



รายงานการวิจัย

การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกำลังแอกทีฟ
ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม
(The Control of Compensating Currents for Active Power Filters
using PWM Techniques)

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจาก
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว



รายงานการวิจัย

การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ
ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม
(The Control of Compensating Currents for Active Power Filters
using PWM Techniques)

คณะผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. กองพล อารีรักษ์

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2553
ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

กุมภาพันธ์ 2555

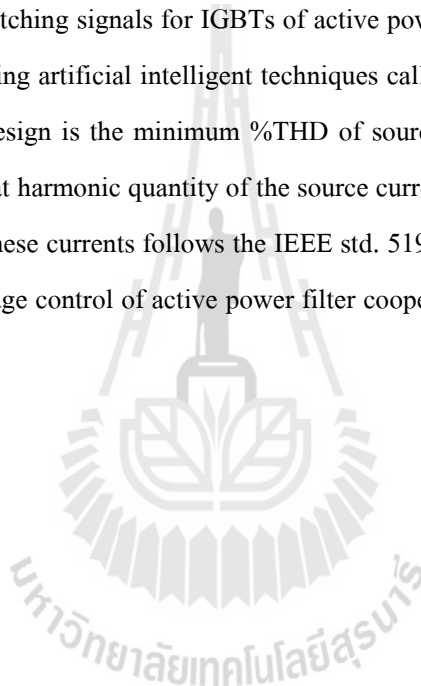
บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้วิธีดีคิวเอฟ (DQF) ที่ได้รับการเปรียบเทียบสมรรถนะการตรวจจับกับวิธีกรอบอ้างอิงซิงโครนัส (SRF) ตัวควบคุมการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้ตัวควบคุมพีไอ ที่ทำงานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็มในการควบคุมการทำงานของไอจีบีที การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับงานวิจัยนี้ใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตาบุงเชิงปรับตัว (ATS) ทั้งนี้เพื่อต้องการให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกสามารถกำจัดฮาร์มอนิกได้มากที่สุด โดยดัชนีชี้วัดจะดูที่ค่า %THD ที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักจะต้องมีค่าน้อยที่สุด ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ พบว่า ปริมาณฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักภายหลังการชดเชยมีค่าลดลง และมีค่า %THD อยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992 นอกจากนี้การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้ตัวควบคุมแบบพีไอที่ใช้งานร่วมกับการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธีดีคิวเอฟ



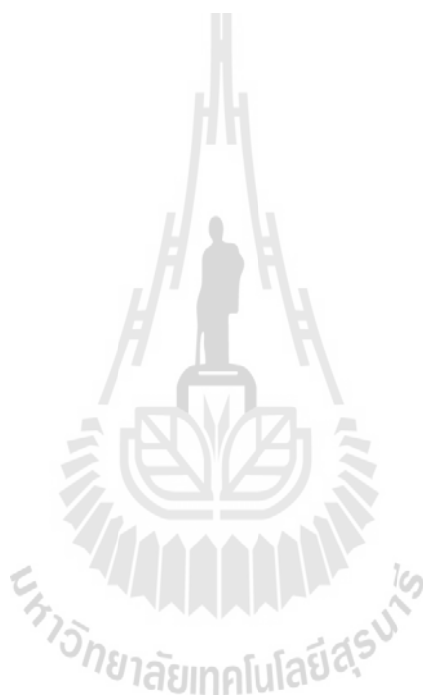
Abstract

The research presents the harmonic elimination using active power filter (APF) for balanced three-phase power systems. In this research, the DQF method is used for harmonic detection. 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 and the PWM technique is applied to generate the switching signals for IGBTs of active power filter. The research 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.



กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัย เรื่อง การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอกทีฟด้วยเทคนิคพีดีบีเบิลยูเอ็ม สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ทั้งนี้ต้องขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิจัยนี้ นอกจากนี้ผู้วิจัยต้องขอขอบคุณนายพลสิทธิ์ ศานติประพันธ์ ที่เป็นผู้ช่วยวิจัย และดำเนินการสร้างโปรแกรมสำหรับการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ ด้วยความทุ่มเท และการเอาใจใส่อย่างยิ่ง



กองพล อารีรักษ์
กุมภาพันธ์ 2555

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 ปรัชญาวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 บทนำ	5
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	5
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรองกำลังแอกทีฟ.....	7
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับ วงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	9
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	12
2.6 สรุป.....	13

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3	การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนตีควสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	15
3.1	บทนำ.....	15
3.2	ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนตีคว.....	15
3.3	การจำลองสถานการณ์สำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก	19
3.4	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีกรอบอ้างอิงซิงโครนัส	22
3.5	การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีกรอบอ้างอิงซิงโครนัส	23
3.6	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีตีควเอฟ	30
3.7	การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีตีควเอฟ	34
3.8	สรุป.....	39
4	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	40
4.1	บทนำ.....	40
4.2	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนสามเฟส.....	40
4.3	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนตีคว	44
4.4	การตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องของแบบจำลอง	50
4.5	สรุป.....	56
5	การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	57
5.1	บทนำ.....	57
5.2	การออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	57
5.3	การออกแบบโครงสร้างและตัวควบคุมสำหรับการควบคุมกระแสชดเชย บนแกนตีคว.....	62
5.4	การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยเทคนิค พีดีบีลยูเอ็ม	66
5.5	การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	68
5.6	ผลการจำลองสถานการณ์และการอภิปรายผล.....	72
5.7	สรุป.....	79

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6	การปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมพีไอโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	80
6.1	บทนำ.....	80
6.2	ทบทวนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	80
6.3	การกำหนดขอบเขตการค้นหาของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว.....	83
6.4	การค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ	84
6.4.1	การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	84
6.4.2	การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวและผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ	89
6.5	การค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ	95
6.5.1	การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	96
6.5.2	การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวและผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ	97
6.6	ผลการจำลองสถานการณ์และการอภิปรายผล.....	103
6.7	สรุป	109
7	สรุปและข้อเสนอแนะ	110
7.1	สรุป	110
7.2	ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต.....	112
	รายการอ้างอิง	113
	ภาคผนวก	
	ภาคผนวก ก. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่และผลงานการจดลิขสิทธิ์	118
	ประวัติผู้เขียน	120

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน..... 5
2.2	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ 7
2.3	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ..... 9
2.4	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ 12
3.1	การแปลงกระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟส กรณีไม่พิจารณาปริมาณฮาร์มอนิก..... 17
3.2	การแปลงกระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟส กรณีพิจารณาปริมาณฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 17
3.3	ปริมาณฮาร์มอนิกที่ปรากฏบนแกนคิกิว..... 18
3.4	รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน และ โครงสร้างของวงจรรอกผ่านสูง 24
3.5	รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน และ โครงสร้างของวงจรรอกผ่านต่ำ..... 25
3.6	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักกรณีตรวจจับ ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF 29
3.7	ผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังด้วยวิธี SRF 29
3.8	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักกรณีตรวจจับฮาร์มอนิก ด้วยวิธี DQF 33
3.9	ผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังด้วยวิธี DQF 34
3.10	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักกรณีมีการปรับปรุงการ ตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF 38
3.11	ผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังด้วยวิธี DQF 38
4.1	ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์..... 54
5.1	ขนาดกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา..... 58
5.2	ค่าพารามิเตอร์สำหรับทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก..... 73

