรียบเทียบสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอ ดังรูปที่ 6.18 เป็นการพิจารณาจากแนวโน้มความผิดพลาดในการติดตามค่ากระแสอ้างอิง (tracking error) จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี ATS มีลักษณะรูปสัญญาณคล้อยตามสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิม ดังนั้น การออกแบบด้วยวิธีการดังกล่าวทำให้ระบบควบคุมกระแสชดเชยมีสมรรถนะการติดตามค่ากระแสอ้างอิงที่ดี



รูปที่ 6.18 เปรียบเทียบผลการติดตามกระแสชดเชย

6.8 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอ ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว โดยการกำหนดเป้าหมายการประเมินค่า 2 แนวทาง ได้แก่ การประเมินจากผลต่างระหว่างค่ากระแสชดเชยกับค่ากระแสอ้างอิง ด้วยกรณีการค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ และแบบ 4 พารามิเตอร์ และการประเมินจากผลตอบสนองทางเวลา ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์ของระบบ กำจัดฮาร์มอนิกที่มีการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยสองแนวทางดังกล่าว พบว่า การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ด้วยการประเมินจากผลต่างระหว่างค่ากระแสชดเชยกับค่ากระแสอ้างอิงกรณีการค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์ ให้ผลการออกแบบดีที่สุดในแง่ของค่า $\%THD_{av}$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายภายหลังการชดเชย ซึ่งผลจากการออกแบบด้วยวิธี ATS ทำให้ค่า $\%THD_{av}$ ที่ได้ลดลงกว่าการออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิม เท่ากับ 17.35 เปอร์เซ็นต์ ส่งผลให้ปริมาณฮาร์มอนิกลดลงจากก่อนการชดเชย เท่ากับ 93.37 เปอร์เซ็นต์ อีกทั้งค่า $\%THD_{av}$ ที่ได้เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992

บทที่ 7

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟแบบก้ำจัดบางอันดับ

7.1 บทนำ

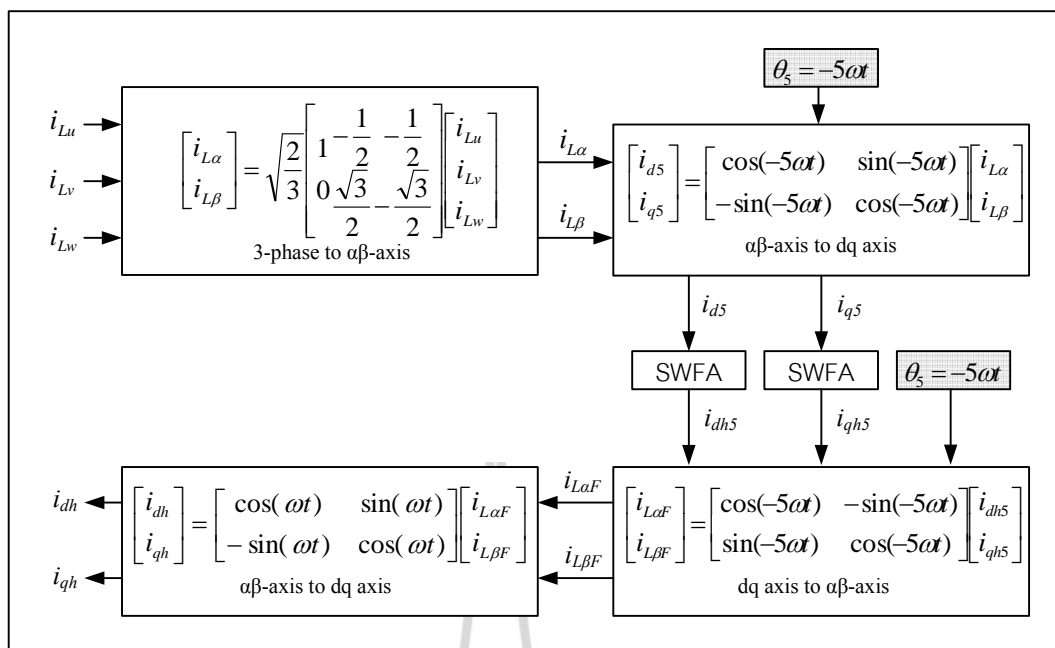
การพัฒนาอัลกอริทึมการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธีดีคิวเอฟ ให้สามารถตรวจจับฮาร์มอนิกบางอันดับได้ จะส่งผลให้วงจรดังกล่าวสามารถใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังพาสซีฟ ซึ่งถือได้ว่าเป็นมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อวิธีการก้ำจัดฮาร์มอนิก เนื่องจากการผสมผสานข้อดีระหว่างวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และวงจรกรองกำลังพาสซีฟเข้าด้วยกัน (Rahmani, Hamadi, Mendalek and Al-Haddad, 2009) รายละเอียดในบทนี้จึงประกอบด้วย การนำเสนอหลักการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟแบบก้ำจัดบางอันดับ การจำลองสถานการณ์ และการอภิปราย

7.2 หลักการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟแบบก้ำจัดบางอันดับ

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟแบบก้ำจัดบางอันดับ มีวัตถุประสงค์เพื่อคำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว (i_{dh}, i_{qh}) ให้กับระบบควบคุมกระแสชดเชย โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบก้ำจัดบางอันดับ 4 กรณีด้วยกัน กรณีแรก คือ การพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 กรณีที่สอง คือ การพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 กรณีที่สาม คือ การพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 7 และ 11 และกรณีสุดท้าย คือ การพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ 5 และ 7 ซึ่งรายละเอียดการคำนวณในแต่ละกรณีจะนำเสนอไว้ดังต่อไปนี้

กรณีที่ 1 การพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5

การตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 ด้วยวิธีดีคิวเอฟ มีแผนภาพขั้นตอนการคำนวณแสดงได้ดังรูปที่ 7.1 จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่า การคำนวณช่วงแรกในบล็อก 3-phase to $\alpha\beta$ - axis จะเหมือนกับวิธีดีคิวเอฟ ตามที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 หลังจากนั้นการแปลงค่ากระแสบนแกน $\alpha\beta$ ไปอยู่บนแกนดีคิว จะพิจารณาด้วยค่ามุม θ_5 ซึ่งทำให้เวกเตอร์กระแสไฟฟ้าบนแกนดีคิว (i_{d5}, i_{q5}) หมุนด้วยความเร็วเชิงมุม เท่ากับ 5 เท่าของความถี่มูลฐานของระบบในลำดับเฟสลบ ทั้งนี้เนื่องจากการแยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 ออกจากปริมาณกระแสที่มีความถี่ต่าง ๆ ของระบบ



รูปที่ 7.1 แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 ด้วยวิธี DQF

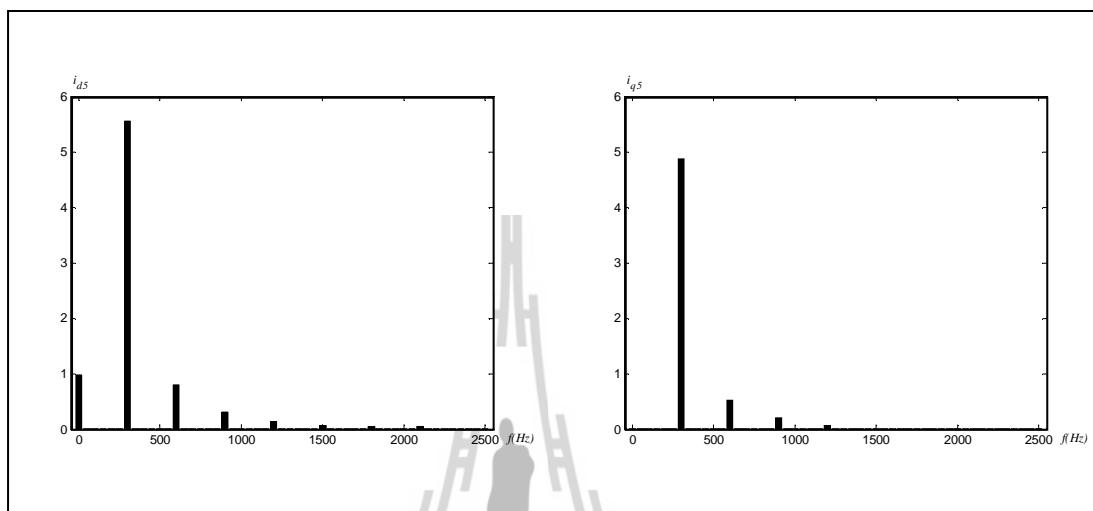
การหมุนแกนคิกด้วยความเร็วเชิงมุม เท่ากับ 5 เท่าของค่าความถี่มูลฐานของระบบ พบว่า ผลจากการแปลงกระแสบนแกนสามเฟสให้อยู่บนแกนคิก เมื่อพิจารณาพร้อมกับกระแสฮาร์มอนิก ในอันดับต่าง ๆ แสดงได้ดังสมการที่ (7-1) และสมการที่ (7-2) สังเกตได้ว่า กระแสฮาร์มอนิกใน อันดับที่ 5 มีปริมาณคงที่ค่าหนึ่งที่มีความถี่ 0 เฮิรตซ์ บนแกนคิก ส่วนปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐาน ปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับ 7 และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่อันดับอื่น ๆ จะมีค่าปรากฏที่ ความถี่ต่าง ๆ แสดงสเปกตรัมได้ดังรูปที่ 7.2

$$i_{d5} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (i_1 \cos(6\omega t) + i_5 + i_7 \cos(12\omega t) + \dots) \quad (7-1)$$

$$i_{q5} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (i_1 \sin(6\omega t) + i_7 \sin(12\omega t) + \dots) \quad (7-2)$$

โดยที่ i_h คือ ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับใด ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา (A)

เริ่มต้นวิเคราะห์สัญญาณกระแส i_{d5} และ i_{q5} ให้อยู่ในรูปอนุกรมฟูริเยร์ ดังสมการที่ (7-3) ซึ่งจากการพิจารณาสัญญาณดังกล่าวบนแกนคิคว พบว่า กระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 มีลักษณะเป็นสัญญาณกระแสตรง ในขณะที่ปริมาณกระแสที่ความถี่อื่น ๆ จะมีลักษณะเป็นสัญญาณกระแสสลับ



รูปที่ 7.2 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกนคิคว กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกอันดับที่ 5

เมื่อต้องการกระแสที่มีองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 จึงอาศัยหลักการคำนวณของ SWFA แยกกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 โดยการคำนวณเฉพาะเทอมของสัญญาณกระแสตรง ดังสมการที่ (7-4) และสมการที่ (7-5) ตามลำดับ โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์ A_{0d5} และ A_{0q5} คำนวณได้จากสมการที่ (7-6) และสมการที่ (7-7) จากขั้นตอนดังกล่าวการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ตลอดย่านการทำงานจะเหมือนกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีคิควเอฟทุกประการ จนได้เป็นปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 (i_{dh5}, i_{qh5}) บนแกนคิคว

$$i_{(dq)5}(kT) = \frac{A_{0(dq)5}}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [A_h \cos(h\omega kT) + B_h \sin(h\omega kT)] \quad (7-3)$$

$$i_{dh5}(kT) = \frac{A_{0d5}}{2} \quad (7-4)$$

$$i_{qh5}(kT) = \frac{A_{0q5}}{2} \quad (7-5)$$

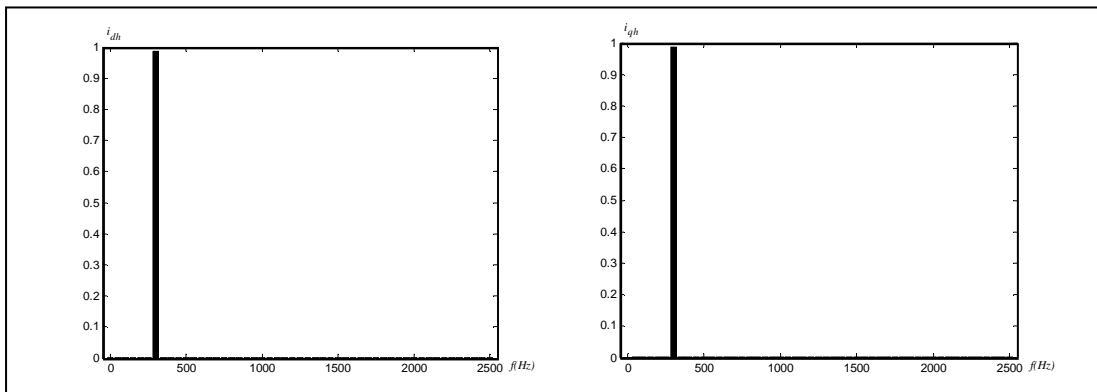
$$A_{0d5} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} i_{d5}(nT) \quad (7-6)$$

$$A_{0q5} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} i_{q5}(nT) \quad (7-7)$$

ค่ากระแส i_{dh5} และ i_{qh5} จากการคำนวณด้วยวิธี SWFA จะได้ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 ด้วยเหตุนี้ค่ากระแสดังกล่าวจึงต้องดำเนินการแปลงกลับเป็นกระแสนบนแกน $\alpha\beta$ ($i_{L\alpha F}, i_{L\beta F}$) เพื่อระบุความถี่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 ให้ถูกต้องโดยอ้างอิงกับความถี่มูลฐานของระบบ จากนั้นแปลงค่ากระแส $i_{L\alpha F}$ และ $i_{L\beta F}$ ไปอยู่บนแกนคิกวที่หมุนด้วยความเร็ว เท่ากับ ความถี่มูลฐานของระบบเพื่อใช้เป็นสัญญาณกระแสอ้างอิงในการตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 (i_{dh}, i_{qh}) สำหรับเป็นค่าอินพุตให้กับระบบควบคุมกระแสชดเชย ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังสมการที่ (7-8) และสมการที่ (7-9) โดยมีสเปกตรัมแสดงดังรูปที่ 7.3

$$i_{dh} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot i_5 \cos(6\omega t) \quad (7-8)$$

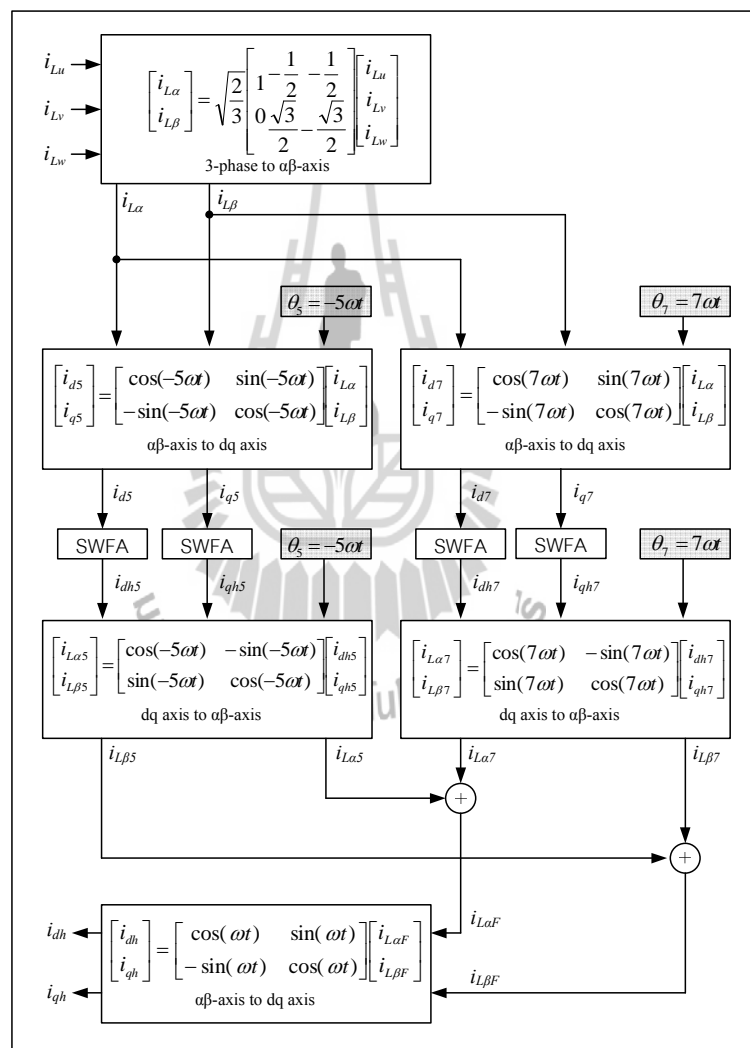
$$i_{qh} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot i_5 \sin(6\omega t) \quad (7-9)$$



รูปที่ 7.3 สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนคิกว กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกอันดับที่ 5

กรณีที่ 2 การพิจารณากำจัดฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7

โครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 สามารถแสดงแผนภาพการคำนวณดังรูปที่ 7.4 จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่า ขั้นตอนการคำนวณค่ากระแสฮาร์มอนิกบนแกน $\alpha\beta$ อันดับที่ 5 ($i_{L\alpha5}, i_{L\beta5}$) เหมือนกับกรณีแรกที่อธิบายมาแล้วก่อนหน้านี้ ส่วนการตรวจจับฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 มีโครงสร้างการคำนวณคล้ายคลึงกับการตรวจจับฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 แต่จะแตกต่างกันในส่วนค่ามุม θ_7 ที่มีการกำหนดให้เวกเตอร์กระแสไฟฟ้าบนแกนดีคิว (i_{d7}, i_{q7})