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
5.3 ผลการจำลองสถานการณ์ก่อนการชดเชยและหลังการชดเชย	77
6.1 ผลการเปรียบเทียบระบบบน m – file กับ simulink กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์	89
6.2 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์	89
6.3 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์	91
6.4 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์.....	92
6.5 ผลการทดสอบค่าปรับลครศมี กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์	93
6.6 ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์	95
6.7 ผลการเปรียบเทียบระบบบน m – file กับ simulink กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์	97
6.8 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์	98
6.9 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์	99
6.10 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์.....	100
6.11 ผลการทดสอบค่าปรับลครศมี กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์	101
6.12 ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์	103
6.13 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ของตัวควบคุมแบบพีไอ	105

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	องค์ประกอบการทำงานจัดฮาร์มอนิกในระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน..... 2
2.1	ภาพรวมปริทัศน์วรรณกรรม 14
3.1	แผนภาพการแปลงแกนของปาร์ค 16
3.2	ระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก..... 20
3.3	แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF..... 22
3.4	โครงสร้างการใช้งานวงจรกรองผ่านสูงและวงจรกรองผ่านต่ำ 14
3.5	ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านสูง..... 26
3.6	ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำ 26
3.7	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีใช้วงจรกรองผ่านสูงแยกปริมาณฮาร์มอนิก ($f_c = 4$ Hz) 27
3.8	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำแยกปริมาณฮาร์มอนิก ($f_c = 45$ Hz) 28
3.9	แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF 30
3.10	แผนภาพคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ฟูริเยร์ และคำนวณกระแสที่ความถี่มูลฐานบนแกนดีคิว ... 32
3.11	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF 33
3.12	แผนภาพบล็อกการปรับปรุงการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF 34
3.13	สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ บนแกนดีคิวก่อนการชดเชย..... 35
3.14	สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ บนแกนดีคิวภายหลังการชดเชย 36
3.15	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีปรับปรุงการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF..... 37
4.1	โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 40
4.2	แผนภาพเฟสเซอร์ของระบบที่พิจารณา 46
4.3	ระบบที่พิจารณาบนโปรแกรม Simulink ร่วมกับ โปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems 52
4.4	โครงสร้างภายในบล็อก 6 pulses..... 52
4.5	ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า i_{cd} 54

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า i_{cq}	55
4.7 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า V_{dc}	55
5.1 ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง.....	59
5.2 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธี ATS	60
5.3 การลู่เข้าของค่า %THD	60
5.4 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ	61
5.5 แผนภาพไดอะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย.....	65
5.6 โครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม	67
5.7 ลักษณะการควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม	68
5.8 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ	70
5.9 แผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน	72
5.10 การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานเมื่อมีการควบคุม แรงดันบัสไฟตรง	74
5.11 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัสไฟตรง.....	75
5.12 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีเฟส u	76
5.13 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีเฟส v	76
5.14 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีเฟส w	77
5.15 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ก่อนมีการฉีดกระแสชดเชยกรณีเฟส u	78
5.16 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ หลังมีการฉีดกระแสชดเชยกรณีเฟส u	78
6.1 แนวคิดพื้นฐานของการค้นหาแบบตาบ.....	80
6.2 การกำหนดจำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง และค่ารัศมีเริ่มต้น.....	81
6.3 การค้นหาแบบตาบชนิดปรับตัวได้.....	82
6.4 แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS.....	84
6.5 เปรียบเทียบค่ากระแสชดเชยบน m - file เทียบกับ simulink	88
6.6 เปรียบเทียบผลการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสชดเชยบน m - file เทียบกับ simulink.....	88

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.7 การดูเข้าของค่า W กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์	94
6.8 แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS แบบ 4 พารามิเตอร์	96
6.9 การดูเข้าของค่า W กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์	102
6.10 ระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมแบบพีไอ	104
6.11 ผลการจำลองสถานการณ์ทั้งระบบบนแกนสามเฟส	106
6.12 ผลการจำลองสถานการณ์ทั้งระบบบนแกนดีคิว.....	107
6.13 เปรียบเทียบผลการติดตามกระแสคเซช.....	108

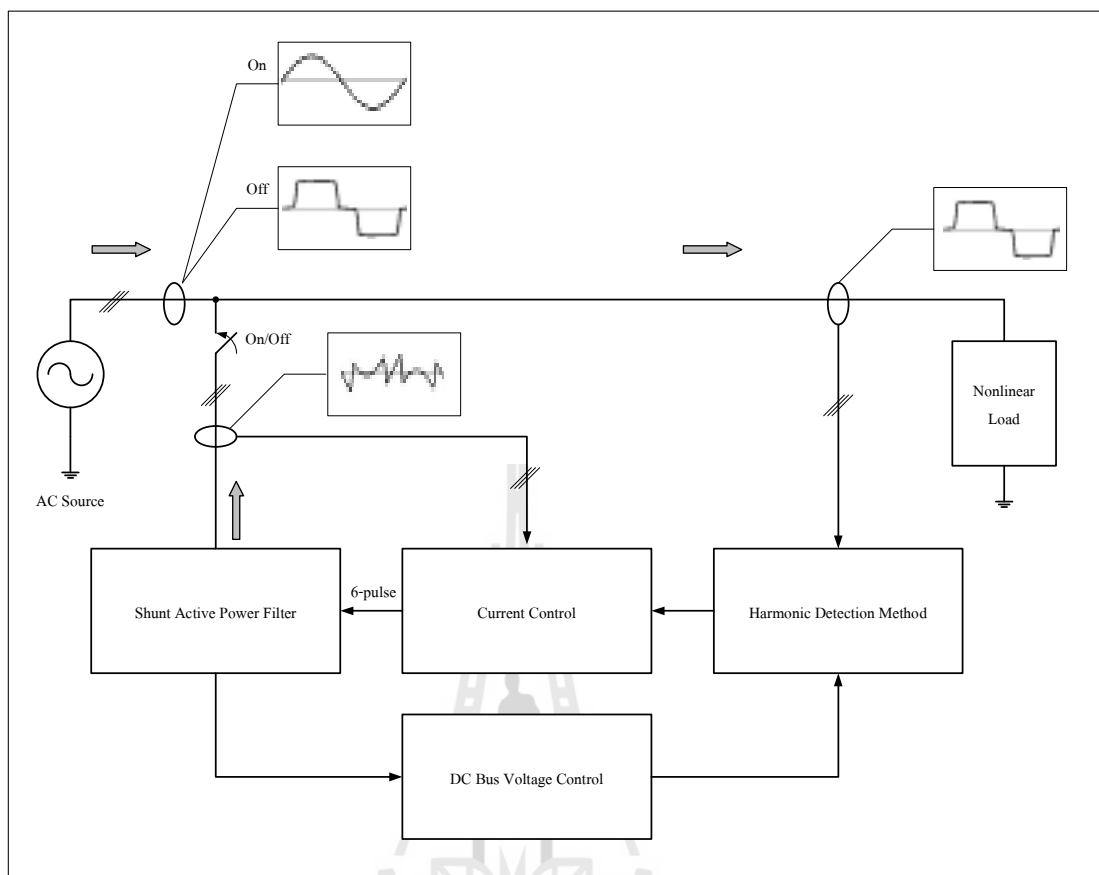


บทที่ 1

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 ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงมุ่งเน้นศึกษาเกี่ยวกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเป็นสำคัญ และจากการศึกษาในเบื้องต้น พบว่า สมรรถนะการทำงานที่ดีสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟประกอบด้วยองค์ประกอบหลายอย่างที่สำคัญ ได้แก่ กระบวนการตรวจจับฮาร์มอนิก กระบวนการควบคุมกระแสชดเชย กระบวนการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และโครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน จึงนำส่วนเหล่านี้มาเป็นเหตุผลประกอบสำหรับการศึกษาวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพื่อการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า วิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกในงานวิจัยนี้ใช้วิธีดีคิวเอฟ เนื่องจากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟรองรับกับโครงสร้างของวงจรกรองกำลัง แอกทีฟที่มีลักษณะโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันที่ควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งการควบคุมดังกล่าวพิจารณาบนแกนดีคิว นอกจากนี้ในงานวิจัยมีการนำเสนอโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชย และการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรง ที่ผ่านการออกแบบด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ กระบวนการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ แสดงไว้ดังรูปที่ 1.1 ซึ่งเป็นภาพรวมโดยสรุปของงานวิจัย



รูปที่ 1.1 องค์ประกอบของการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.2.2 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการเกี่ยวกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการอั้งอิงซิงโครนัส และวิธีดีคิวเอฟ เพื่อปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดังกล่าวให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น

1.2.3 เพื่อดำเนินการเปรียบเทียบการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิว สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.2.4 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการเกี่ยวกับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.2.5 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน และปรับปรุงสมรรถนะการทำงานให้ดียิ่งขึ้น โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

- 1.3.1 ระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เป็นระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล
- 1.3.2 วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่พิจารณาเป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน
- 1.3.3 การจำลองสถานการณ์พึ่งพาโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems
- 1.3.4 โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน
- 1.3.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สร้างด้วยวิธีคิว มุ่งเน้นเพื่อออกแบบตัวควบคุมพีไอ และออกแบบโครงสร้างการควบคุม
- 1.3.6 โหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ
- 1.3.7 การวิเคราะห์และแก้ไขปัญหาฮาร์มอนิกมุ่งเน้นที่การปรับแก้กระแสฮาร์มอนิกเพียงอย่างเดียว
- 1.3.8 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ในงานวิจัยนี้อ้างอิงกรอบมาตรฐาน IEEE Std.519-1992

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.4.1 งานวิจัยนี้พิจารณาเฉพาะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลเท่านั้น
- 1.4.2 ผลการจำลองสถานการณ์ต้องอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 ได้องค์ความรู้ด้านการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล ด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน
- 1.5.2 ได้องค์ความรู้ด้านการพัฒนากระบวนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการบอดี้ซิงโครนัส และวิธีคิวเอฟไอที่มีสมรรถนะที่ดีขึ้น
- 1.5.3 ได้องค์ความรู้ด้านการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์วิธีคิว สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน
- 1.5.4 ได้องค์ความรู้ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอ การออกแบบโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชย และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

- 1.5.5 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์
 1.5.6 ได้บทความวิจัย เผยแพร่ระดับชาติ และนานาชาติ

1.6 การจัดรูปเล่มรายงานวิจัย

รายงานวิจัยนี้ประกอบด้วย 7 บท ซึ่งในแต่ละบทได้นำเสนอดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับของงานวิจัย รวมทั้งขอบเขตของงานวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเกี่ยวกับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

บทที่ 3 อธิบายความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคิว รวมถึงขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการอบ้างอิงเชิงโครนัส และวิธีดีคิวเอฟ นอกจากนี้ได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิวสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

บทที่ 4 นำเสนอการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ด้วยวิธีการของเคอร์ชอฟฟ์สำหรับการวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนสามเฟส และใช้หลักการแปลงของปาร์คสำหรับการวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิว โดยมีการตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องของแบบจำลอง

บทที่ 5 นำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ในวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรดังกล่าว ซึ่งมีการออกแบบอยู่สองระบบ คือ ระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง โดยทั้งสองระบบควบคุมได้พึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานบนแกนดีคิว ในการออกแบบโครงสร้างและตัวควบคุม

บทที่ 6 ทบทวนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว อธิบายการกำหนดขอบเขตการค้นหาของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และนำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ โดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ในสองแนวทาง ได้แก่ แนวทางการค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ และแนวทางการค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อเปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิกกับวิธีการแบบดั้งเดิม

บทที่ 7 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวก ก. แสดงรายการบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการทำวิจัย

บทที่ 2

ปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

องค์ความรู้จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้อง มีการสร้างและพัฒนาจากอดีตอย่างต่อเนื่องจนถึงปัจจุบัน ทั้งนี้เพื่อเป็นพื้นฐานของการทำวิจัย การนำเสนอปรัทัศน์วรรณกรรมสำรวงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในอดีตจึงเป็นจุดเริ่มต้นที่สำคัญ การสำรวงานในอดีตดังกล่าวสามารถแบ่งออกเป็น 4 ส่วนหลัก คือ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกำล้งแอกทีฟแบบขนาน การตรวจจับฮาร์โมนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรรอกำล้งแอกทีฟ การควบคุมกระแสชดเชยสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรรอกำล้งแอกทีฟ และการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำล้งแอกทีฟ การสำรวในช่วงต้นผู้วิจัยได้นำเสนอ ปีที่ตีพิมพ์งานวิจัยตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน คณะผู้วิจัย รวมถึงอธิบายสาระสำคัญที่ได้ในแต่ละงานวิจัยไว้พอสังเขป นอกจากนี้ยังได้นำเสนอภาพรวมปรัทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกำล้งแอกทีฟแบบขนาน

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกำล้งแอกทีฟแบบขนาน ที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ แสดงไว้ในตารางที่ 2.1 ดังนี้