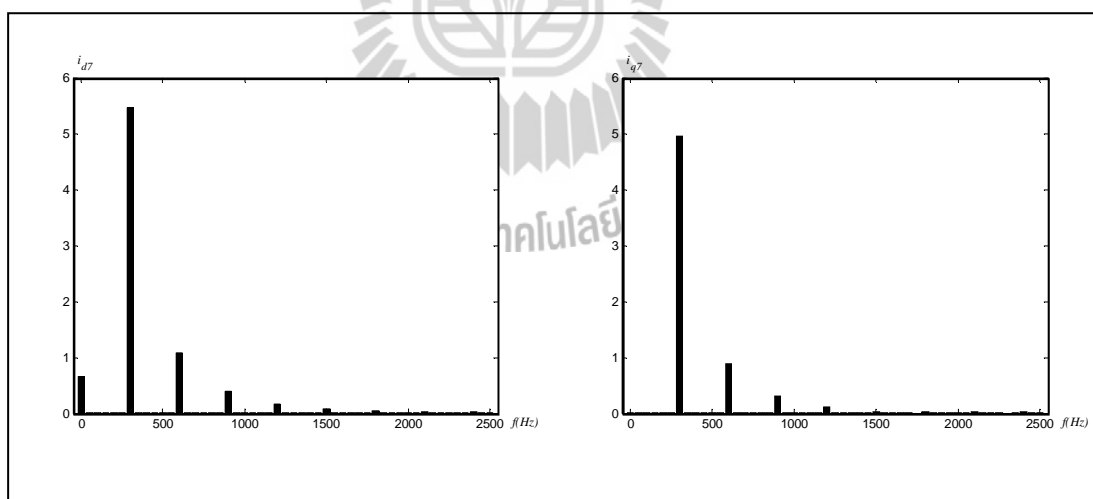


รูปที่ 7.4 แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 ด้วยวิธี DQF

หมุนด้วยความเร็วเชิงมุมเป็น 7 เท่าของความถี่มูลฐานของระบบในลำดับเฟสบวก ด้วยเหตุนี้เมื่อพิจารณาอยู่บนแกนดิกิว กระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 จึงเปรียบเสมือนสัญญาณกระแสตรง ในขณะที่ปริมาณกระแสที่ความถี่อื่น ๆ เปรียบเสมือนสัญญาณกระแสสลับ แสดงไว้ดังสมการที่ (7-10) และสมการที่ (7-11) และอธิบายในลักษณะสเปกตรัมได้ดังรูปที่ 7.5 จากนั้นทำการแยกองค์ประกอบสัญญาณกระแสตรงโดยใช้หลักการของวิธี SWFA เช่นเดิม จะได้ค่า i_{d7} และ i_{q7} ที่เป็นขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 ขนาดของกระแสดังกล่าวที่คำนวณจากวิธี SWFA ตามที่ได้นำเสนอข้างต้น จะถูกดำเนินการระบุความถี่ฮาร์มอนิกที่ถูกต้อง โดยการแปลงให้ค่ากระแสดังกล่าวอยู่บนแกน $\alpha\beta$ ($i_{L\alpha7}, i_{L\beta7}$)

$$i_{d7} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (i_1 \cos(6\omega t) + i_5 \cos(12\omega t) + i_7 + \dots) \quad (7-10)$$

$$i_{q7} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (-i_1 \sin(6\omega t) + i_5 \sin(12\omega t) + \dots) \quad (7-11)$$



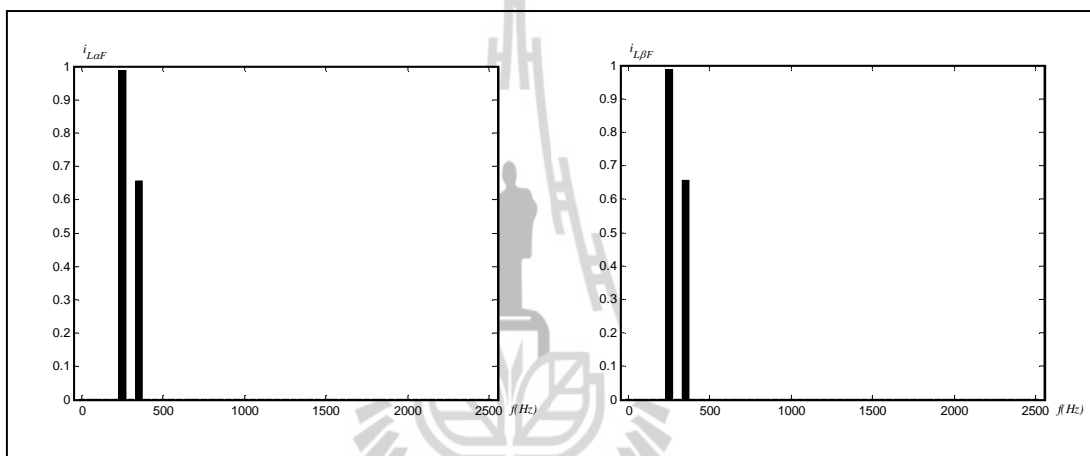
รูปที่ 7.5 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกนดิกิว กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกอันดับที่ 7

จากนั้นดำเนินการคำนวณค่า $i_{L\alpha F}$ และ $i_{L\beta F}$ ซึ่งเกิดจากผลรวมของกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 บนแกน $\alpha\beta$ ดังสมการที่ (7-12) และสมการที่ (7-13) ตามลำดับ จากสมการดังกล่าวเมื่อนำไปวิเคราะห์สเปกตรัม สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 7.6 ซึ่งพบว่า กระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7

ที่ได้มีความสอดคล้องกับสมการดังกล่าว สังเกตได้จากกระแสฮาร์มอนิกในอันดับที่พิจารณาปรากฏตรงกับค่าความถี่ เท่ากับ 250 เฮิรตซ์ และ 350 เฮิรตซ์ ตามลำดับอย่างถูกต้อง

$$i_{L\alpha F} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot (i_5 \cos(5\omega t) + i_7 \cos(7\omega t)) \quad (7-12)$$

$$i_{L\beta F} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot (-i_5 \sin(5\omega t) + i_7 \sin(7\omega t)) \quad (7-13)$$

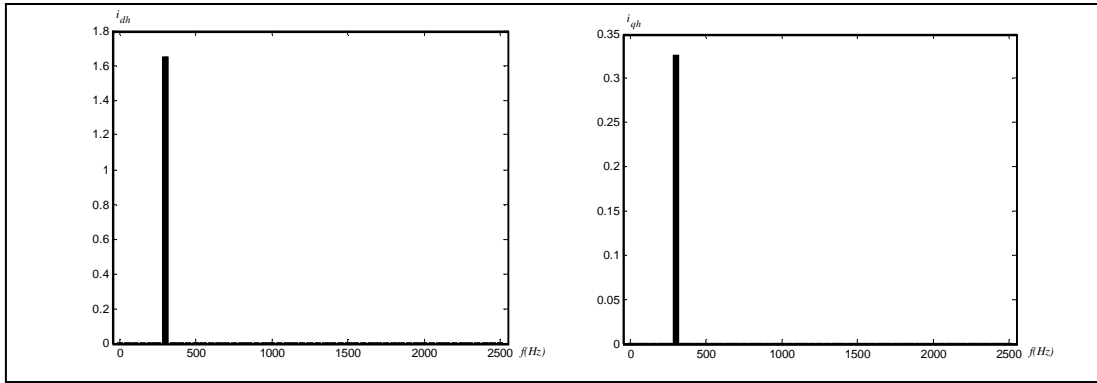


รูปที่ 7.6 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกน $\alpha\beta$ กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7

หลังจากนั้นค่ากระแส $i_{L\alpha F}$ และ $i_{L\beta F}$ จะถูกแปลงกลับไปอยู่บนแกนดีคว เป็นค่ากระแสอ้างอิง i_{dh} และ i_{qh} ดังสมการที่ (7-14) และสมการที่ (7-15) ตามลำดับ เพื่อส่งต่อไปให้ระบบควบคุมกระแสชดเชย จากสมการดังกล่าวอธิบายในลักษณะสเปกตรัม ได้ดังรูปที่ 7.7 โดยพบว่า ปริมาณฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 บนแกนสามเฟสจะปรากฏที่ค่าความถี่ 300 เฮิรตซ์ บนแกนดีคว

$$i_{dh} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot (i_5 + i_7) \cos(6\omega t) \quad (7-14)$$

$$i_{qh} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot (-i_5 + i_7) \sin(6\omega t) \quad (7-15)$$



รูปที่ 7.7 สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7

กรณีที่ 3 การพิจารณากำจัดฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 7 และ 11

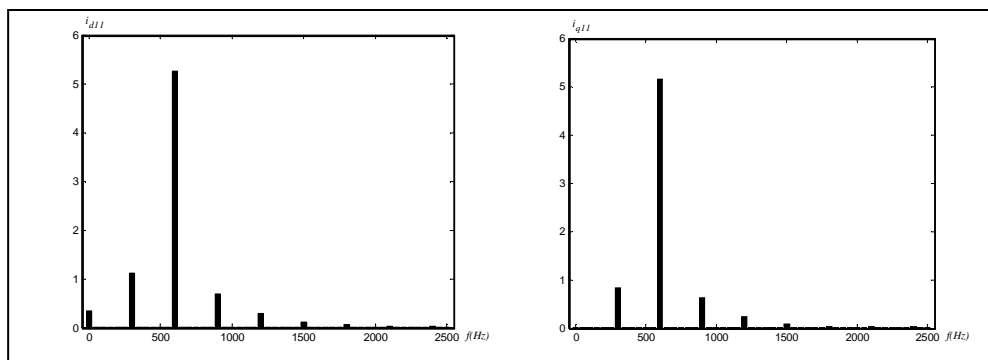
การตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 7 และ 11 มีขั้นตอนการคำนวณที่เพิ่มเติมจากสองกรณีข้างต้น คือ การตรวจจับฮาร์มอนิกอันดับที่ 11 โดยในขั้นแรกจะดำเนินการแปลงกระแสบนแกนสามเฟส (i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw}) ให้อยู่บนแกนดีคิว (i_{d11}, i_{q11}) โดยที่เวกเตอร์สัญญาณดังกล่าวถูกกำหนดให้หมุนด้วยความเร็วเชิงมุมเป็น 11 เท่าของความเร็วพื้นฐานของระบบในลำดับเฟสลบ ดังสมการที่ (7-16) และสมการที่ (7-17) แสดงสเปกตรัมได้ดังรูปที่ 7.8 จากนั้นแยกขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 11 (i_{dh11}, i_{qh11}) ด้วยวิธี SWFA และดำเนินการแปลงค่ากระแส i_{dh11} และ i_{qh11} ให้อยู่บนแกน $\alpha\beta$ ($i_{L\alpha11}, i_{L\beta11}$) เพื่อรวมกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 11 เข้ากับกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 บนแกน $\alpha\beta$ ($i_{L\alpha F}, i_{L\beta F}$) ดังสมการที่ (7-18) และสมการที่ (7-19) ตามลำดับ โครงสร้างการคำนวณทั้งหมดแสดงได้ดังรูปที่ 7.9

$$i_{d11} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (i_1 \cos(12\omega t) + i_5 \cos(6\omega t) + i_7 \cos(18\omega t) + i_{11} + i_{13} \cos(24\omega t) + \dots) \quad (7-16)$$

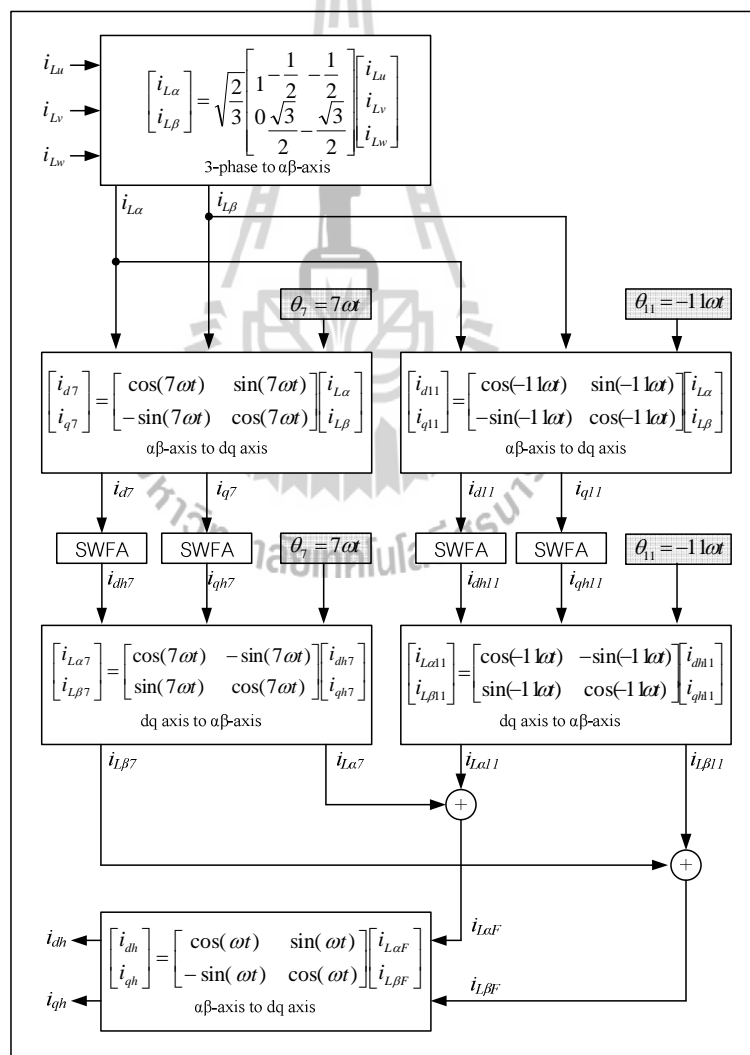
$$i_{q11} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (i_1 \sin(12\omega t) + i_5 \sin(6\omega t) + i_7 \sin(18\omega t) + i_{13} \sin(24\omega t) + \dots) \quad (7-17)$$

$$i_{L\alpha F} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot (i_7 \cos(7\omega t) + i_{11} \cos(11\omega t)) \quad (7-18)$$

$$i_{L\beta F} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot (i_7 \sin(7\omega t) - i_{11} \sin(11\omega t)) \quad (7-19)$$

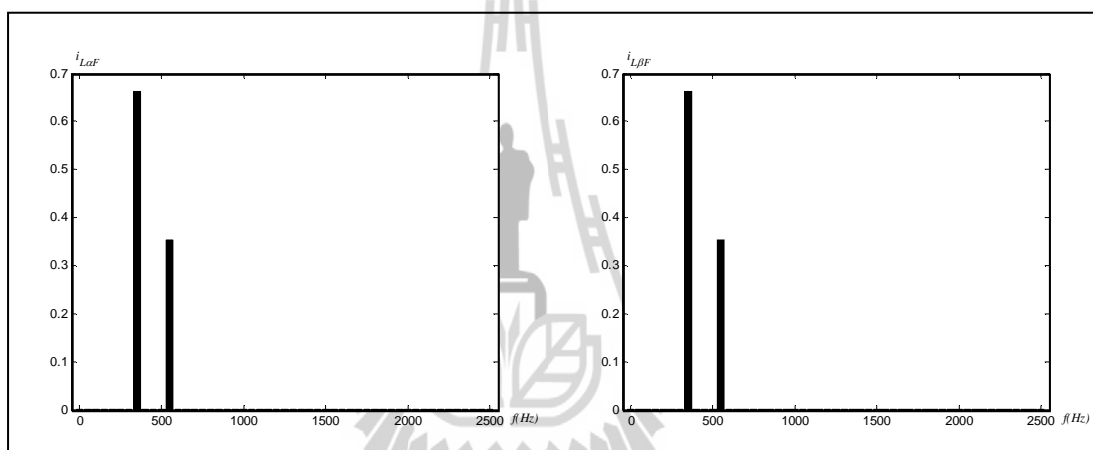


รูปที่ 7.8 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกนดีคว กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกอันดับที่ 11



รูปที่ 7.9 แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 7 และ 11 ด้วยวิธี DQF

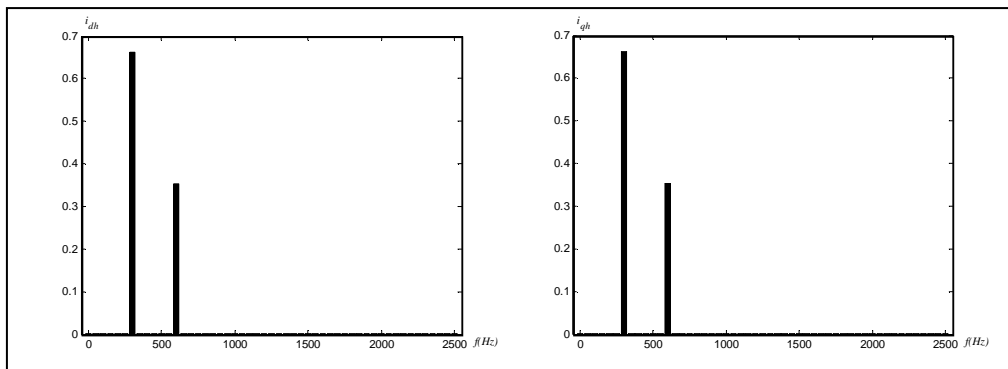
จากสมการที่ (7-18) และสมการที่ (7-19) เมื่อนำไปวิเคราะห์สเปกตรัม สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 7.10 สังเกตได้ว่า กระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 และ 11 เกิดขึ้นที่ค่าความถี่ เท่ากับ 350 เฮิร์ตซ์ และ 550 เฮิร์ตซ์ ตามลำดับ หลังจากนั้นจึงแปลงกลับให้อยู่บนแกนดีคิว สำหรับใช้เป็นค่ากระแสอ้างอิงในกรณีตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 7 และ 11 (i_{dh}, i_{qh}) ให้กับระบบควบคุมกระแสชดเชย ดังสมการที่ (7-20) และสมการที่ (7-21) ตามลำดับ และแสดงสเปกตรัมได้ดังรูปที่ 7.11 จากรูปดังกล่าว พบว่า ปริมาณฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 และอันดับที่ 11 บนแกนสามเฟสจะปรากฏที่ค่าความถี่ 300 เฮิร์ตซ์ และ 600 เฮิร์ตซ์ ตามลำดับ บนแกนดีคิว