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกำล้งแอกทีฟแบบขนาน

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1988	Hayashi, Sato, and Takahashi	นำเสนอกำจัดกระแสฮาร์โมนิกด้วยวงจรรอกำล้งแอกทีฟแบบขนานสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส
1995	J.H. Xu, C. Lott, Saadate, S. Davat, B.	นำเสนอกำจัดกระแสฮาร์โมนิกด้วยวงจรรอกำล้งแอกทีฟแบบขนานสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส 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	นำเสนอโครงสร้างของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน ทั้งกรณีเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน และแหล่งจ่ายกระแส สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส และได้นำเสนอผลการเปรียบเทียบโดยมีปัจจัยที่สำคัญ คือ ความไวต่อการตอบสนอง ความซับซ้อนต่อการควบคุม ความอ่อนตัวของวงจร กำลังงานสูญเสีย ราคา ปรากฏว่า วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันมีสมรรถนะที่ดีกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแส
2007	Mikko Routimo, Mika Salo, and Heikki Tuusa	นำเสนอการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส และแหล่งจ่ายแรงดัน ผลปรากฏว่า วงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสมีข้อดี คือ ง่ายต่อการควบคุม กระแสแบบวงรอบเปิด มีข้อเสีย คือ เกิดการสูญเสียของวงจรเชื่อมโยงทางดีซีสูง เกิดข้อจำกัดเมื่อแรงดันเกิน ในส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันมีข้อดี คือมีสมรรถนะที่ดี 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 เป็นการนำเสนอแนวคิดการเลือกความเร็วเชิงมุมบนแกนดิกิว 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 จะทดสอบกับระบบในสถานะที่โหลดไม่สมดุล 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 ผลปรากฏว่า วิธี SRF มีสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดีกว่า วิธี PQ และ วิธี PDM
2004	Donghua Chen, and Shaojun Xie	นำเสนอเปรียบเทียบสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี 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 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

การศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมในส่วนนี้ได้นำเสนอผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบระบบควบคุมกระแสชดเชย ดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอก
กำลังแอกทีฟ

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

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรอง
กำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		ควบคุมสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม และควบคุมสัญญาณชดเชยฮาร์มอนิก ปรากฏว่า การควบคุมสัญญาณรูปไซน์ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม ให้ผลดีกว่าอีกสองวิธี ในส่วนการควบคุมสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม และควบคุมสัญญาณชดเชยฮาร์มอนิก วิธีอีสเตอริชีสให้ผลดีกว่า เนื่องจากมีความถี่การสวิตช์ที่สูง
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 วิธีเดบิตท และวิธีอีสเตอริชีส ซึ่งผลการทดสอบวิธีอีสเตอริชีสมีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยได้ดีกว่าอีกสองวิธี แต่ในเฉพาะย่านการทำงานที่ความถี่สวิตช์สูง

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรอง
กำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2000	Nassar Mendalek and Kamal Al-Haddad	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลัง แอกทีฟแบบขนาน สำหรับควบคุมกระแสบนแกนดีคิ้ว โดยได้ระบุจุดเด่นที่สำคัญ คือ การลู่ของกระแสชดเชยจริง ตามกระแสอ้างอิง ทำได้อย่างรวดเร็ว และให้ผลภายหลัง การชดเชยเป็นที่น่าพอใจ
2003	N. Mendalek, K. Al-Haddad, F. Fnaiech, and L.A. Dessaint	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลัง แอกทีฟแบบขนาน สำหรับควบคุมกระแสบนแกนดีคิ้ว โดยทดสอบกับระบบกรณีโหลดไม่สมดุล
2006	L.R. Limongi, M.C. Cavalcanti, F.A.S. Neves, and G.M.S. Azevedo	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลัง แอกทีฟแบบขนาน 2 โครงสร้าง คือ โครงสร้างที่ควบคุม กระแสบนแกนดีคิ้ว และ โครงสร้างสำหรับควบคุมกระแส บนแกน α - β
2009	Salem Rahmani, Abdelhamid Hamadi, Nassar Mendalek, and Kamal Al-Haddad	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลัง แอกทีฟแบบขนาน สำหรับควบคุมกระแสบนแกนดีคิ้ว ที่ มีการใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังพาสซีฟแบบขนาน
2010	P. Prasomsak, K-L. Areerak, K-N. Areerak, and A. Srikaew	นำเสนอวิธีการควบคุมกระแส สำหรับวงจรกรองกำลัง แอกทีฟแบบขนานด้วยตัวควบคุมแบบพีซีซีลอจิก

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรอง
กำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2010	Salem Rahmani, Nassar Mendalek, and Kamal Al-Haddad	นำเสนอผลการทดลองการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยบนแกนดีคิว สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานบนบอร์ดการควบคุมแบบดิจิทัล

2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรกรองกำลังแอกทีฟ

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ
วงจรกรองกำลังแอกทีฟ

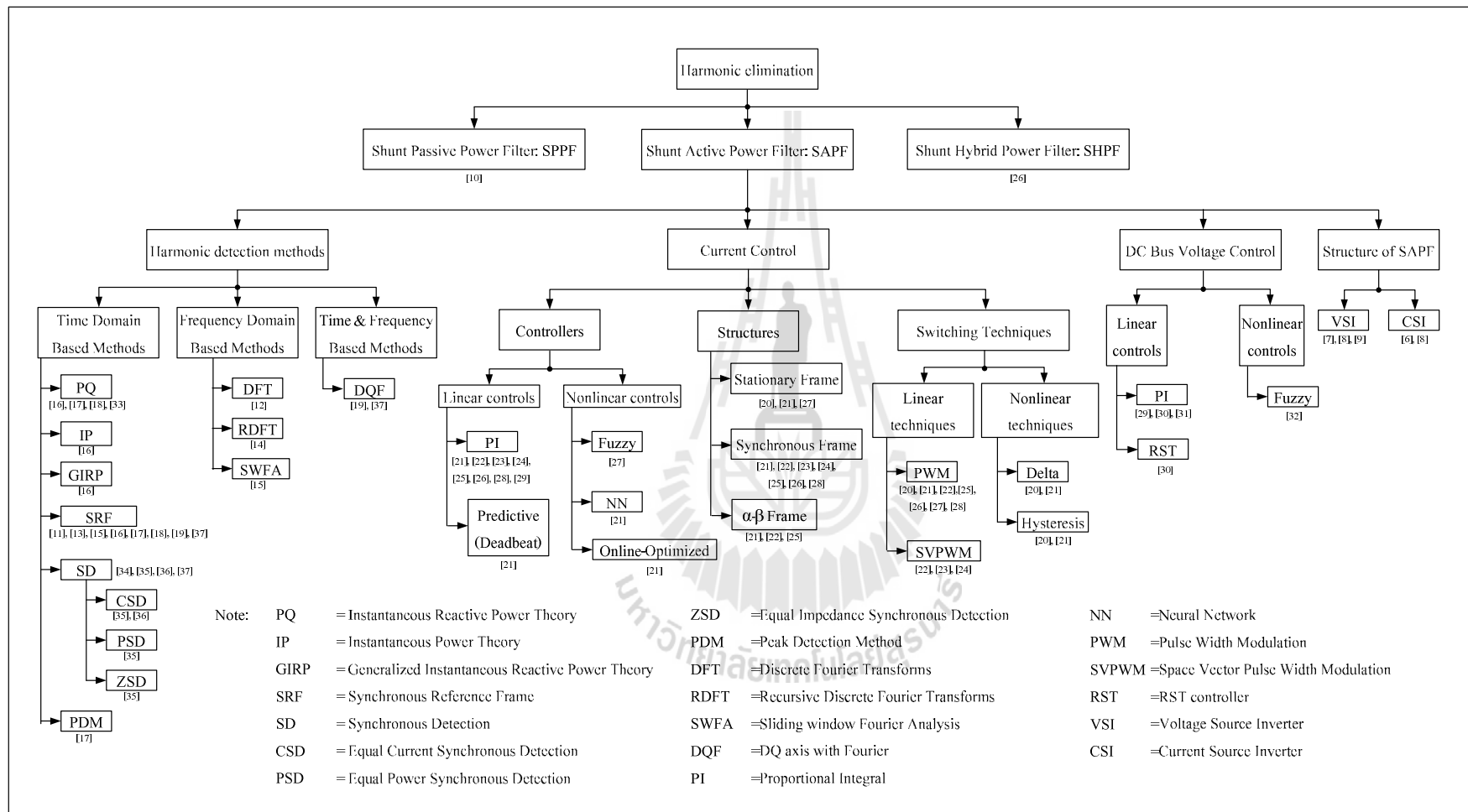
ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1997	Soares, Verdelho, and Marques	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ โดยพิจารณาควบคุมผลต่างระหว่างค่า V_{dc} และ V_{dc}^* รวมถึงการควบคุมดังกล่าวเชื่อมโยงเข้ากับขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF
1998	Bruyant, Machmoum, and Chevrel	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