รูปที่ 7.10 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกน $\alpha\beta$ กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 และ 11

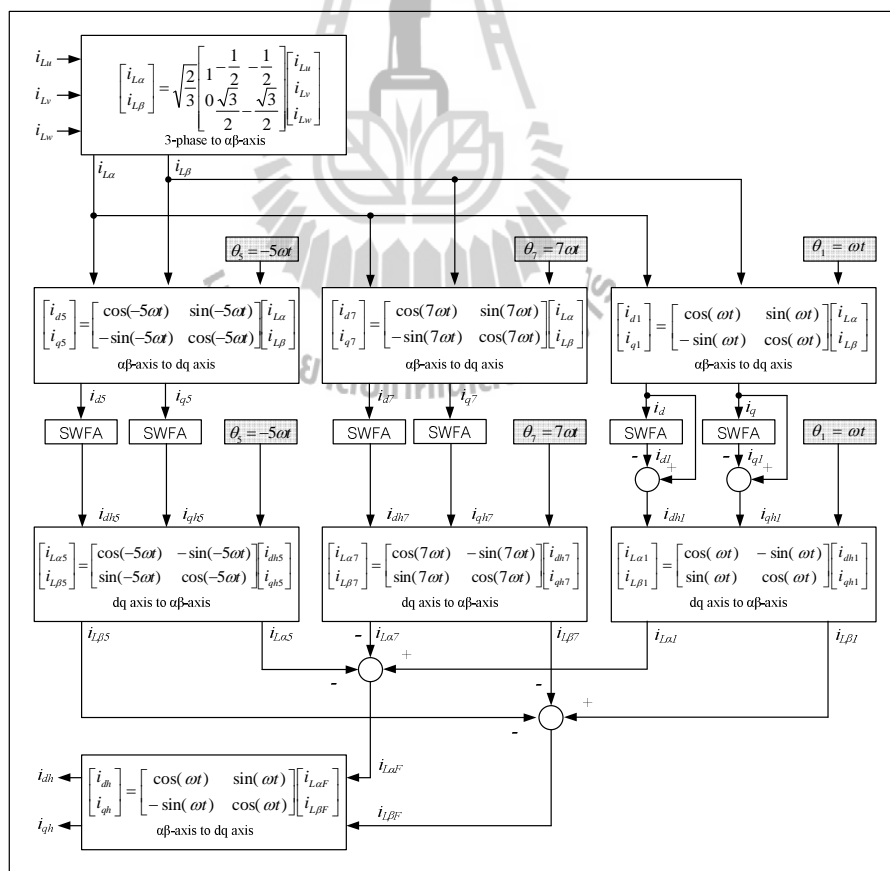
$$i_{dh} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot ((i_7) \cos(6\omega t) + (i_{11}) \cos(12\omega t)) \quad (7-20)$$

$$i_{qh} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot ((i_7) \sin(6\omega t) - (i_{11}) \sin(12\omega t)) \quad (7-21)$$



รูปที่ 7.11 สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว กรณีพิจารณาตรวจสอบฮาร์มอนิก
อันดับที่ 7 และ 11

กรณีที่ 4 การพิจารณากำจัดฮาร์มอนิกทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ 5 และ 7

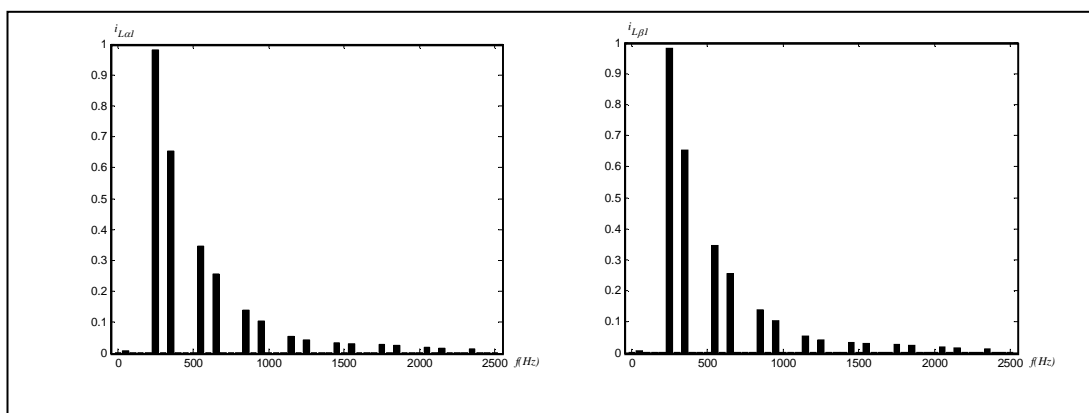


รูปที่ 7.12 แผนภาพบล็อกการตรวจสอบฮาร์มอนิกทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ 5 และ 7 ด้วยวิธี DQF

การตรวจจับฮาร์มอนิกทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ 5 และ 7 มีขั้นตอนการคำนวณที่อธิบายด้วยแผนภาพ ดังรูปที่ 7.12 จากขั้นตอนดังกล่าวสังเกตได้ว่า การคำนวณค่ากระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 ($i_{L\alpha 5}, i_{L\beta 5}$) และอันดับที่ 7 ($i_{L\alpha 7}, i_{L\beta 7}$) บนแกน $\alpha\beta$ ในช่วงแรกจะเหมือนกับหัวข้อที่ได้นำเสนอมาก่อนหน้านี้ ในส่วนการคำนวณค่ากระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ บนแกนดีคิว (i_{dh1}, i_{qh1}) มีรายละเอียดได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 ในขั้นตอนนี้จะดำเนินการแปลงค่ากระแส i_{dh1} และ i_{qh1} ให้อยู่บนแกน $\alpha\beta$ ($i_{L\alpha 1}, i_{L\beta 1}$) ดังสมการที่ (7-22) และสมการที่ (7-23) ทั้งนี้เพื่อให้การวิเคราะห์ได้พิจารณาบนแกนเดียวกัน นั่นก็คือ แกน $\alpha\beta$ จากสมการดังกล่าว พบว่า กระแสฮาร์มอนิกเกิดขึ้นในอันดับต่าง ๆ รวมถึงกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 แสดงไว้ดังรูปที่ 7.13 ด้วยเหตุนี้การคำนวณค่ากระแส $i_{L\alpha 5}, i_{L\beta 5}, i_{L\alpha 7}$ และ $i_{L\beta 7}$ จึงถูกนำไปหักลบออกจากค่ากระแส $i_{L\alpha 1}$ และ $i_{L\beta 1}$ บนแกน α และแกน β ตามลำดับ จะได้กระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบบนแกน $\alpha\beta$ ที่ยกเว้นกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 ($i_{L\alpha F}, i_{L\beta F}$) ดังสมการที่ (7-24) และสมการที่ (7-25) และสามารถพิจารณาสเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกน $\alpha\beta$ ดังรูปที่ 7.14 จากรูปสังเกตได้ว่า ค่าความถี่ เท่ากับ 250 เฮิรตซ์ และ 350 เฮิรตซ์ ไม่ปรากฏกระแสฮาร์มอนิกในอันดับที่ 5 และ 7 ตามลำดับ แต่ยังคงมีกระแสฮาร์มอนิกในอันดับอื่น ๆ ที่พิจารณาเช่นเดิม

$$i_{L\alpha 1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (i_5 \cos(5\omega t) + i_7 \cos(7\omega t) + i_{11} \cos(11\omega t) + i_{13} \cos(13\omega t) + \dots) \quad (7-22)$$

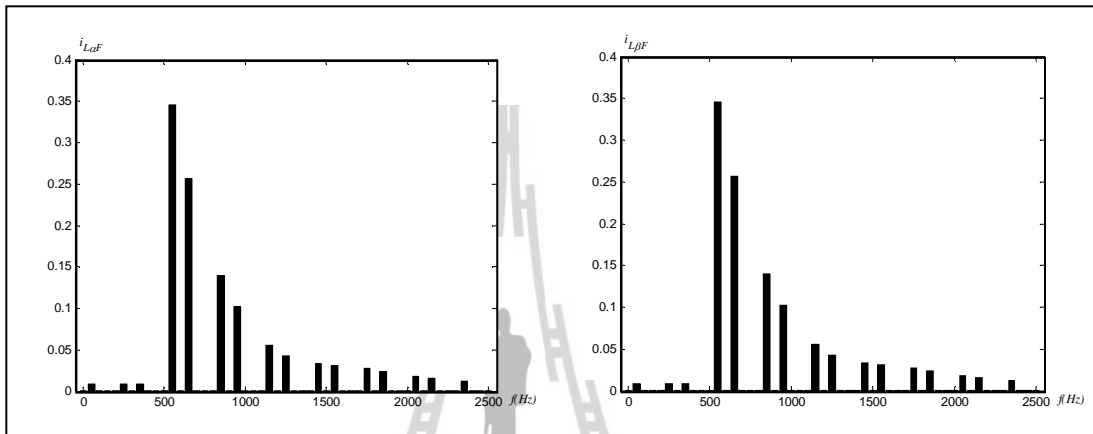
$$i_{L\beta 1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (-i_5 \sin(5\omega t) + i_7 \sin(7\omega t) - i_{11} \sin(11\omega t) + i_{13} \sin(13\omega t) + \dots) \quad (7-23)$$



รูปที่ 7.13 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกน $\alpha\beta$ กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกทุกอันดับ

$$i_{L\alpha F} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (i_{11} \cos(11\omega t) + i_{13} \cos(13\omega t) + \dots) \quad (7-24)$$

$$i_{L\beta F} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (-i_{11} \sin(11\omega t) + i_{13} \sin(13\omega t) + \dots) \quad (7-25)$$

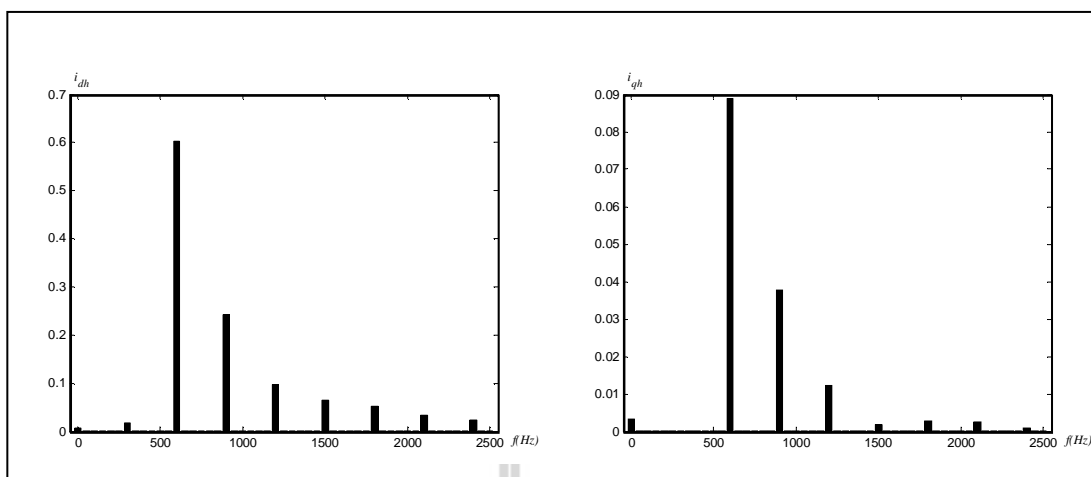


รูปที่ 7.14 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกบนแกน $\alpha\beta$ กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกทุกอันดับ ยกเว้นอันดับที่ 5 และ 7

จากขั้นตอนข้างต้น ดำเนินการแปลงค่ากระแส $i_{L\alpha F}$ และ $i_{L\beta F}$ ไปอยู่บนแกนดีคิว จะได้ค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว (i_{dh}, i_{qh}) ในกรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกทุกอันดับ ยกเว้นอันดับที่ 5 และ 7 ดังสมการที่ (7-26) และสมการที่ (7-27) เพื่อเป็นค่าอินพุตให้กับระบบควบคุมกระแสชดเชย ส่วนผลการวิเคราะห์สเปกตรัม แสดงได้ดังรูปที่ 7.15

$$i_{dh} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} ((i_{11} + i_{13}) \cos(12\omega t) + (i_{17} + i_{19}) \cos(18\omega t) + \dots) \quad (7-26)$$

$$i_{qh} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} ((-i_{11} + i_{13}) \sin(12\omega t) + (-i_{17} + i_{19}) \sin(18\omega t) + \dots) \quad (7-27)$$



รูปที่ 7.15 สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว กรณีพิจารณาตรวจจับฮาร์มอนิกทุกอันดับ ยกเว้นอันดับที่ 5 และ 7

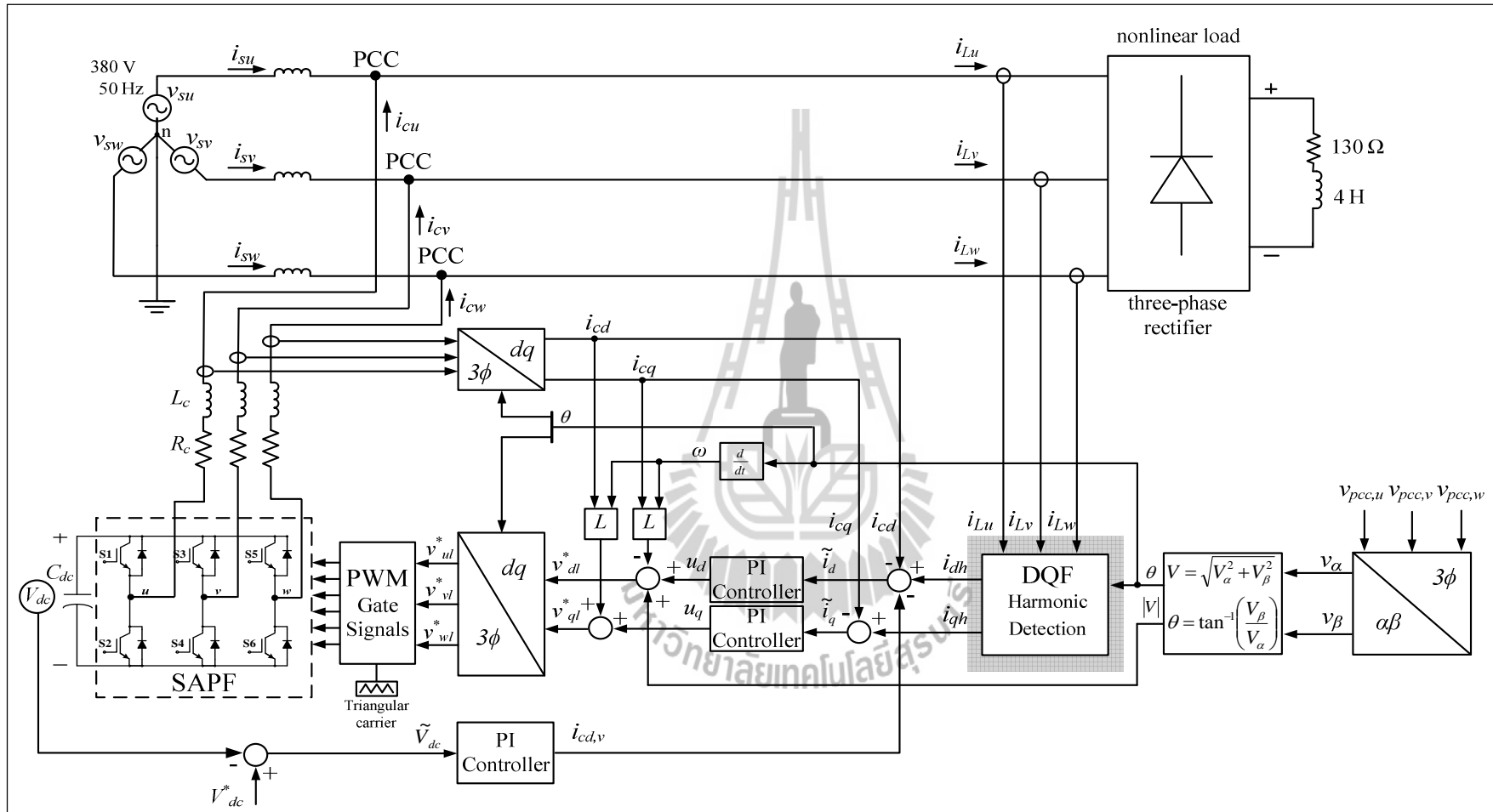
7.3 การจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกของระบบที่นำเสนอในบทนี้มีโครงสร้างของระบบ ดังรูปที่ 7.16 (รายละเอียดการออกแบบระบบควบคุมได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 5 และบทที่ 6) เพื่อทดสอบอัลกอริทึมการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี DQF แบบกำจัดบางอันดับ 4 กรณี ได้แก่ การตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 การตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 การตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 7 และ 11 และกรณีสุดท้ายที่ทดสอบ คือ การตรวจจับฮาร์มอนิกทุกอันดับ ยกเว้นอันดับที่ 5 และ 7 อีกทั้งในบทนี้ยังได้มุ่งเน้นให้อัลกอริทึมดังกล่าวสามารถใช้งานร่วมกับวงจรรองกำลังแอกทีฟที่มีระบบควบคุมการทำงานของวงจร ดังต่อไปนี้

- ระบบควบคุมกระแสชดเชย ได้รับการออกแบบโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชย ที่พึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบ ATS

- ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ได้รับการออกแบบโครงสร้างการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบพีไอ โดยพึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

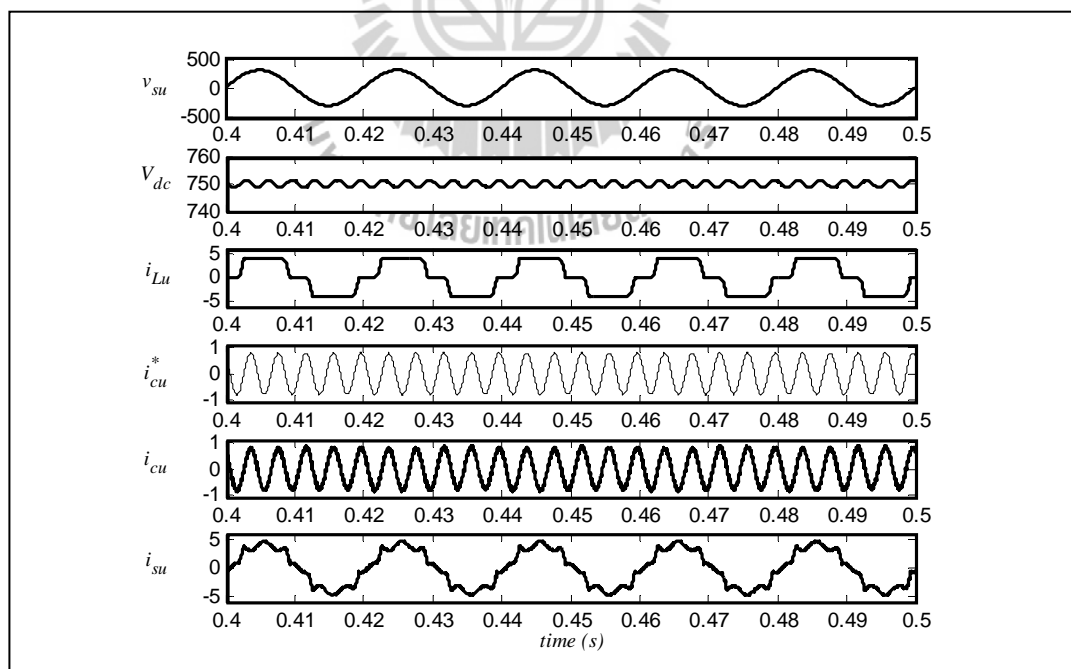
การจำลองสถานการณ์ทั้งระบบมีค่าพารามิเตอร์สำหรับการทดสอบ แสดงดังตารางที่ 7.1 และ ในส่วนผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกแบบบางอันดับของทั้งสี่กรณี แสดงได้ดังรูปที่ 7.17 ถึงรูปที่ 7.20



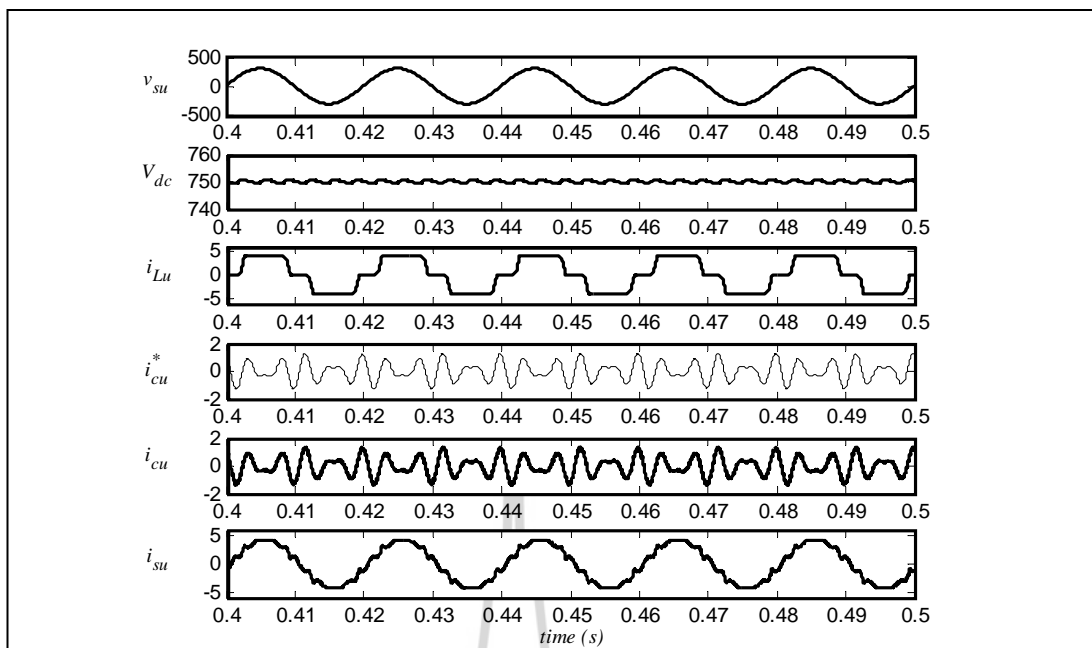
รูปที่ 7.16 การกำจัดฮาร์มอนิกแบบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน

ตารางที่ 7.1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ

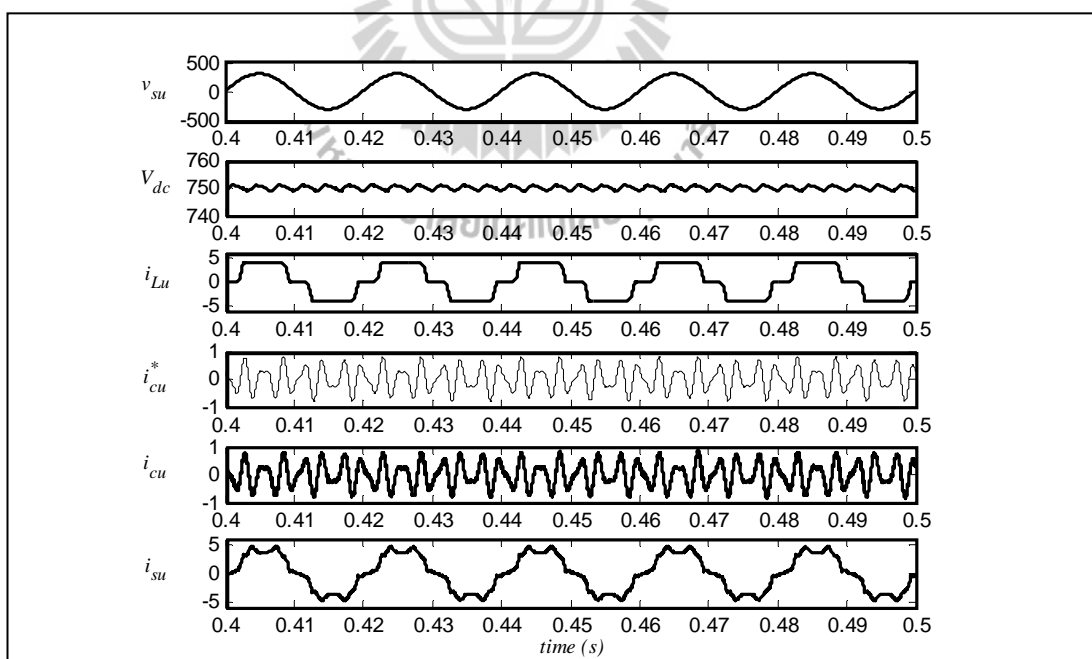
พารามิเตอร์สำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก	$V_s = 220 \text{ V}_{\text{rms}}, f_s = 50 \text{ Hz}, L_s = 10.1 \text{ mH}$
พารามิเตอร์ของโหลด	$L_{L,\text{max}} = 4 \text{ H}, R_{L,\text{max}} = 130 \Omega$
พารามิเตอร์ในวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	$L_c = 39 \text{ mH}, V_{dc} = 750 \text{ V}, C_{dc} = 200 \mu\text{F}$
พารามิเตอร์การควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิค PWM	$f_c = 5000 \text{ Hz}$
พารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ	$K_{PC,d} = 26.84 \times 10^3, K_{IC,d} = 82.66 \times 10^6$ $K_{PC,q} = 34.60 \times 10^3, K_{IC,q} = 80.30 \times 10^6$ $K_{PV} = 0.0175, K_{JV} = 0.3884$



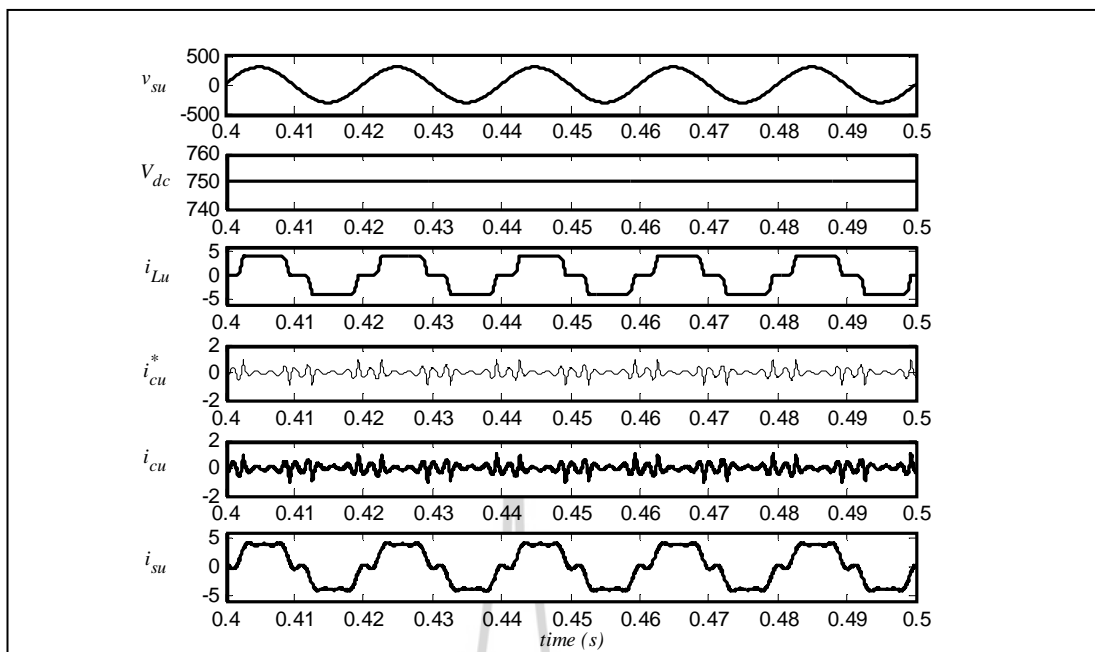
รูปที่ 7.17 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีพิจารณาการกำจัดฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5



รูปที่ 7.18 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีพิจารณากำจัดฮาร์มอนิกเฉพาะ
อันดับที่ 5 และ 7



รูปที่ 7.19 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีพิจารณากำจัดฮาร์มอนิกเฉพาะ
อันดับที่ 7 และ 11



รูปที่ 7.20 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีพิจารณาการจัดฮาร์มอนิกทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ 5 และ 7

จากรูปที่ 7.17 ถึงรูปที่ 7.20 แสดงผลการจำลองสถานการณ์สำหรับกำจัดฮาร์มอนิกในระบบของ เฟส u ที่ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.4 วินาที ถึง 0.5 วินาที พบว่า ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสามารถควบคุมค่า V_{dc} ให้คงที่ เท่ากับ 750 V ในส่วนระบบควบคุมกระแสชดเชย เมื่อพิจารณาจากรูปสัญญาณกระแสทางด้านโหลด (i_{Lu}) พบว่า มีลักษณะบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปไซน์ ส่งผลต่อรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก (i_{su}) ก่อนการชดเชย โดยวัดค่า $\%THD_{av}$ ได้เท่ากับ 24.39 เปอร์เซ็นต์ จากนั้นเมื่อพิจารณารูปสัญญาณ i_{su} ภายหลังจากชดเชยสังเกตได้ว่า รูปสัญญาณดังกล่าวทั้งสี่กรณีมีแนวโน้มเป็นรูปไซน์มากขึ้น ทั้งนี้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกขึ้นอยู่กับ 2 ปัจจัย ได้แก่ สมรรถนะของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่สามารถฉีดกระแสชดเชย (i_{cu}) ได้ตามลักษณะรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิง (i_{cu}^*) และการเลือกพิจารณาการจัดฮาร์มอนิกบางอันดับ โดยค่า $\%THD_{av}$ ของ i_{su} ทั้งสี่กรณี แสดงไว้ในตารางที่ 7.2 จากตารางดังกล่าวผลการกำจัดฮาร์มอนิกกรณีกำจัดฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 วัดค่า $\%THD_{av}$ ของ i_{su} ภายหลังจากชดเชย เท่ากับ 15.32 เปอร์เซ็นต์ กรณีกำจัดฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 วัดค่า $\%THD_{av}$

ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 9.09 เปอร์เซ็นต์ กรณีกำจัดสารมอริกเฉพาะอันดับที่ 7 และ 11 วัดค่า $\%THD_{av}$ ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 19.75 เปอร์เซ็นต์ และกรณีกำจัดสารมอริกทุกอันดับยกเว้น อันดับที่ 5 และ 7 วัดค่า $\%THD_{av}$ ภายหลังการชดเชย ได้เท่ากับ 22.45 เปอร์เซ็นต์

ตารางที่ 7.2 ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีตรวจจับ สารมอริกด้วย วิธี DQF แบบกำจัดบางอันดับ

เฟส	ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย				
	ค่า $\%THD$ ก่อนการชดเชย	ค่า $\%THD$ ภายหลังการชดเชย			
		กรณีที่ 1	กรณีที่ 2	กรณีที่ 3	กรณีที่ 4
<i>u</i>	24.39	15.32	9.09	19.75	22.45
<i>v</i>	24.39	15.32	9.09	19.75	22.45
<i>w</i>	24.39	15.32	9.09	19.75	22.44
เฉลี่ยทั้งสามเฟส	24.39	15.32	9.09	19.75	22.45

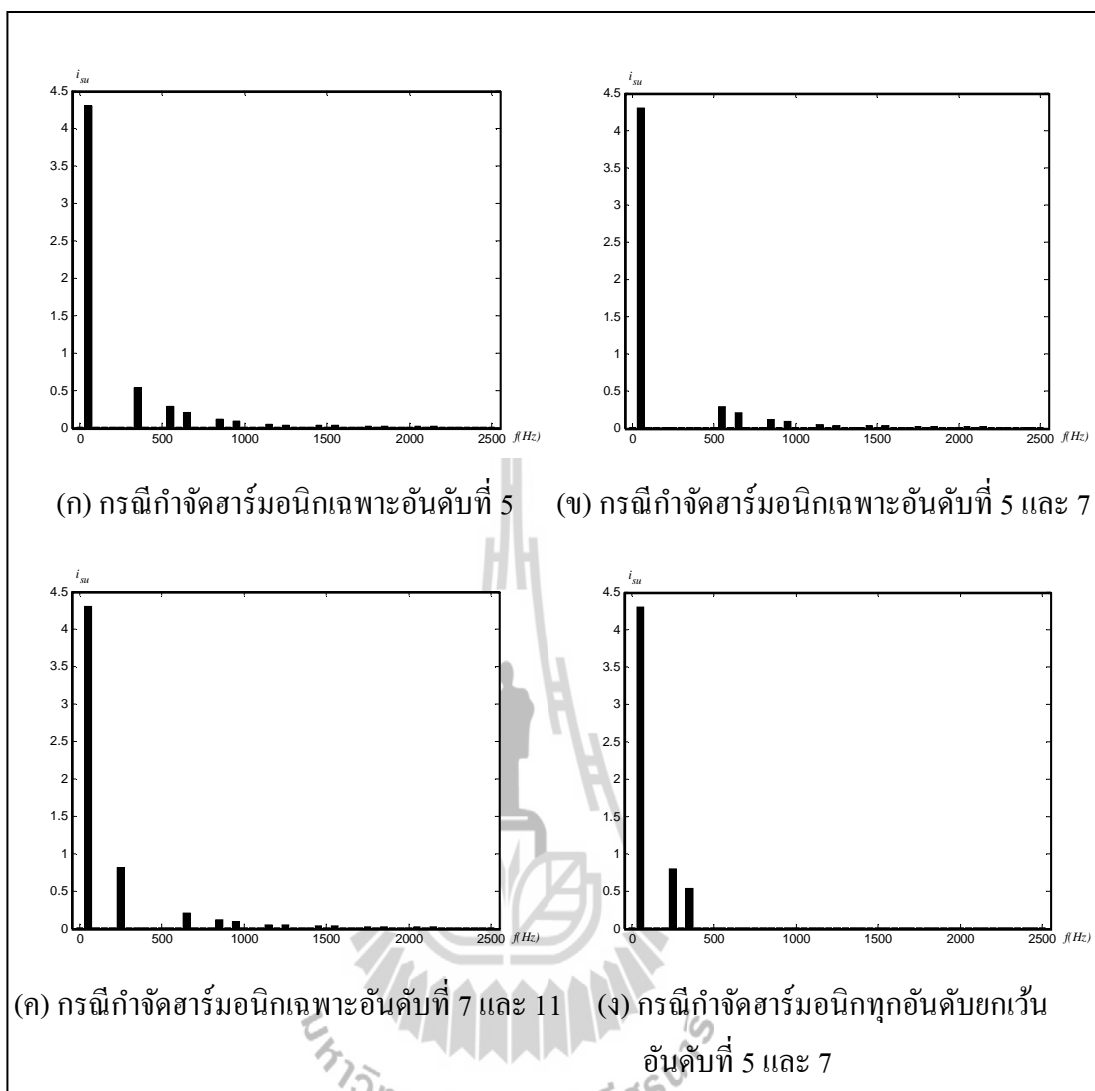
จากค่า $\%THD_{av}$ ที่นำเสนอข้างต้น สังเกตได้ว่า การเลือกกำจัดสารมอริกแบบบางอันดับ มีผลต่อค่า $\%THD_{av}$ ของ i_{su} กล่าวคือ การเลือกกำจัดสารมอริกที่อันดับต่ำ และมีปริมาณกระแสสารมอริกสูง จะทำให้สมรรถนะการกำจัดสารมอริกมีแนวโน้มดีขึ้น โดยปริมาณกระแสสารมอริก ก่อนการชดเชย และภายหลังการชดเชยของ i_{su} ทั้งสี่กรณี แสดงไว้ในตารางที่ 7.3 จากตารางดังกล่าวสังเกตได้ว่า ปริมาณกระแสก่อนการชดเชยมีค่าแอมพลิจูดในแนวโน้มที่ลดลงตามค่าความถี่ที่สูงขึ้น โดยที่ กระแสสารมอริกอันดับที่ 5 ที่ความถี่เท่ากับ 250 เฮิรตซ์ มีค่าแอมพลิจูดสูงสุด เท่ากับ 0.80 A ดังนั้น เมื่อดำเนินการกำจัดสารมอริกในกรณีที่ 1 จะได้ปริมาณกระแสของ i_{su} ภายหลังการชดเชย ที่ไม่มีปริมาณของกระแสสารมอริกอันดับที่ 5 ในขณะที่ยังคงปรากฏปริมาณกระแสสารมอริกที่อันดับอื่น ๆ ในส่วนการกำจัดสารมอริกในกรณีที่ 2 จะได้ปริมาณกระแสของ i_{su} ภายหลังการชดเชย ที่ไม่พบปริมาณของกระแสสารมอริกอันดับที่ 5 และ 7 ส่งผลให้มีสมรรถนะการกำจัดสารมอริกดีกว่ากรณีแรก เช่นเดียวกับการกำจัดสารมอริกในกรณีที่ 3 จะได้