ตารางที่ 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ
วงจรรอกกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2006	Mazari and Mekri	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง 2 วิธี ได้แก่ การควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ และการควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีซีลอจิก โดยทั้งสองวิธีพิจารณาควบคุมผลต่างของแรงดันบัลไฟตรงยกกำลังสอง
2006	L.R. Limongi, M.C. Cavalcanti, F.A.S. Neves, and G.M.S. Azevedo	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ที่มีการใช้งานเชื่อมโยงกับระบบควบคุมกระแสบนแกนดีคิว และบนแกนปริมาณพีคิว โดยไม่มีการระบุการออกแบบตัวควบคุมแต่ประการใด

2.6 สรุป

จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมของงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทั้งระบบ สามารถสรุปเป็นแผนภาพได้ ดังรูปที่ 2.1 ผู้วิจัยได้ให้ความสำคัญกับการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เนื่องจากวงจรชนิดดังกล่าวมีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี ในส่วนการตรวจจับฮาร์มอนิก การควบคุมกระแสคเซช และการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ได้พิจารณาโดยเล็งเห็นจากจุดเด่นของการควบคุมกระแส และแรงดันบัลไฟตรงอยู่บนแกนดีคิว เพราะการควบคุมปริมาณดังกล่าวบนแกนดีคิวให้ผลตอบสนองที่รวดเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงของรูปสัญญาณ โดยเฉพาะกับกระแสฮาร์มอนิกที่มีความถี่สูง ทำให้มีการนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์มาวิเคราะห์เพื่อหาโครงสร้างของระบบควบคุมกระแสคเซช และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงบนแกนดีคิวที่มีตัวควบคุมแบบพีไอ อีกทั้งโครงสร้างการควบคุมดังกล่าวรองรับกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟ ที่สามารถตรวจจับฮาร์มอนิกได้อย่างสมบูรณ์ นอกจากนี้ ในระบบควบคุมกระแสได้เลือกเทคนิคพีดีบีเบิลยูเอ็มควบคุมการทำงานของสวิตซ์อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่นำมาใช้เป็นวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน เนื่องจากเทคนิคดังกล่าวมีความถี่การสวิตซ์คงที่เท่ากับค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม มีหลักการทำงานที่ไม่ซับซ้อน เหมาะสมสำหรับนำมาใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ และให้ผลการควบคุมที่ดี เหมาะแก่การนำไปใช้งานจริง สำหรับการดำเนินงานทั้งหมด สามารถยืนยันผลโดยใช้การจำลองสถานการณ์ผ่านชุดบล็อก simulink บนโปรแกรม MATLAB มีดัชนีชี้วัด คือ ค่า %THD เฉลี่ย (%THD_{av}) ของกระแสที่แหล่งจ่าย ภายใต้กรอบมาตรฐาน IEEE Std.519-1992



รูปที่ 2.1 ภาพรวมปรัศน์วรรณกรรม

บทที่ 3

การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิ้วสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

3.1 บทนำ

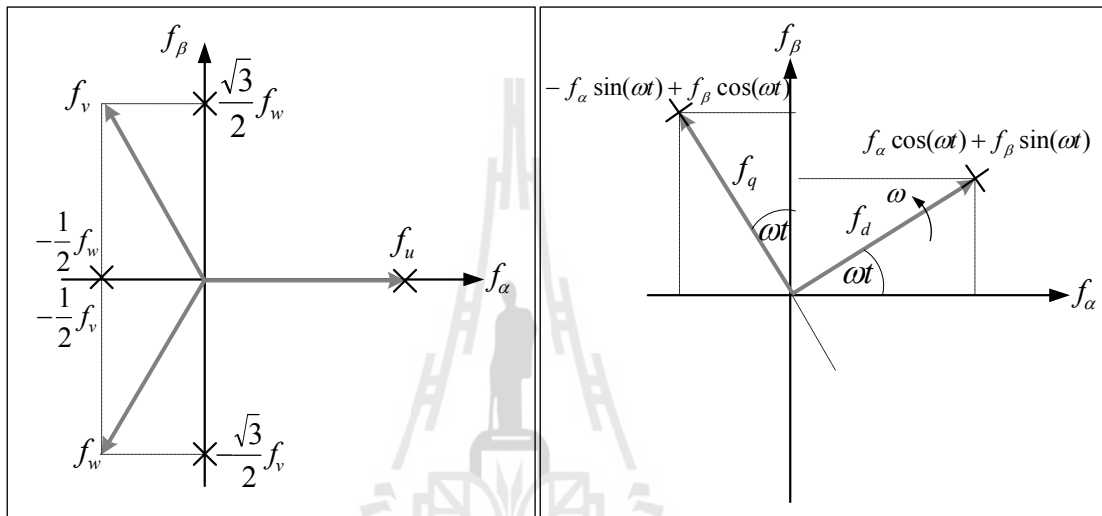
การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า ในปัจจุบันวิธีการตรวจจับดังกล่าวมีอยู่หลากหลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดี ข้อเสียที่แตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของการนำไปใช้งาน ดังนั้น ในบทนี้จึงได้นำเสนอวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกที่พิจารณาบนแกนดีคิ้ว 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 แผนภาพการแปลงแกนของพาร์ก

จากรูปที่ 3.1 (ก) งานวิจัยได้พิจารณาปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนสามเฟสสมดุล (f_u, f_v, f_w) ที่มีส่วนประกอบลำดับบวก (positive sequence) ทำมุมห่างกัน เท่ากับ $\frac{2\pi}{3}$ เรเดียน จึงไม่พิจารณาส่วนประกอบลำดับศูนย์ (zero sequence) สำหรับแกน $\alpha\beta$ จะต้องทำมุมตั้งฉากโดยกำหนดให้แกน α วางตัวในแนวเดียวกับเฟส 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	$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (i_1 + i_5 \cos(6\omega t) + i_7 \cos(6\omega t))$ $i_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (-i_5 \sin(6\omega t) + i_7 \sin(6\omega t))$