ปริมาณกระแสของ i_{su} ภายหลังจากชดเชย ที่ไม่พบปริมาณของกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 และ 11 แต่ในขณะเดียวกันก็ยังคงปรากฏปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่อันดับอื่น ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง กระแสฮาร์มอนิกอันดับ 5 ส่งผลให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกโดยรวมไม่ดีเท่ากับสองกรณีข้างต้น และกรณีที่ 4 การกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีนี้ จะได้ปริมาณกระแสของ i_{su} ภายหลังจากชดเชย ที่ไม่พบปริมาณของกระแสฮาร์มอนิกทุกอันดับ ยกเว้นปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 ทำให้การกำจัดฮาร์มอนิกในภาพรวมทำได้ไม่ดี แต่อย่างไรก็ตาม วงจรกรองกำลังแอกทีฟยังคงสามารถฉีดกระแสชดเชย ในอันดับฮาร์มอนิกที่พิจารณาให้กำจัดได้อย่างถูกต้อง และให้ผลเป็นที่น่าพอใจ

ตารางที่ 7.3 ปริมาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีตรวจจับฮาร์มอนิก ด้วยวิธี DQF แบบกำจัดบางอันดับ

อันดับฮาร์มอนิก	ปริมาณกระแสก่อนการชดเชย (A)	ปริมาณกระแสหลังการชดเชย (A)			
		กรณีที่ 1	กรณีที่ 2	กรณีที่ 3	กรณีที่ 4
อันดับที่ 5	0.80	0.01	0.01	0.80	0.80
อันดับที่ 7	0.53	0.53	0.01	0.01	0.53
อันดับที่ 11	0.28	0.28	0.28	0.00	0.00
อันดับที่ 13	0.21	0.21	0.21	0.21	0.00
อันดับที่ 17	0.11	0.11	0.11	0.11	0.00
อันดับที่ 19	0.08	0.08	0.08	0.08	0.00

จากผลดังกล่าวสามารถพิจารณาสเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ภายหลังจากฉีดกระแสชดเชยได้ดังรูปที่ 7.21 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า เมื่อทำการฉีดกระแสชดเชย ฮาร์มอนิกอันดับที่พิจารณาให้มีการชดเชยจะถูกกำจัดออกไป โดยปริมาณกระแสฮาร์มอนิกในอันดับที่พิจารณาจะมีปริมาณลดน้อยลง ซึ่งตรงตามการกำหนดไว้ใน 4 กรณีข้างต้น โดยในแต่ละกรณีพิจารณาได้ตามรูปที่ 7.21 (ก) รูปที่ 7.21 (ข) รูปที่ 7.21 (ค) และรูปที่ 7.21 (ง) ตามลำดับ



รูปที่ 7.21 สเปกตรัมของกระแสฮาร์โมนิกลำดับต่าง ๆ ภายหลังจากฉีดกระแสชดเชย

7.4 สรุป

ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวิธี DQF แบบกำจัดบางอันดับที่นำเสนอในบทนี้ เป็นการนำเสนอขั้นตอนการคำนวณ และผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกในอันดับที่พิจารณาอยู่ด้วยกัน 4 กรณี ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์พบว่า อัลกอริทึมดังกล่าวสามารถใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีโครงสร้างระบบควบคุมอยู่บนแกนดีคิว และสามารถชดเชยกระแสฮาร์โมนิกในอันดับที่ต้องการได้ โดยยืนยันผลการทดสอบด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ในโปรแกรม MATLAB นอกจากนี้การพัฒนาอัลกอริทึมดังกล่าวมีแนวทางที่เป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังพาสซีฟ

บทที่ 8

สรุปและข้อเสนอแนะ

8.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการพัฒนากระบวนการทำงานของวงจรกรองกำลัง แอ็กทีฟแบบขนาน สำหรับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล โดยงานวิจัยได้เริ่มต้นจากปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทางด้านวงจรกรองกำลังแอ็กทีฟ ซึ่งจากการศึกษาค้นคว้า พบว่า องค์ประกอบการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบด้วยวงจรกรองกำลัง แอ็กทีฟแบบขนานสามารถแบ่งออกเป็น 4 ส่วน ได้แก่ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลัง แอ็กทีฟแบบขนาน การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอ็กทีฟ การควบคุมกระแสชดเชยสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอ็กทีฟ และการควบคุมแรงดันบัส ไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอ็กทีฟ ซึ่งรายละเอียดการค้นคว้าต่าง ๆ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2

การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอ็กทีฟแบบขนาน มีความสำคัญอย่างยิ่งต่อ สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า เนื่องจากเป็นส่วนการคำนวณกระแสอ้างอิง จึงส่งผล โดยตรงต่อระบบควบคุมกระแสชดเชย หากการคำนวณกระแสอ้างอิงเกิดข้อผิดพลาด ส่วนต่าง ๆ ของวงจรก็จะทำงานผิดพลาดด้วยเช่นกัน การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนคิกวนนอกจากมีความสามารถในการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดีแล้ว ยังมีโครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกที่รองรับกับ โครงสร้างของการควบคุมบนแกนคิกวน ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิก ที่พิจารณาบนแกนคิกวน 2 วิธี ได้แก่ วิธีกรอบอ้างอิงเชิงโรตัส (วิธี SRF) และวิธีคิกวนเฟส (วิธี DQF) โดยรายละเอียดเนื้อหาของการตรวจจับฮาร์มอนิกในแต่ละวิธี ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 นอกจากนี้ ในบทดังกล่าวได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะในการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนคิกวนให้ดียิ่งขึ้น ซึ่งผลการทดสอบ พบว่า การปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี DQF ด้วยการแยก ปริมาณฮาร์มอนิกโดยใช้ SWFA เฉพาะบนแกนคิกวน สามารถสร้างกระแสอ้างอิงให้กับวงจรกรอง กำลังแอ็กทีฟแบบขนานเพื่อการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไปพร้อมกัน

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอ็กทีฟแบบขนาน ที่นำเสนอในบทที่ 4 อธิบายโดยใช้กฎกระแส และแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ในการวิเคราะห์หาแบบจำลองบนปริมาณสาม เฟส รวมถึงการแปลงแบบจำลองดังกล่าวอยู่บนแกนคิกวน ด้วยหลักการแปลงของปาร์ค ซึ่งผลเฉลย

ของแบบจำลองที่ได้มีการตรวจสอบและยืนยันความถูกต้อง เพื่อประโยชน์สำหรับนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุมให้กับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ถูกนำมาใช้เพื่อการออกแบบระบบควบคุมการทำงานของวงจรดังกล่าวบนแกนดีคิว โดยแบ่งการออกแบบเป็น 2 ส่วนด้วยกัน ส่วนแรกเป็นการออกแบบระบบควบคุมกระแสชดเชย ซึ่งถูกนำมาใช้งานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม และส่วนที่สองเป็นการออกแบบระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง อีกทั้งมีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ในวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานไว้ด้วยเช่นกัน ซึ่งรายละเอียดต่าง ๆ เกี่ยวกับการออกแบบได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 จากผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ ที่ได้รับการออกแบบในข้างต้น พบว่า กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักภายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น มีปริมาณฮาร์มอนิกลดลงจากเดิมถึง 91.36 เปอร์เซ็นต์ จึงสามารถยืนยันได้ว่าการออกแบบระบบควบคุมด้วยวิธีการดังกล่าวให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี รวมถึงให้ผลการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่ดีด้วยเช่นกัน

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อต้องการพัฒนาระบบควบคุม ให้มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดียิ่งขึ้นกับระบบที่พิจารณา วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (วิธี ATS) จึงถูกนำมาใช้เป็นเครื่องมือในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมให้กับตัวควบคุมแบบพีไอบนแกนดีคิว ด้วยการประเมินผ่านฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่กำหนดเป้าหมายการประเมินค่า 2 แนวทาง ได้แก่ การประเมินจากผลต่างระหว่างค่ากระแสชดเชยกับค่ากระแสอ้างอิง ด้วยวิธีการค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ และแบบ 4 พารามิเตอร์ และการประเมินจากผลตอบสนองทางเวลา ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์ของระบบกำจัดฮาร์มอนิกที่มีการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยสองแนวทางข้างต้น พบว่า การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ด้วยการประเมินจากผลต่างระหว่างค่ากระแสชดเชยกับค่ากระแสอ้างอิงกรณีการค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์ ให้ผลการออกแบบที่ดีที่สุด โดยชี้วัดจากค่า $\%THD_{av}$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายภายหลังการชดเชย ซึ่งผลจากการออกแบบด้วยวิธี ATS ทำให้ค่า $\%THD_{av}$ ที่ได้ลดลงกว่าการออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิมคิดเป็น 17.35 เปอร์เซ็นต์ ส่งผลให้ปริมาณฮาร์มอนิกลดลงจากก่อนการชดเชย เท่ากับ 93.37 เปอร์เซ็นต์ อีกทั้งค่า $\%THD_{av}$ ที่ได้เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 อย่างไรก็ตาม การนำเสนอวิธีการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมด้วยวิธี ATS ทั้งสองแนวทาง ให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีและใกล้เคียงกัน ทั้งนี้จึงขึ้นอยู่กับผู้วิจัยจะเลือกใช้แนวทางใดในการออกแบบ สำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมกับระบบมากที่สุด ส่วนรายละเอียดต่าง ๆ ของการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอโดยใช้วิธี ATS ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6

การพัฒนาอัลกอริทึมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ให้สามารถแยกปริมาณฮาร์มอนิกในแต่ละอันดับที่พิจารณาได้ถูกต้อง และมีสมรรถนะการทำงานที่ดีสามารถลดกระแสชดเชยให้กับระบบอย่างเหมาะสม มีความสำคัญอย่างยิ่งต่อแนวทางการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังไฮบริด เนื่องจากการผสมผสานข้อดีระหว่างวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และวงจรกรองกำลังพาสซีฟเข้าด้วยกัน โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้ยกตัวอย่างการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบกำจัดบางอันดับ 4 กรณี ได้แก่ การตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 การตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 การตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 7 และ 11 และการตรวจจับฮาร์มอนิกทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ 5 และ 7 ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์พบว่า อัลกอริทึมดังกล่าวสามารถใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีโครงสร้างของระบบควบคุมอยู่บนแกนดีคว และผลการทดสอบทั้งสี่กรณีข้างต้นให้ผลการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกในอันดับที่ต้องการได้อย่างดี ในส่วนรายละเอียดต่าง ๆ ของขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีควเอฟแบบกำจัดบางอันดับ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 7

8.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

1. ควรมีงานภาคปฏิบัติสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน รวมถึงระบบควบคุมต่าง ๆ ตามที่ได้ออกแบบไว้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เพื่อยืนยันผลการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบที่พิจารณา
2. ควรมีการศึกษาค้นคว้า และดำเนินการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบควบคุมแบบวงปิด เพื่อประโยชน์สำหรับใช้ในการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ รวมถึงสามารถนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรดังกล่าว
3. ควรมีการพัฒนาในส่วนตัวควบคุมแบบฟิวของระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ให้มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดียิ่งขึ้น โดยการเลือกใช้ตัวควบคุมทางปัญญาเชิงคำนวณแบบผสม (Hybrid Computational Intelligent)
4. ควรมีการประเมินค่า %THD ต่อผลกระทบอันจะเกิดขึ้นกับอุปกรณ์ไฟฟ้าชนิดต่าง ๆ ในระบบ เช่น ระบบส่งจ่าย ระบบสายส่ง โหลดของระบบ เป็นต้น นอกเหนือจากการพิจารณาค่าดังกล่าวด้วยการอ้างอิงกับมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 เพียงอย่างเดียว เนื่องจากในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ มุ่งเน้นที่จะปรับปรุงระบบให้มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีที่สุด ด้วยเหตุนี้จึงควรเพิ่มเติมการวิเคราะห์ถึงผลดีที่เกิดขึ้นจากการปรับปรุง

5. ควรมีการปรับระบบในการจำลองสถานการณ์ให้ใกล้เคียงงานในทางปฏิบัติมากขึ้น เช่น การพิจารณาระบบเฟสล็อกกรุป (PLL) การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เป็นต้น



รายการอ้างอิง

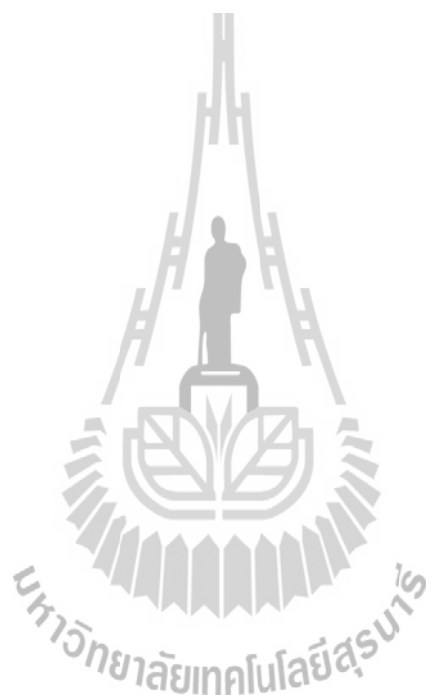
- กองพล อารีรักษ์. (2549). การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ. วิทยานิพนธ์ปริญญาคุชฎีบัณฑิต. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ทศพร ณรงค์ฤทธิ์. (2553). การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทมหาบัณฑิต. สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ปราจรี ประสมศักดิ์. (2554). การประยุกต์ฟuzzy logic สำหรับการควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทมหาบัณฑิต. สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- อาทิตย์ ศรีแก้ว. (2552).1. ปัญหาเชิงคำนวณ. สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- Akagi, H., Kanazawa, Y., and Nabae, A. (1984). Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. **IEEE Trans. Ind. Appl.** 20: 625-630.
- Benchaita, L., Saadate, S., and Nia, A.S. (1999). A Comparison of Voltage Source and Current Source Shunt Active Filter by Simulation and Experimentation. **IEEE Transactions on Power Systems.** 14(2): 837-842.
- Bryant, N., Machmoum, M. and Chevrel, P. (1998). Control of a three-phase active power filter with optimized design of the energy storage capacitor. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1998. (PESC '98).** 1: 878-883.
- Buso, S. Malesani, L. and Mattavelli, P. (1998). Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications, Industrial Electronics. **IEEE Transactions.** 45: 722-729.
- B. Zhang. (2007). The Method based on a Generalized dqk Coordinate Transform for Current Detection of an Active Power Filter and Power System. **IEEE Power Electronics Specialists Conference.** :242- 248.

- Cardenas, V. Moran, L. Bahamondes, A. Dixon, J., (2003). Comparative analysis of real time reference generation techniques for four-wire shunt active power filters. **Power Electronics Specialist Conference, PESC '03 IEEE 34th Annual**. 2: 791 – 79
- Casadei, D., Grandi, G., Reggiani, U. and Rossi, C. (1999). Control Methods for Active Power Filters with Minimum Measurement Requirements. **IEEE conference on Applied Power Electronics Conference and Exposition 1999 (APEC '99)**. 2: 1153–1158.
- Chen, C.L., Lin, C.E. and Huang, C.L. (1994). An Active Filter for Unbalanced Three-Phase System Using Synchronous Detection Method. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1994 (PESC '94)**. 2: 1451-1455.
- Chen, D., and Xie S. (2004). Review of the control strategies applied to active power filters. **IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation Restructuring and Power Technologies (DRPT '04)**. 2: 666-670.
- Dixon, J.W., Tepper, S. and Moran, L. (1994). Analysis and Evaluation of Different Modulation Techniques for Active Power Filters. **IEEE Conference and Exposition on Applied Power Electronics Conference 1994 (APEC '94)**. 2: 894–900.
- Elham B.M., Clarence L.W., and Adly A.G. (1992). A Harmonic Analysis of the Induction Wathour Meter's Registration Error. **IEEE Transaction on Power Delivery**. 7(3): 1080 - 1088.
- Gary W. Chang, and Tai-Chang Shee, (2002). A Comparative Study of Active Power Filter Reference Compensation Approaches. **Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE**. 2: 1017 – 1021.
- Habrouk, M.E., and Darwish, M.K. (2001). Analysis Harmonic Current Computation Technique for Power Active Filters using DSPs. **IET journal on Electric Power Applications**. 148(1): 21-28.
- Hayashi, Y., Sato, N. And Takahashi, K. (1988). A Novel Control of a Current Source Active Filter for AC Power System Harmonic Compensation. **IEEE Conference on Industry Applications Society Annual**. 1: 837–842.
- Ho, J.M., and Liu, C.C. (2001). The Effects of Harmonics on Differential Relay for a Transformer. **IEE International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED)**. 2 (482).

- Indrajit P. and Paul J.S. (1989). Effect of Harmonic on Power Measurement. **IEEE Petroleum and Chemical Industry Conference**. : 129 - 132.
- Kazmierkowski M.P. and Malesani L. (1998). Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 45(5): 691-703.
- K-L. Areerak. (2008). Harmonic Detection Algorithm based on DQ Axis with Fourier Analysis for Hybrid Power Filters”, **WSEAS Transactions on Power Systems**. 11(3): 665-674.
- K-L. Areerak and K-N. Areerak, (2010). The Comparison Study of Harmonic Detection Methods for Shunt Active Power Filters. **The WASET International Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ICEMPE 2010), Paris, France: 271-276**.
- Limongi, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves, G. M. S. Azevedo, (2006). Implementation of a Digital Signal Processor-controlled Shunt Active Filter. **Electrical Power Quality and Utilisation, Journal**. 7(2): 5-14.
- M. Dolen R. D. Lorenz, (2000). An Industrially Useful Means for Decomposition and Differentiation of Harmonic Components of Periodic Waveforms. **Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE**. 2: 1016 – 1023.
- Mekri, F. Mazari, B. Machmoum, M., (2006). Control and optimization of shunt active power filter parameters by fuzzy logic. **Electrical and Computer Engineering, Canadian Journal**. 31(3): 127 – 134.
- Mendalek, N. Al-Haddad, K., (2000). Modeling and Nonlinear Control of Shunt Active Power Filter in the Synchronous Reference Frame. **Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on**. 1: 30 – 35.
- Mendalek, N. Al-Haddad, K. Fnaiech, F. Dessaint, L.A., (2003). Nonlinear control technique to enhance dynamic performance of a shunt active power filter. **Electric Power Applications, IEE Proceedings**. 150(4): 373 – 379.
- Otis M. Solomon, Jr., (1994). The Use of DFT Windows in Signal-to-Noise Ratio and Harmonic Distortion Computations. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. 43(2): 194-199.

- Peng, F. Z., Akagi, H., and Nabae, A. (1990). A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems-A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters. **IEEE Transactions on Industry Application**. 26(6): 983-990.
- P. Prasomsak, K-L. Areerak, K-N. Areerak, and A. Srikaew, (2010). Control of Shunt Active Power Filters Using Fuzzy Logic Controller. **The IASTED International Conference Modelling, Identification, and Control (AsiaMIC 2010), Phuket, Thailand**: 107-113
- Rahmani, S. Mendalek, N. Al-Haddad, K., (2010). Experimental Design of a Nonlinear Control Technique for Three-Phase Shunt Active Power Filter. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**. 57(10): 3364 – 3375.
- Rice, D. E. (1986). Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics – Their Effect on Power Systems Components. **IEEE Transactions on Industrial**. 22(1): 161-177.
- Salem Rahmani Abdelhamid Hamadi Nassar Mendalek and Kamal Al-Haddad, (2009). A New Control Technique for Three-Phase Shunt Hybrid Power Filter. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**. 56(8): 2904 – 2915.
- Soares, V., Verdelho P. and Marques, G. (1997). Active Power Filter Control Circuit Based on the Instantaneous Active and Reactive Current i_d - i_q Method. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1997 (PESC '97)**. 2: 1096-1101.
- Sujitjorn, S., Areerak, K.-L. and Kulworawanichpong, T. (2007). The DQ Axis With Fourier (DQF) Method for Harmonic Identification, **IEEE Transactions on Power Delivery**. 22(1): 737-739.
- Takeda, M. Ikeda, K. Teramoto, A. and Aritsuka, T. (1988). Harmonic Current and Reactive Power Compensation with an Active Filter. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1988 (PESC '88)**. 2: 1174-1179.
- Valouch, V., Lin C.E., and Chen C-L. (1999). Synchronous Detection Method for Three-Phase Three-Wire Systems in Reactive and Harmonic Power Compensation. **Proc. Natl. Sci. Counc. ROC(A)**. 23(3): 429-435.
- Wagner, V. E. (1993). Effects of Harmonics on Equipment. **IEEE Transactions on Power Delivery**. 8(2): 672-680.

- Xu, J.H. Lott, C. Saadate, S. and Davat, B. (1994). Simulation and Experimentation of a Voltage Source Active Filter Compensating Current Harmonics and Power Factor. **Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '94, 20th International Conference.** 1: 411-415.
- Zouidi, A., Fnaiech, F. and Al-Haddad, K. (2006). Voltage source Inverter Based three-phase shunt active Power Filter: Topology, Modeling and Control Strategies. **IEEE-ISIE International Symposium on Industrial Electronics.** : 785-790





ภาคผนวก ก

โปรแกรมการปรับปรุงสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีการค้นหา
แบบตามเชิงปรับตัว

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

```

*****
โปรแกรมการค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ
โดย นายพลสิทธิ์ สานติประพันธ์
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี พ.ศ. 2554
*****

% เอาต์พุตของโปรแกรม คือ ค่าความคลาดเคลื่อนของกระแสชดเชยบนแกนดีคิว
function W = design(var1,var2);           % โปรแกรมรับอินพุต 2 ค่า จาก ATS และส่งค่า W ให้
                                           ATS ประเมินคำตอบ

% กำหนดตัวแปรเริ่มต้น
kpa    = var1;      kia    = var2;
%ดึงข้อมูลและกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่จำเป็นของระบบ
load id_data.mat;
load iq_data.mat;
load Vpccu.mat;
load Vpccv.mat;
load Vpccw.mat;
load V.mat;
load theta.mat;
Vdc = 750;          %กำหนดค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจร APF เท่ากับ 750 V
Lf = 0.039;        %กำหนดค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจร APF(mH)
dT = 2e-6;        %ช่วงเวลาซิกตัวอย่าง (วินาที)
f = 5000;          %กำหนดความถี่สวิตช์ (เฮิรตซ์)

%ข้อมูลที่ใช้ในการคำนวณ
id_ref = id_data(50000:70000);           % ข้อมูลของ id_data ใน 2 คาบสุดท้าย
iq_ref = iq_data(50000:70000);           % ข้อมูลของ iq_data ใน 2 คาบสุดท้าย
vpccu = Vpccu(50000:70000);               % ข้อมูลของ Vpccu ใน 2 คาบสุดท้าย
vpccv = Vpccv(50000:70000);               % ข้อมูลของ Vpccv ใน 2 คาบสุดท้าย
vpccw = Vpccw(50000:70000);               % ข้อมูลของ Vpccw ใน 2 คาบสุดท้าย
v = V(50000:70000);                       % ข้อมูลของ |V| ใน 2 คาบสุดท้าย
zeta = theta(50000:70000);                 % ข้อมูลของ theta ใน 2 คาบสุดท้าย

```



```

%กำหนดค่าเริ่มต้นในการจำลองสถานการณ์
id_rel = [];           %กำหนดให้ตัวแปร id_rel สำหรับรองรับค่ากระแสชดเชย
iq_rel = [];           %กำหนดให้ตัวแปร iq_rel สำหรับรองรับค่ากระแสชดเชย
id_rel(1) = 0;         %กำหนดค่าเริ่มต้นของ id_rel เท่ากับ 0
iq_rel(1) = 0;         %กำหนดค่าเริ่มต้นของ iq_rel เท่ากับ 0
icusim(1) = 0;        %กำหนดค่าเริ่มต้นของ icusim เท่ากับ 0
icvsim(1) = 0;        %กำหนดค่าเริ่มต้นของ icvsim เท่ากับ 0
icwsim(1) = 0;        %กำหนดค่าเริ่มต้นของ icwsim เท่ากับ 0
vu = [];               %กำหนดตัวแปร vu สำหรับรับค่าแรงดันของวงจรAPF
vv = [];               %กำหนดตัวแปร vv สำหรับรับค่าแรงดันของวงจรAPF
vw = [];               %กำหนดตัวแปร vw สำหรับรับค่าแรงดันของวงจรAPF
error_d = [];          %กำหนดตัวแปร error_d สำหรับรับค่าความผิดพลาดบนแกนดี
error_q = [];          %กำหนดตัวแปร error_q สำหรับรับค่าความผิดพลาดบนแกนควิ
error_d(1) = 0;        %กำหนดค่าเริ่มต้นของ error_d เท่ากับ 0
error_q(1) = 0;        %กำหนดค่าเริ่มต้นของ error_q เท่ากับ 0
tr = sawtooth(2*pi*f*(0.1:2e-6:0.14),0.5); %สร้างสัญญาณสามเหลี่ยม
%การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ
for k=1:1:20000;
if k==1
    vu(1) = 0;          %กำหนดให้ค่า vu เริ่มต้น เท่ากับ 0
    vv(1) = 0;          %กำหนดให้ค่า vv เริ่มต้น เท่ากับ 0
    vw(1) = 0;          %กำหนดให้ค่า vw เริ่มต้น เท่ากับ 0
    ud(1) = 0;          %กำหนดให้ค่า ud เริ่มต้น เท่ากับ 0
    uq(1) = 0;          %กำหนดให้ค่า uq เริ่มต้น เท่ากับ 0
    w(1) = 0;           %กำหนดให้ค่า w เริ่มต้น เท่ากับ 0
end
if k>1
    w(k) = (zeta(k) - zeta(k-1))/dT; %กระบวนการคำนวณความถี่เชิงมุม w
    error_d(k) = (id_ref(k) - id_rel(k-1)); %หาผลต่างบนแกนดี
    error_q(k) = (iq_ref(k) - iq_rel(k-1)); %หาผลต่างบนแกนควิ

```

```

%PI controller
ud(k) = kpa*(error_d(k))+ kia*(error_d(k))*dT;
                                     %เอาต์พุตของ PI บนแกนดี

uq(k) = kpa*(error_q(k))+ kia*(error_q(k))*dT;
                                     %เอาต์พุตของ PI บนแกนคว

vdl(k) = -(iq_rel(k-1)*Lf*w(k))+ v(k) + ud(k);
                                     %คำนวณแรงดันอ้างอิงบนแกนดี
vql(k) = (id_rel(k-1)*Lf*w(k)) + uq(k);
                                     %คำนวณแรงดันอ้างอิงบนแกนคว

v_alpha(k) = (cos(zeta(k))*vdl(k))+(-sin(zeta(k))*vql(k)); %แปลงปริมาณบนแกน alpha
v_beta(k) = (sin(zeta(k))*vdl(k))+cos(zeta(k))*vql(k); %แปลงปริมาณบนแกน beta
v_ul(k) = sqrt(2/3)*((v_alpha(k)*(1))+(v_beta(k)*(0))); %แปลงปริมาณบนแกน u
v_vl(k) = sqrt(2/3)*((v_alpha(k)*(-0.5))+(v_beta(k)*(sqrt(3)/2)));
                                     %แปลงปริมาณบนแกน v

v_wl(k) = sqrt(2/3)*((v_alpha(k)*(-0.5))+(v_beta(k)*(-sqrt(3)/2)));
                                     %แปลงปริมาณบนแกน w

%การทำงานของวงจรรินเวอร์ที่ใช้เทคนิคการสวิตช์ PWM
if v_ul(k)>= tr(k) %เฟส u
    vu(k) = +Vdc;
else v_ul(k)< tr(k)
    vu(k) = 0;
end

if v_vl(k)>= tr(k) %เฟส v
    vv(k) = +Vdc;
else v_vl(k)< tr(k)
    vv(k) = 0;
end

if v_wl(k)>= tr(k) %เฟส w
    vw(k) = +Vdc;
else v_wl(k)< tr(k)
    vw(k) = 0;
end
end

```

```

icusim(k) = ((vu(k)-vpccu(k))/Lf)*dT + icusim(k-1);
                                %คำนวณกระแสขดเคขจริงเฟส u
icvsim(k) = ((vv(k)-vpccv(k))/Lf)*dT + icvsim(k-1);
                                %คำนวณกระแสขดเคขจริงเฟส v
icwsim(k) = ((vw(k)-vpccw(k))/Lf)*dT + icwsim(k-1);
                                %คำนวณกระแสขดเคขจริงเฟส w

i_alpha(k) = (1*icusim(k))+(-0.5*icvsim(k))+(-0.5*icwsim(k));
                                %แปลงปริมาณบนแกน alpha
i_beta(k) = (0*icusim(k))+((sqrt(3)/2)*icvsim(k))+(-sqrt(3)/2)*icwsim(k));
                                %แปลงปริมาณบนแกน beta
yd(k) = (cos(zeta(k))*i_alpha(k))+sin(zeta(k))*i_beta(k));
                                %แปลงปริมาณบนแกนดี
yq(k) = (-sin(zeta(k))*i_alpha(k))+cos(zeta(k))*i_beta(k));
                                %แปลงปริมาณบนแกนคว

end
end

for j = 1:1:20000
                                %คำนวณค่า W จากค่า error_dq ใน 2 คาบสุดท้าย
    error1(j) = (error_d(j));
    error2(j) = (error_q(j));
    error(j) = sqrt(((error1(j)^2)+(error2(j)^2))/2);
end

W=sum(error)/20000;           %ค่า W สำหรับใช้ประเมินเพื่อการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS

```

```

*****
โปรแกรมการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ
โดย นายพลสิทธิ์ สานติประพันธ์
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี พ.ศ.2554
*****
% เอาต์พุตของโปรแกรม คือ ค่าผลต่างระหว่างกระแสชดเชยกับค่ากระแสอ้างอิงบนแกนคิกิว
function W = design(var1,var2, var3,var4);      % โปรแกรมรับอินพุต 2 ค่า จาก ATS และส่ง
                                              % ค่า W ให้ ATS ประเมินคำตอบ

% กำหนดตัวแปรเริ่มต้น
kpda = var1;   kida = var2;   kpqa = var3;   kiqa = var4;
%ดึงข้อมูลและกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่จำเป็นของระบบ
load id_data.mat;
load iq_data.mat;
load Vpccu.mat;
load Vpccv.mat;
load Vpccw.mat;
load V.mat;
load theta.mat;
Vdc = 750;      %กำหนดค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจร APF เท่ากับ 750 V
Lf = 0.039;    %กำหนดค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจร APF(mH)
dT = 2e-6;    %ช่วงเวลาซิกตัวอย่าง(วินาที)
f = 5000;     %กำหนดความถี่สวิตช์ (เฮิรตซ์)
%จุดข้อมูลที่ใช้ในการคำนวณ
id_ref = id_data(50000:70000);      % ข้อมูลของ id_data ใน 2 คาบสุดท้าย
iq_ref = iq_data(50000:70000);      % ข้อมูลของ iq_data ใน 2 คาบสุดท้าย
vpccu = Vpccu(50000:70000);          % ข้อมูลของ Vpccu ใน 2 คาบสุดท้าย
vpccv = Vpccv(50000:70000);          % ข้อมูลของ Vpccv ใน 2 คาบสุดท้าย
vpccw = Vpccw(50000:70000);          % ข้อมูลของ Vpccw ใน 2 คาบสุดท้าย
v = V(50000:70000);                  % ข้อมูลของ |V| ใน 2 คาบสุดท้าย
zeta = theta(50000:70000);           % ข้อมูลของ theta ใน 2 คาบสุดท้าย

```

```

%กำหนดค่าเริ่มต้นในการจำลองสถานการณ์
id_rel = [];           %กำหนดให้ตัวแปร id_rel สำหรับรองรับค่ากระแสชดเชย
iq_rel = [];           %กำหนดให้ตัวแปร iq_rel สำหรับรองรับค่ากระแสชดเชย
id_rel(1) = 0;         %กำหนดค่าเริ่มต้นของ id_rel เท่ากับ 0
iq_rel(1) = 0;         %กำหนดค่าเริ่มต้นของ iq_rel เท่ากับ 0
icusim(1) = 0;        %กำหนดค่าเริ่มต้นของ icusim เท่ากับ 0
icvsim(1) = 0;        %กำหนดค่าเริ่มต้นของ icvsim เท่ากับ 0
icwsim(1) = 0;        %กำหนดค่าเริ่มต้นของ icwsim เท่ากับ 0
vu = [];               %กำหนดตัวแปร vu สำหรับรับค่าแรงดันของวงจรAPF
vv = [];               %กำหนดตัวแปร vv สำหรับรับค่าแรงดันของวงจรAPF
vw = [];               %กำหนดตัวแปร vw สำหรับรับค่าแรงดันของวงจรAPF
error_d = [];          %กำหนดตัวแปร error_d สำหรับรับค่าความผิดพลาดบนแกนดี
error_q = [];          %กำหนดตัวแปร error_q สำหรับรับค่าความผิดพลาดบนแกนควิ
error_d(1) = 0;        %กำหนดค่าเริ่มต้นของ error_d เท่ากับ 0
error_q(1) = 0;        %กำหนดค่าเริ่มต้นของ error_q เท่ากับ 0
tr = sawtooth(2*pi*f*(0.1:2e-6:0.14),0.5); %สร้างสัญญาณสามเหลี่ยม
%การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ
for k=1:1:20000;
if k==1
    vu(1) = 0;          %กำหนดให้ค่า vu เริ่มต้น เท่ากับ 0
    vv(1) = 0;          %กำหนดให้ค่า vv เริ่มต้น เท่ากับ 0
    vw(1) = 0;          %กำหนดให้ค่า vw เริ่มต้น เท่ากับ 0
    ud(1) = 0;          %กำหนดให้ค่า ud เริ่มต้น เท่ากับ 0
    uq(1) = 0;          %กำหนดให้ค่า uq เริ่มต้น เท่ากับ 0
    w(1) = 0;           %กำหนดให้ค่า w เริ่มต้น เท่ากับ 0
end
if k>1
    w(k) = (zeta(k) - zeta(k-1))/dT; %กระบวนการคำนวณความถี่เชิงมุม w
    error_d(k) = (id_ref(k) - id_rel(k-1)); %หาผลต่างบนแกนดี
    error_q(k) = (iq_ref(k) - iq_rel(k-1)); %หาผลต่างบนแกนควิ