ในงานวิจัย กระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟสที่นำมาพิจารณาได้รับผลกระทบจากโหลดเรียงกระแสสามเฟสก่อให้เกิดปริมาณฮาร์มอนิกขึ้น การแปลงปริมาณดังกล่าวให้อยู่บนแกนดีคิวนั้นสามารถทำได้ โดยทำการยกตัวอย่าง กรณีที่มีฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 รวมอยู่กับกระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน ดังตารางที่ 3.2 โดยที่ i_5 และ i_7 คือ ค่าแอมพลิจูดของกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 ตามลำดับ จะสังเกตได้ว่าปริมาณฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 จะปรากฏในอันดับที่ 6 เมื่อพิจารณาอยู่บนแกนดีคิว จะแตกต่างกันในส่วน

เครื่องหมายของค่ากระแสบนแกนคิวซึ่งขึ้นอยู่กับลำดับเฟสของฮาร์มอนิกในแต่ละอันดับ สำหรับปริมาณฮาร์มอนิกอันดับใด ๆ เมื่อพิจารณาอยู่บนแกนคิวสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ปริมาณฮาร์มอนิกที่ปรากฏบนแกนคิว

อันดับฮาร์มอนิกบนแกนสามเฟส	ลำดับเฟส	อันดับฮาร์มอนิกบนแกนคิว (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)

กำลังไฟฟ้าบนแกนคิวมีอยู่ด้วยกันสองส่วน 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) สุดท้ายแปลงให้ได้ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟบนแกนคิว (p_{dq}) ปรากฏดังสมการที่ (3-6)

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

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

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

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

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

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

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

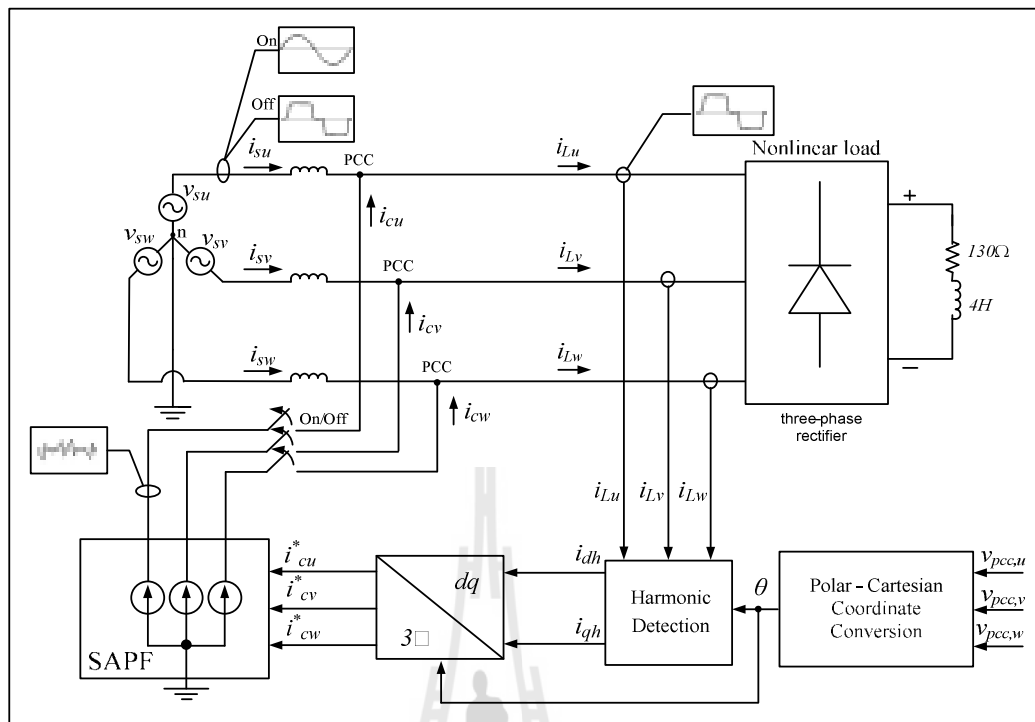
$$q_{\alpha\beta} = \mathbf{v}_{\alpha\beta} \times \mathbf{i}_{\alpha\beta} = \begin{vmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ i_\alpha & i_\beta \end{vmatrix} = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (3-9)$$

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

3.3 การจำลองสถานการณ์สำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก

การจำลองสถานการณ์ในบทนี้เพื่อต้องการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก จึงไม่พิจารณาผลกระทบที่เกิดขึ้นจากตัวควบคุมการฉีดกระแสชดเชย การควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และการทำงานของวงจรรีโวลต์เตอร์ ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ดังนั้น จึงเลือกใช้แบบจำลองของวงจรรองกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ ทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชยได้อย่างสมบูรณ์โดยกระแสชดเชยดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับกระแสอ้างอิงสามเฟส ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิว

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



รูปที่ 3.2 ระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก

โหลดไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกขึ้นที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก บล็อกตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิวิจึงเข้ามามีบทบาท เพื่อตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบ ด้วยการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีคิวิ (i_{dh} และ i_{qh}) ก่อนแปลงให้อยู่บนแกนสามเฟส (i_{cu}^* , i_{cv}^* และ i_{cw}^*) สำหรับป้อนเป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน จากนั้นบล็อกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสชดเชย จะทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชย (i_{cu} , i_{cv} และ 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 ค่ากระแสไฟฟ้าที่โหลดหักลบกับค่ากระแสชดเชยจึงทำให้ค่ากระแสที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ามีลักษณะรูปสัญญาณเป็นไซน์มากขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบเพื่อหักลบกับปริมาณฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้น

ส่งผลให้รูปสัญญาณปรากฏองค์ประกอบฮาร์มอนิกลดน้อยลง ขณะเดียวกันองค์ประกอบที่ความถี่มูลฐานยังคงอยู่เช่นเดิม สำหรับผลการทดสอบจะใช้ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมในแต่ละเฟส (Total Harmonic Current Distortion: %THD_{i,k}) ดังสมการที่ (3-12) โดยการเฉลี่ยเป็น %THD_{av} ตามสมการที่ (3-13) เป็นตัวชี้วัดสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก เพื่อให้การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนคิกวิมีสมรรถนะดีที่สุดสำหรับวงจรรอกกำลังแยกที่ฟแบบขนาน

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

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

นอกเหนือไปจากการพิจารณาค่า %THD_{av} เป็นตัวชี้วัดสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก ผู้วิจัยมีความต้องการที่จะกำจัดฮาร์มอนิก ควบคู่กับการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าให้กับระบบ ดังนั้น การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนคิกวิ 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)