```

```

%PI controller
ud(k) = kpda*(error_d(k))+ kida*(error_d(k))*dT;
                                                    %เอาต์พุตของ PI บนแกนดี

uq(k) = kpqa*(error_q(k))+ kiqa*(error_q(k))*dT;
                                                    %เอาต์พุตของ PI บนแกนคิว

vdl(k) = -(iq_rel(k-1)*Lf*w(k))+ v(k) + ud(k);
                                                    %คำนวณแรงดันอ้างอิงบนแกนดี
vql(k) = (id_rel(k-1)*Lf*w(k)) + uq(k);
                                                    %คำนวณแรงดันอ้างอิงบนแกนคิว

v_alpha(k) = (cos(zeta(k))*vdl(k))+(-sin(zeta(k))*vql(k)); %แปลงปริมาณบนแกน alpha
v_beta(k) = (sin(zeta(k))*vdl(k))+cos(zeta(k))*vql(k); %แปลงปริมาณบนแกน beta
v_ul(k) = sqrt(2/3)*((v_alpha(k)*(1))+(v_beta(k)*(0))); %แปลงปริมาณบนแกน u
v_vl(k) = sqrt(2/3)*((v_alpha(k)*(-0.5))+(v_beta(k)*(sqrt(3)/2)));
                                                    %แปลงปริมาณบนแกน v

v_wl(k) = sqrt(2/3)*((v_alpha(k)*(-0.5))+(v_beta(k)*(-sqrt(3)/2)));
                                                    %แปลงปริมาณบนแกน w

%การทำงานของวงจรอินเวอร์ที่ใช้เทคนิคการสวิตช์ PWM
if v_ul(k)<= tr(k) %เฟส u
    vu(k) = +Vdc;
else v_ul(k)> tr(k)
    vu(k) = 0;
end

if v_vl(k)<= tr(k) %เฟส v
    vv(k) = +Vdc;
else v_vl(k)> tr(k)
    vv(k) = 0;
end

if v_wl(k)<= tr(k) %เฟส w
    vw(k) = +Vdc;
else v_wl(k)> tr(k)
    vw(k) = 0;
end
end

```

```

icusim(k) = ((vu(k)-vpccu(k))/Lf)*dT + icusim(k-1);
                %คำนวณกระแสขดลวดเซย์ริงเฟส u
icvsim(k) = ((vv(k)-vpccv(k))/Lf)*dT + icvsim(k-1);
                %คำนวณกระแสขดลวดเซย์ริงเฟส v
icwsim(k) = ((vw(k)-vpccw(k))/Lf)*dT + icwsim(k-1);
                %คำนวณกระแสขดลวดเซย์ริงเฟส w

i_alpha(k) = (1*icusim(k))+(-0.5*icvsim(k))+(-0.5*icwsim(k));
                %แปลงปริมาณบนแกน alpha
i_beta(k) = (0*icusim(k))+((sqrt(3)/2)*icvsim(k))+(-sqrt(3)/2)*icwsim(k));
                %แปลงปริมาณบนแกน beta
yd(k) = (cos(zeta(k))*i_alpha(k))+sin(zeta(k))*i_beta(k));
                %แปลงปริมาณบนแกนดี
yq(k) = (-sin(zeta(k))*i_alpha(k))+cos(zeta(k))*i_beta(k));
                %แปลงปริมาณบนแกนคิว

end
end

for j = 1:1:20000
                %คำนวณค่า W จากค่า error_dq ใน 2 คาบสุดท้าย
    error1(j) = (error_d(j));
    error2(j) = (error_q(j));
    error(j) = sqrt(((error1(j)^2)+(error2(j)^2))/2);
end

W=sum(error)/20000;                %ค่า W สำหรับใช้ประเมินเพื่อการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS

```

```

*****
โปรแกรมการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ ด้วยผลตอบสนองทางเวลา
โดย นายพลสิทธิ์ สานติประพันธ์
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี พ.ศ.2554
*****

% เอาต์พุตของโปรแกรม คือ ผลการตอบสนองทางเวลาบนแกนดียว
function W = design(var1,var2); % รับอินพุต 2 ค่า จาก ATS ,ส่งค่า W ให้ ATS ประเมินคำตอบ
% กำหนดตัวแปรเริ่มต้น
kpa = var1;      kia = var2;
%กำหนดค่าพารามิเตอร์ของโปรแกรม
Lf= 0.039;      t=0:1e-9:1e-3;
%ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ และการตอบสนองบนแกนดียว
num_d = [kpa/Lf kia/Lf]; % ระบุค่า numerator ของฟังก์ชันถ่ายโอนบนแกนดียว
den_d = [1 kpa/Lf kia/Lf]; % ระบุค่า denominator ของฟังก์ชันถ่ายโอนบนแกนดียว
yd = step(num_d,den_d,t); % แสดงค่าผลการตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุตบนแกนดียว
num_q = [kpa/Lf kia/Lf]; % ระบุค่า numerator ของฟังก์ชันถ่ายโอนบนแกนคว
den_q = [1 kpa/Lf kia/Lf]; % ระบุค่า denominator ของฟังก์ชันถ่ายโอนบนแกนคว
yq = step(num_q,den_q,t); % แสดงค่าผลการตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุตบนแกนคว
%ประเมินผลตอบสนองทางเวลา
[posd,trd,tsd,tpd]=stepchard(t,yd);%ส่งข้อมูลเอาต์พุตของระบบบนแกนดียวส่งให้ฟังก์ชันชื่อ
                                stepchard เพื่อคำนวณค่า posd,trd,tsd,tpd
[posq,trq,tsq,tpq]=stepcharq(t,yq);%ส่งข้อมูลเอาต์พุตของระบบบนแกนควส่งให้ฟังก์ชันชื่อ
                                stepchard เพื่อคำนวณค่า posq,trq,tsq,tpq
ess_d = abs(1-yd(100000)); % คำนวณค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวบนแกนดียว
ess_q = abs(1-yq(100000)); % คำนวณค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวบนแกนคว
%ฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักบนแกนดียว
wd=(a*posd/0.2080)+(b*trd/(53.9e-6))+(c*tsd/312e-6)+(d*ess_d/16.7e-6);
wq=(a*posq/0.2080)+(b*trq/(53.9e-6))+(c*tsq/312e-6)+(d*ess_q/16.7e-6);
W = sqrt(((wd^2)+(wq^2))/2); %ค่าเฉลี่ยผลรวมของค่า wd และ wq
return

```



```

%ฟังก์ชันชื่อ stepchard
function [posd,trd,tsd,tpd]=stepchard(t,yd) % ฟังก์ชัน stepchard รับข้อมูลเอาต์พุตบนแกน
                                          % ติมาจากโปรแกรมหลัก และจะดำเนินการ
                                          % คำนวณ เพื่อส่งค่า posd,trd,tsd,tpd ให้กับ
                                          % โปรแกรมหลัก

posd=abs(1-max(yd)); % คำนวณค่า posd
char=[yd,t']; % เก็บข้อมูลของ yd เป็นคู่อันดับ คือ ค่า yd และค่า t
[a,b]=max(char(:,1)); % ระบุค่ามากที่สุดในทุก ๆ แถวของหลักที่ 1 คือ ค่า yd ที่มากที่สุดซึ่งจะ
                      % ถูกเก็บใน a และเวลาขณะนั้นจะเก็บใน b ซึ่งก็คือ ค่า t
tpd=char(b,2); % ดึงค่า t ที่ให้ค่า yd มากที่สุดมาแสดงผล
trd1=0;trd2=0;tsd=0; % กำหนดค่าเริ่มต้นเพื่อคำนวณ trd และ tsd
for i=1:size(char,1) % กระทำตามคำสั่งตั้งแต่ i เท่ากับ 1 ถึง i เท่ากับ จำนวนของค่า yd ที่พิจารณา
    c=char(i,1); % กำหนดให้ c มีค่าเท่ากับ ค่า yd
    if c>=0.1000 % กระทำคำสั่งเมื่อค่า c มากกว่าหรือเท่ากับ 0.1
trd1=char(i+1,2)-((char(i+1,2)-char(i-1,2))*(char(i+1,1)-0.1000)/(char(i+1,1)-char(i-1,1)));
        % คำนวณค่า trd1 ที่ค่า yd เท่ากับ 0.1 ด้วยการอินเทอร์โพลेट
    end
    if trd1 ~= 0
        break; % การคำนวณจะสิ้นสุดต่อเมื่อค่า trd1 มีค่าไม่เท่ากับ 0
    end
end
for i=1:size(char,1) % กระทำตามคำสั่งตั้งแต่ i เท่ากับ 1 ถึง i เท่ากับ จำนวนของค่า yd ที่พิจารณา
    c=char(i,1); % กำหนดให้ c มีค่าเท่ากับ ค่า yd
    if c>=0.9000 % กระทำคำสั่งเมื่อค่า c มากกว่าหรือเท่ากับ 0.9
trd2=char(i+1,2)-((char(i+1,2)-char(i-1,2))*(char(i+1,1)-0.9000)/(char(i+1,1)-char(i-1,1)));
        % คำนวณค่า trd2 ที่ค่า yd เท่ากับ 0.9 ด้วยการอินเทอร์โพลेट
    end
    if trd2 ~= 0
        break; % การคำนวณจะสิ้นสุดต่อเมื่อค่า trd1 มีค่าไม่เท่ากับ 0
    end
end

```

```

end
trd=trd2-trd1; % ค่า trd เท่ากับ ผลต่างระหว่าง trd2 และ trd1
for i=size(char,1):-1:1 % กระทำตามคำสั่งตั้งแต่ i เท่ากับ จำนวนของค่า yd ที่พิจารณา
    % ลดลงทีละ -1 จนกระทั่ง i เท่ากับ 1
    c=char(i,1); % กำหนดให้ c มีค่าเท่ากับ ค่า yd
    if c <= 0.98 | c >= 1.02 % จะกระทำต่อเมื่อค่า c อยู่ในย่านการกำหนดเกณฑ์ค่าผิดพลาด
        % เป็น ± 2%
        tsd=char(i,2); % ค่า tsd จะเท่ากับ เวลา t ใด ๆ ที่ค่า c อยู่ในย่านค่าแรก
    end
    if tsd ~= 0
        break; % การคำนวณจะสิ้นสุดต่อเมื่อค่า trd1 มีค่าไม่เท่ากับ 0
    end
end
return

%ฟังก์ชันชื่อ stepcharq
function [posq,trq,tsq,tpq]=stepcharq(t,yq) % ฟังก์ชัน stepcharq รับข้อมูลเอาต์พุตบนแกน
% คิวมาจากโปรแกรมหลัก และจะดำเนินการ
% คำนวณ เพื่อส่งค่า posq,trq,tsq,tpq ให้กับ
% โปรแกรมหลัก

posq=abs(1-max(yq)); % คำนวณค่า posq
char=[yq,t']; % เก็บข้อมูลของ yq เป็นคู่อันดับ คือ ค่า yq และค่า t
[a,b]=max(char(:,1)); % ระบุค่ามากที่สุดในทุก ๆ แถวของหลักที่ 1 คือ ค่า yq ที่มาก
% ที่สุดซึ่งจะถูกเก็บใน a และเวลาขณะนั้นจะเก็บใน b ซึ่งก็คือ ค่า t
tpq=char(b,2); % คึงค่า t ที่ให้ค่า yq มากที่สุดมาแสดงผล
trq1=0;trq2=0;tsq=0; % กำหนดค่าเริ่มต้นเพื่อคำนวณ trq และ tsq
for i=1:size(char,1) % กระทำตามคำสั่งตั้งแต่ i เท่ากับ 1 ถึง i เท่ากับ จำนวนของค่า
% yd ที่พิจารณา
    c=char(i,1); % กำหนดให้ c มีค่าเท่ากับ ค่า yq
    if c>=0.1000 % กระทำคำสั่งเมื่อค่า c มากกว่าหรือเท่ากับ 0.1

```

```

trq1=char(i+1,2)-((char(i+1,2)-char(i-1,2))*(char(i+1,1)-0.1000)/(char(i+1,1)-char(i-1,1)));
                                % คำนวณค่า trq1 ที่ค่า yq เท่ากับ 0.1 ด้วยการอินเทอร์โพลेट
end
if trq1 ~= 0
break;                                % การคำนวณจะสิ้นสุดต่อเมื่อค่า trq1 มีค่าไม่เท่ากับ 0
end
end
for i=1:size(char,1)                % กระทำตามคำสั่งตั้งแต่ i เท่ากับ 1 ถึง i เท่ากับ จำนวนของค่า
                                yq ที่พิจารณา
c=char(i,1);                        % กำหนดให้ c มีค่าเท่ากับ ค่า yq
if c>=0.9000                        % กระทำคำสั่งเมื่อค่า c มากกว่าหรือเท่ากับ 0.9
trq2=char(i+1,2)-((char(i+1,2)-char(i-1,2))*(char(i+1,1)-0.9000)/(char(i+1,1)-char(i-1,1)));
                                % คำนวณค่า trq2 ที่ค่า yq เท่ากับ 0.9 ด้วยการอินเทอร์โพลेट
end
if trq2 ~= 0
break;                                %การคำนวณจะสิ้นสุดต่อเมื่อค่า trq1 มีค่าไม่เท่ากับ 0
end
end
trq=trq2-trq1;                       % ค่า trq เท่ากับ ผลต่างระหว่าง trq2 และ trq1
for i=size(char,1):-1:1            % กระทำตามคำสั่งตั้งแต่ i เท่ากับ จำนวนของค่า yq ที่พิจารณา
                                ลดลงทีละ -1 จนกระทั่ง i เท่ากับ 1
c=char(i,1);                        % กำหนดให้ c มีค่าเท่ากับ ค่า yq
if c <= 0.98 | c >= 1.02          % จะกระทำต่อเมื่อค่า c อยู่ในย่านการกำหนดเกณฑ์ค่าผิดพลาด
                                เป็น ± 2%
tsq=char(i,2);                      % ค่า tsq จะเท่ากับ เวลา t ใด ๆ ที่ค่า c อยู่ในย่านค่าแรก
end
if tsq ~= 0 break;                % การคำนวณจะสิ้นสุดต่อเมื่อค่า trq1 มีค่าไม่เท่ากับ 0
end
end
return

```

โปรแกรมดังกล่าวทั้งหมดข้างต้น เป็นการนำเสนอเฉพาะโปรแกรมในส่วนฟังก์ชัน วัตถุประสงค์ ที่กำหนดเป้าหมายการประเมินค่า 2 แนวทาง ได้แก่ การประเมินจากผลต่างระหว่าง ค่ากระแสสดเทียบกับค่ากระแสอ้างอิง ด้วยกรณีการค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ และแบบ 4 พารามิเตอร์ การประเมินจากผลตอบสนองทางเวลา ในส่วนรายละเอียดต่าง ๆ เกี่ยวกับโปรแกรม วิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว สามารถดูเพิ่มเติมได้จากวิทยานิพนธ์ของ ปราบจรี ประสมศักดิ์ ใน พ.ศ. 2554 เรื่อง การประยุกต์พีชชีลอจิกสำหรับการควบคุมวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน หน้าที 162 ถึง 176 วิทยานิพนธ์ปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชา วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี





ภาคผนวก ข

การกำจัดฮาร์ดดิสก์ในระบบใหม่ที่ใช้ระบบควบคุมชุดเดิม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบใหม่ที่ใช้ระบบควบคุมชุดเดิม

การปรับเปลี่ยนระบบใหม่มีวัตถุประสงค์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรรอกำลังแอกทีฟด้วยระบบควบคุมชุดเดิม โดยลักษณะการปรับเปลี่ยนดังกล่าวที่นำเสนอในภาคผนวก ข มีทั้งหมด 2 รูปแบบ ดังนี้

รูปแบบที่หนึ่ง คือ ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่มีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย เท่ากับ 380 V_{L-L} ความถี่เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ ผ่านตัวเหนี่ยวนำสายส่ง (L_s) ค่าต่าง ๆ ที่เลือกทดสอบจำนวน 5 ค่า ดังตารางที่ ข.1 จากนั้นค่าดังกล่าวจะถูกต่อเข้ากับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดความต้านทานเท่ากับ 130 Ω อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 4 H

ตารางที่ ข.1 ค่าตัวเหนี่ยวนำสายส่งสำหรับการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก