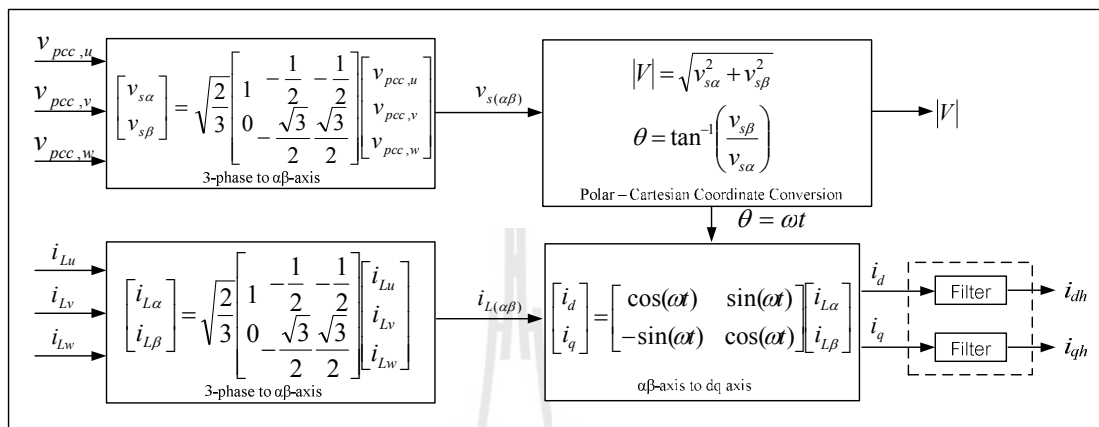
$$pf_{disp} = \frac{P}{S_1} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt}{V_{rms,1} \cdot I_{rms,1}} \quad (3-14)$$

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

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

3.4 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการอ้อมอิงซิงโครนัส

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการอ้อมอิงซิงโครนัส หรือวิธี SRF มีแผนภาพขั้นตอนการคำนวณแสดงได้ตามรูปที่ 3.3 โดยรายละเอียดการคำนวณในแต่ละขั้นตอนเป็นดังนี้



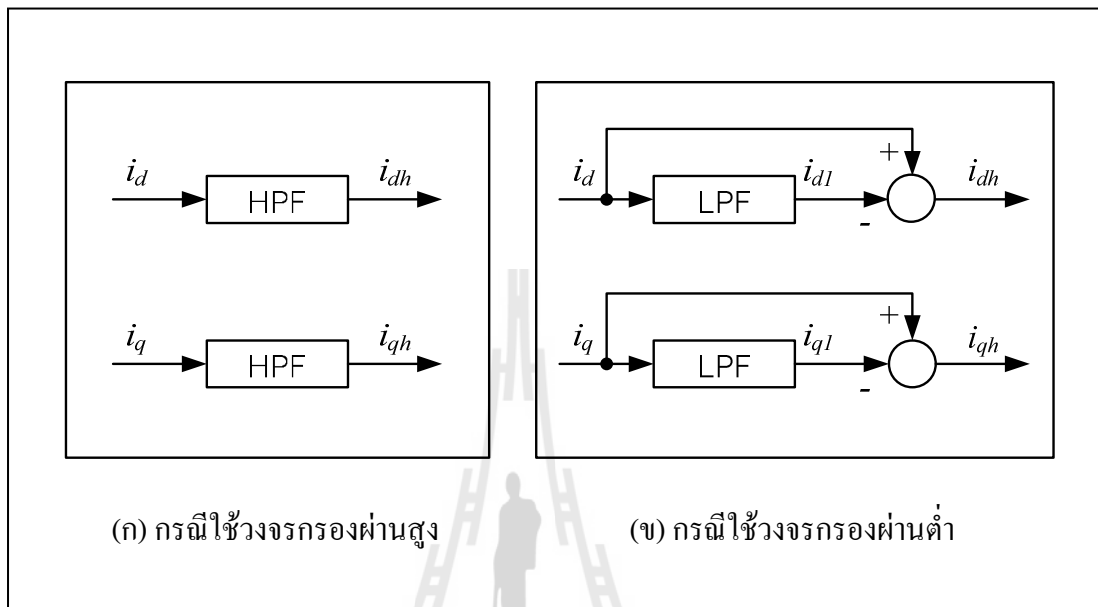
รูปที่ 3.3 แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF

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

ขั้นตอนที่ 2 แปลงค่ากระแสบนแกน $\alpha\beta$ ไปอยู่บนแกนดีคิว (i_d และ i_q) ซึ่งปรากฏในบล็อก $\alpha\beta$ axis to dq axis สำหรับค่า ω ที่ปรากฏในสมการพิจารณาจากค่ามุม (θ) โดยคำนวณมาจากบล็อก Polar – Cartesian Coordinate Conversion มีค่าเท่ากับ ความถี่มูลฐานของระบบ ทำให้เวกเตอร์กระแสไฟฟ้า i_d และ i_q หมุนด้วยความเร็วเชิงมุม เท่ากับ 314.16 เรเดียน/วินาที เพื่อใช้พิจารณาแยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิก (i_{dh} และ i_{qh}) ออกจากปริมาณกระแสมูลฐาน (i_{d1} และ i_{q1})

ขั้นตอนที่ 3 แยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่อยู่บนแกนดีคิว ออกจากปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน ทำได้โดยใช้วงจรกรอง เช่น วงจรกรองผ่านสูง (HPF) หรือวงจรกรองผ่านต่ำ (LPF) เป็นต้น โดยมีโครงสร้างการใช้งานดังรูปที่ 3.4 การใช้วงจรกรองดังกล่าว แสดงไว้ด้วยบล็อก Filter ในรูปที่ 3.3 สำหรับการปรับค่าความถี่ตัดของวงจรกรองผ่านสูง และวงจรกรองผ่านต่ำมีผลต่อสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ซึ่งจะนำเสนอแนวทางการปรับปรุงสมรรถนะใน

ลำดับถัดไป ในขั้นตอนนี้จะได้ปริมาณกระแสฮาร์มอนิก (i_{dh} และ i_{qh}) เพื่อใช้เป็นกระแสอ้างอิงบนแกนดิวให้กับขั้นตอนการควบคุมกระแสชดเชยต่อไป



รูปที่ 3.4 โครงสร้างการใช้งานวงจรกรองผ่านสูงและวงจรกรองผ่านต่ำ

3.5 การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิก

ด้วยวิธีการอ้างอิงซิงโครนัส

การปรับค่าความถี่ตัดของวงจรกรองผ่านสูง และวงจรกรองผ่านต่ำมีผลต่อสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF จึงนำจุดนี้มาเป็นเกณฑ์เพื่อปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับดังกล่าว วงจรกรองที่นำมาทดสอบมี 2 ชนิด คือ วงจรกรองผ่านสูง และวงจรกรองผ่านต่ำ ซึ่งจะทดสอบที่อันดับ 1 ถึง อันดับ 3 ในช่วงความถี่ตัด 1 เฮิร์ตซ์ ถึง 100 เฮิร์ตซ์ จากการวิเคราะห์โครงสร้างวงจรแอนะล็อกของวงจรดังกล่าว ให้อยู่ในรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน พิจารณาได้จากตารางที่ 3.4 และตารางที่ 3.5 ตามลำดับ สิ่งที่มีความสำคัญในการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก คือ ค่าความถี่ตัด (cutoff frequency: f_c) ณ จุดการทำงานของระบบ