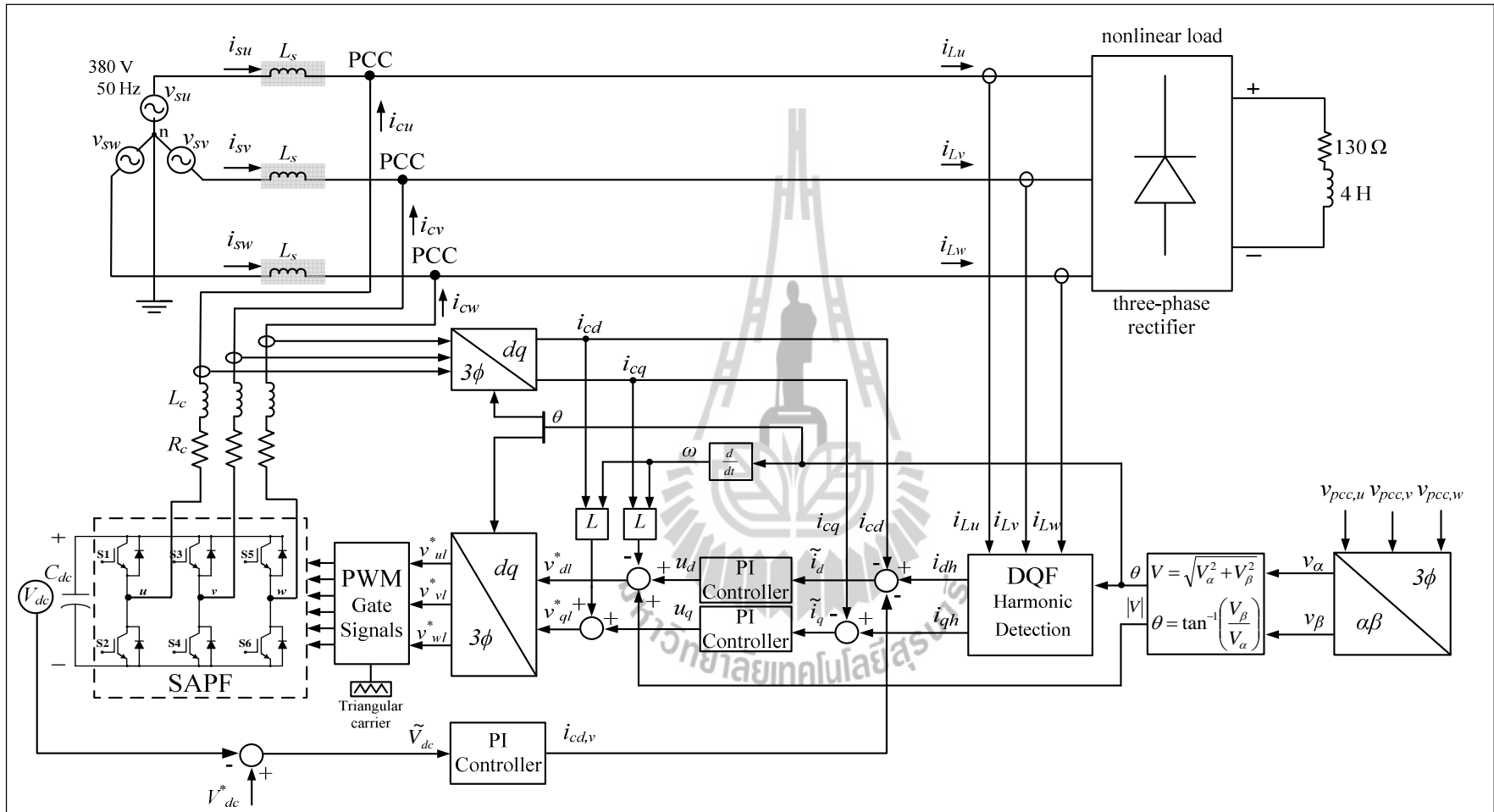
ค่าที่	1	2	3	4	5
ค่า L_s (mH)	10	11	12	13	14

รูปแบบที่สอง คือ ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่มีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย เท่ากับ 380 V_{L-L} ความถี่เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ ผ่านตัวเหนี่ยวนำสายส่ง (L_s) เท่ากับ 10.1 mH และถูกต่อเข้ากับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดความต้านทานเท่ากับ 130 Ω อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 4 H และขนานกับตัวเก็บประจุ (C_L) ค่าต่าง ๆ ที่เลือกทดสอบจำนวน 5 ค่า ดังตารางที่ ข.2

ตารางที่ ข.2 ค่าตัวเก็บประจุสำหรับการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก

ค่าที่	1	2	3	4	5
ค่า C_L (μ F)	0.5	5	50	100	200

ระบบการจำลองสถานการณ์ของทั้งสองรูปแบบข้างต้น ประกอบด้วย ส่วนการตรวจจับฮาร์มอนิก ส่วนควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และส่วนควบคุมแรงดันบัสไฟตรงชุดเดียวกัน แสดงได้ดังรูปที่ ข.1 และรูปที่ ข.2 ตามลำดับ โดยการทดสอบจะพิจารณาในช่วงเวลาดังแต่ 0 ถึง 0.5 วินาที เนื่องจากช่วงเวลาดังกล่าวระบบสามารถเข้าสู่สภาวะคงตัว ในส่วนผลการจำลองสถานการณ์เพื่อกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ สำหรับการปรับเปลี่ยนระบบในรูปแบบที่ 1 แสดงได้ดังตารางที่ ข.3 และการปรับเปลี่ยนระบบในรูปแบบที่ 2 แสดงได้ดังตารางที่ ข.4

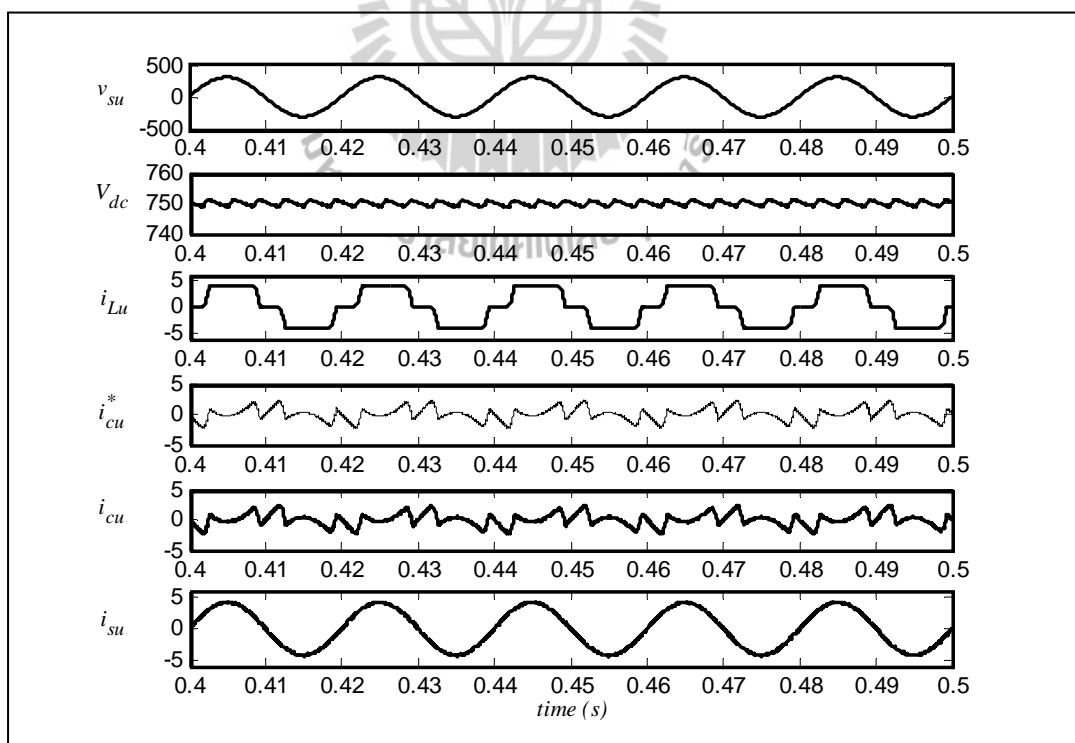


รูปที่ ข.1 การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน กรณีรูปแบบที่ 1

ตารางที่ ข.3 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีทดสอบกับระบบ
ในรูปแบบที่ 1

ค่าที่	1	2	3	4	5
ค่า L_s (mH)	10	11	12	13	14
%THD _{av} , ก่อนการชดเชย	24.41	24.45	24.50	24.56	24.68
%THD _{av} , หลังการชดเชย	1.66	1.40	1.80	2.28	2.68

ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของระบบรูปแบบที่ 1 แสดงได้ดังตารางที่ ข.3 โดยค่า L_s ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์มีค่า เท่ากับ 10 mH 11 mH 12 mH 13 mH และ 14 mH ตามลำดับ จากผลการทดสอบสังเกตได้ว่าค่า %THD_{av} ก่อนการชดเชยมีแนวโน้มที่สูงขึ้นตามค่า L_s ที่เพิ่มขึ้น แต่ภายหลังการชดเชย พบว่า ค่า %THD_{av} มีค่าลดลง โดยที่ค่า L_s เท่ากับ 11 mH จะให้ค่า %THD_{av} น้อยที่สุด เท่ากับ 1.40 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์แสดงไว้ดังรูปที่ ข.3 อีกทั้งเมื่อพิจารณาผลการทดสอบทั้งหมดที่นำเสนอในตารางดังกล่าว ปรากฏว่า ค่า %THD_{av} ภายหลังการชดเชยยังคงอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992



รูปที่ ข.3 ผลการจำลองสถานการณ์ของระบบในรูปแบบที่ 1 เฟส u ($L_s = 11$ mH)

จากรูปที่ ข.3 แสดงผลการจำลองสถานการณ์ของระบบในรูปแบบที่ 1 ที่กำหนดค่า L_s เท่ากับ 11 mH สังเกตได้ว่า ตัวควบคุมแบบฟีดแบ็คสามารถควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (V_{dc}) ให้คงที่ เท่ากับ 750 V ตรงตามที่ได้ออกแบบไว้ จากนั้นเมื่อพิจารณารูปสัญญาณของกระแสทางด้านโหลด (i_{Lu}) หรือรูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าก่อนการชดเชย พบว่า มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ ซึ่งวัดค่า %THD_{av} ได้เท่ากับ 24.45 เปอร์เซ็นต์ และเมื่อพิจารณารูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (i_{su}) หลังการชดเชย ปรากฏว่า รูปสัญญาณดังกล่าวมีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากระบบควบคุมกระแสชดเชยสามารถควบคุมการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟให้ฉีดกระแสชดเชย (i_{cu}) ได้ตามลักษณะรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิง (i_{cu}^*) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี ดีคิวเอฟ

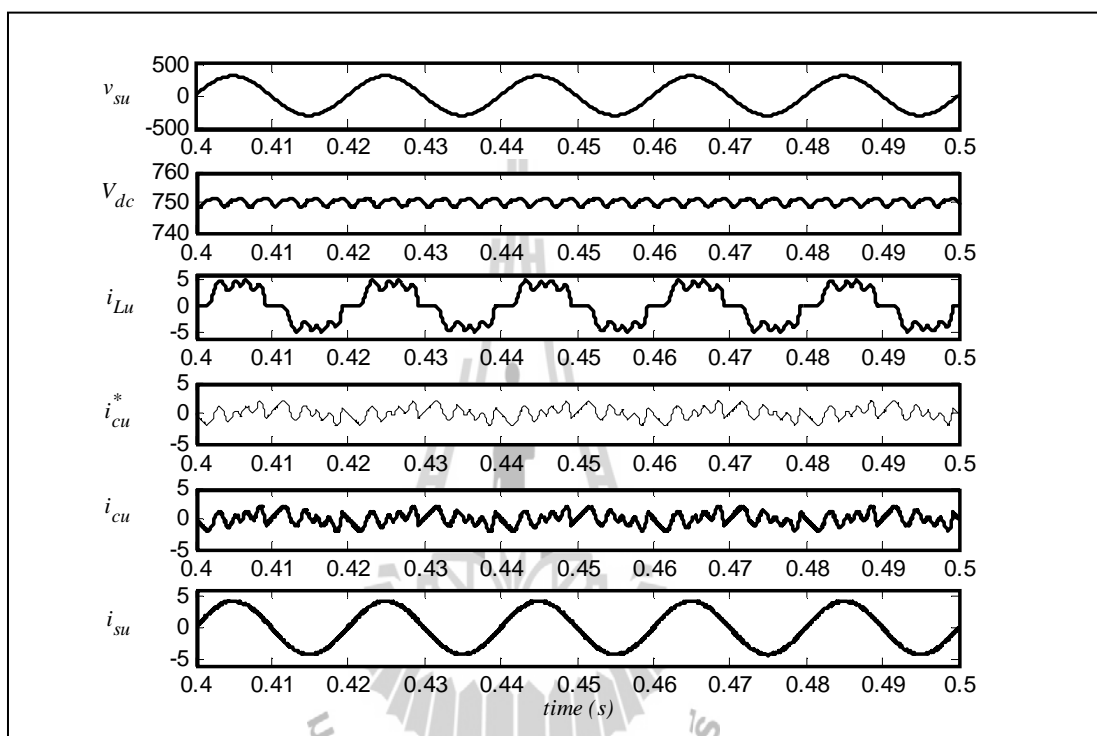
ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของระบบรูปแบบที่ 2 แสดงดังตารางที่ ข.4 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า การทดสอบมีการปรับเปลี่ยนค่า C_L ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์ เท่ากับ 0.5 μ F 5 μ F 50 μ F 100 μ F และ 200 μ F ตามลำดับ ส่งผลให้ค่า %THD_{av} ก่อนการชดเชยมีแนวโน้มที่สูงขึ้นจากเดิม เมื่อมีการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกให้กับระบบ พบว่า ค่า %THD_{av} มีแนวโน้มลดลง โดยที่ค่า C_L เท่ากับ 5 μ F จะให้ค่า %THD_{av} น้อยที่สุด เท่ากับ 1.51 เปอร์เซ็นต์ อย่างไรก็ตามผลการทดสอบทั้งหมดที่นำเสนอในตารางดังกล่าวยังคงมีค่า %THD_{av} อยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992 ในส่วนผลการจำลองสถานการณ์แสดงไว้ดังรูปที่ ข.4

ตารางที่ ข.4 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีทดสอบกับระบบในรูปแบบที่ 2

ค่าที่	1	2	3	4	5
ค่า C_L (μ F)	0.5	5	50	100	200
%THD _{av} , ก่อนการชดเชย	24.27	27.97	41.94	37.59	36.00
%THD _{av} , หลังการชดเชย	2.46	1.51	1.68	1.62	1.62

จากรูปที่ ข.4 แสดงผลการจำลองสถานการณ์ของระบบในรูปแบบที่ 2 เมื่อกำหนดค่า C_L เท่ากับ 5 μ F โดยพบว่า กรณีก่อนการชดเชย รูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ มีค่า %THD_{av} เท่ากับ 27.97 เปอร์เซ็นต์ จากนั้นเมื่อทำการฉีดกระแสชดเชย สังเกตได้ว่า ระบบควบคุมการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ สามารถควบคุมค่า

แรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ให้คงที่ เท่ากับ 750 V รวมถึงสามารถควบคุมกระแสชดเชย (i_{cu}) ให้มีรูปสัญญาณคล้ายตามรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิง (i_{cu}^*) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดิคิเวฟ ทำให้รูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (i_{su}) หลังการชดเชยมีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น



รูปที่ ข.4 ผลการจำลองสถานการณ์ของระบบในรูปแบบที่ 2 เฟส u ($C_L = 5 \mu\text{F}$)

ภาคผนวก ค

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่และผลงานการจดลิขสิทธิ์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

รายชื่อบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการนานาชาติ

1. P. Santiprapan and K-L. Areerak, "Performance Improvement of Harmonic Detection using Synchronous Reference Frame Method", *2010 International Conference on Advances in Energy Engineering (ICAEE 2010)*, Beijing, China, 19-20 June 2010, pp. 52-55.

2. P. Santiprapan, K-L. Areerak and K-N. Areerak, "Mathematical Model and Control Strategy on DQ Frame for Shunt Active Power Filters", *World Academy of Science Engineering and Technology*, issue 60, December 2011, pp. 353-361.

3. พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, กองพล อารีรักษ์ และ กองพัน อารีรักษ์, "การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีควสำหรับวงจรรอกกำลังแยกที่เฟสแบบขนาน", *การประชุมนำเสนอผลงานวิจัยบัณฑิตศึกษา ปีการศึกษา 2554*, มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย, 7 ตุลาคม 2554, หน้า 1207-1219.

รายการจดสิทธิบัตร

1. กองพล อารีรักษ์ และพลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, "บล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีกรอบอ้างอิงซิงโครนัสสำหรับโปรแกรม SIMULINK", 2 พฤศจิกายน 2554, เลขที่คำขอ 266182



ประวัติผู้เขียน

นายพลสิทธิ์ สานติประพันธ์ เกิดเมื่อวันที่ 13 มกราคม พ.ศ. 2531 เริ่มศึกษาระดับชั้น ประถมศึกษาจากโรงเรียนสหทัยวิทย์ ชั้นมัธยมศึกษาจากโรงเรียนพิชญ์รัตนาคาร จังหวัดระนอง และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) เกียรตินิยมอันดับ หนึ่งเหรียญทอง จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปีการศึกษา พ.ศ. 2552 โดยหลังจากสำเร็จการศึกษาได้รับใบอนุญาตเป็นผู้ประกอบวิชาชีพวิศวกรรมควบคุม ระดับ ภาควิศวกร สาขาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง

ปี พ.ศ.2553 เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยขณะศึกษาได้ทำหน้าที่เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จำนวน 3 รายวิชา ได้แก่ ปฏิบัติการ เครื่องจักรกลไฟฟ้า 1 ปฏิบัติการระบบควบคุม และปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้า 1 รวมถึงได้รับทุน ผู้ช่วยวิจัยโครงการวิจัย เรื่อง การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรองกำลังแอกทีฟด้วยเทคนิค พีดีบีเอ็ม จากสำนักงบประมาณ (ภายใต้การพิจารณาจัดสรรโดยสำนักงานคณะกรรมการวิจัย แห่งชาติ) ปีงบประมาณ 2553 ในระหว่างการทำวิทยานิพนธ์ผู้วิจัยมีความสนใจในงานด้าน อิเล็กทรอนิกส์กำลัง การกำจัดฮาร์มอนิก วงจรรองกำลังแอกทีฟ ระบบควบคุม และการประยุกต์ ทางด้านปัญญาประดิษฐ์ นอกจากนี้ผู้วิจัยมีผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่และผลงานการจด ลิขสิทธิ์ โดยนำเสนอไว้ในภาคผนวก ก