จากตารางที่ 3.4 และตารางที่ 3.5 แสดงโครงสร้างของวงจรกรองผ่านสูง และวงจรกรองผ่านต่ำอันดับ 1 ถึงอันดับ 3 ในรูปแบบของวงจรแอนะล็อก รวมถึงแสดงรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนในแต่ละวงจรสำหรับนำไปใช้แทนในความสัมพันธ์ ดังสมการที่ (3-17) เพื่อนำผลลัพธ์จากสมการที่

ได้แทนค่าในฟังก์ชันถ่ายโอน และนำผลเฉลยที่ได้จากการแทนค่าที่ความถี่ตัดใด ๆ แทนลงใน บล็อกฟังก์ชันถ่ายโอน สำหรับทดสอบร่วมกับระบบจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 3.2 ซึ่งผลการ ทดสอบ ปรากฏดังรูปที่ 3.5 ในกรณีวงจรกรองผ่านสูง และรูปที่ 3.6 ในกรณีวงจรกรองผ่านต่ำ

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{3-17}$$

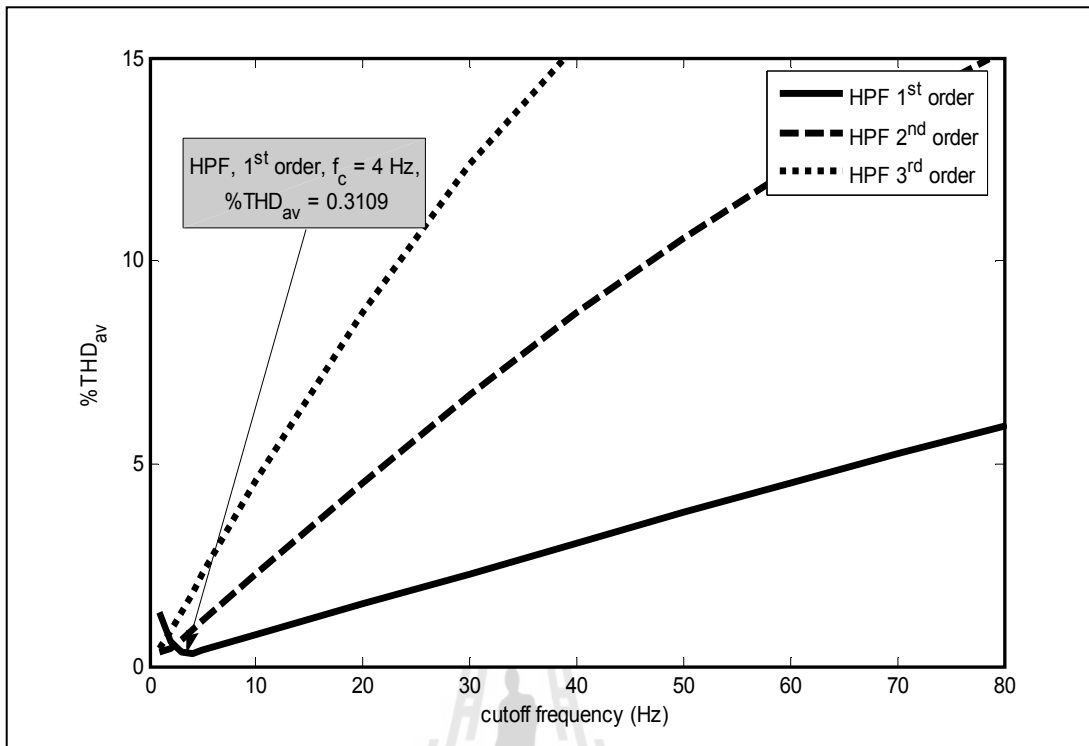
ตารางที่ 3.4 รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน และ โครงสร้างของวงจรกรองผ่านสูง

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

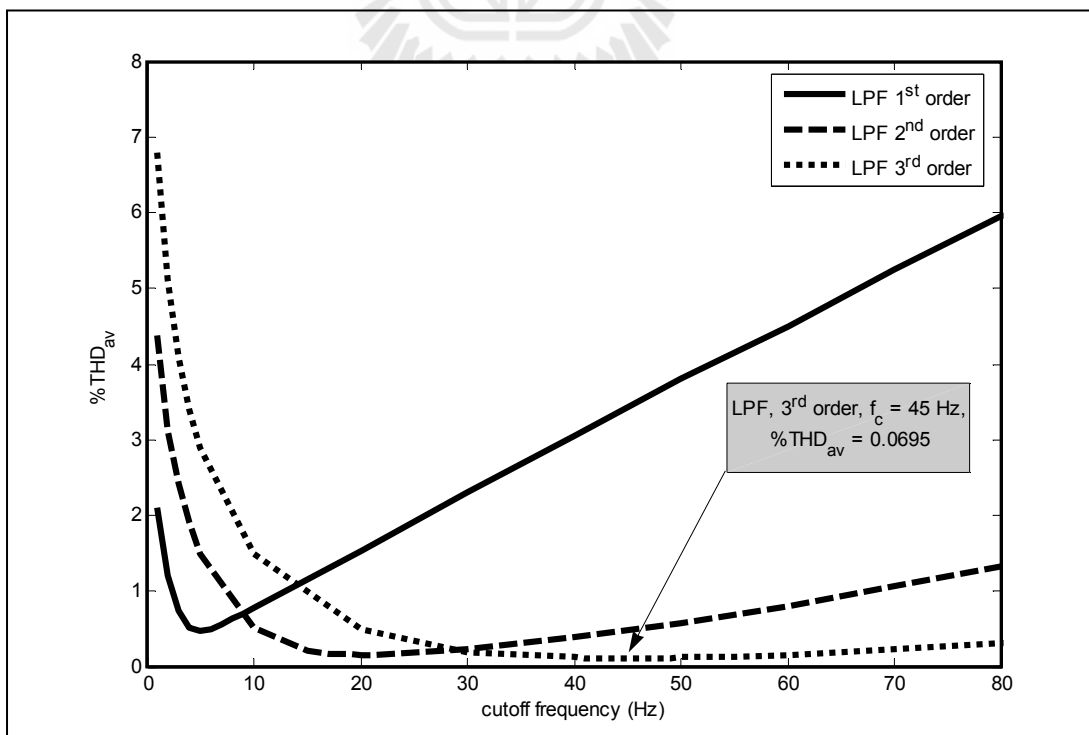
ตารางที่ 3.5 รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน และ โครงสร้างของวงจรกรองผ่านต่ำ

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} น้อยที่สุด เท่ากับ 0.3109 เปอร์เซ็นต์ และการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำดังรูปที่ 3.6 มีค่า %THD_{av} หลังการชดเชยที่ได้จากการจำลองสถานการณ์โดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 45 เฮิร์ตซ์ ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีค่า %THD_{av} น้อยที่สุดเท่ากับ 0.0695 เปอร์เซ็นต์



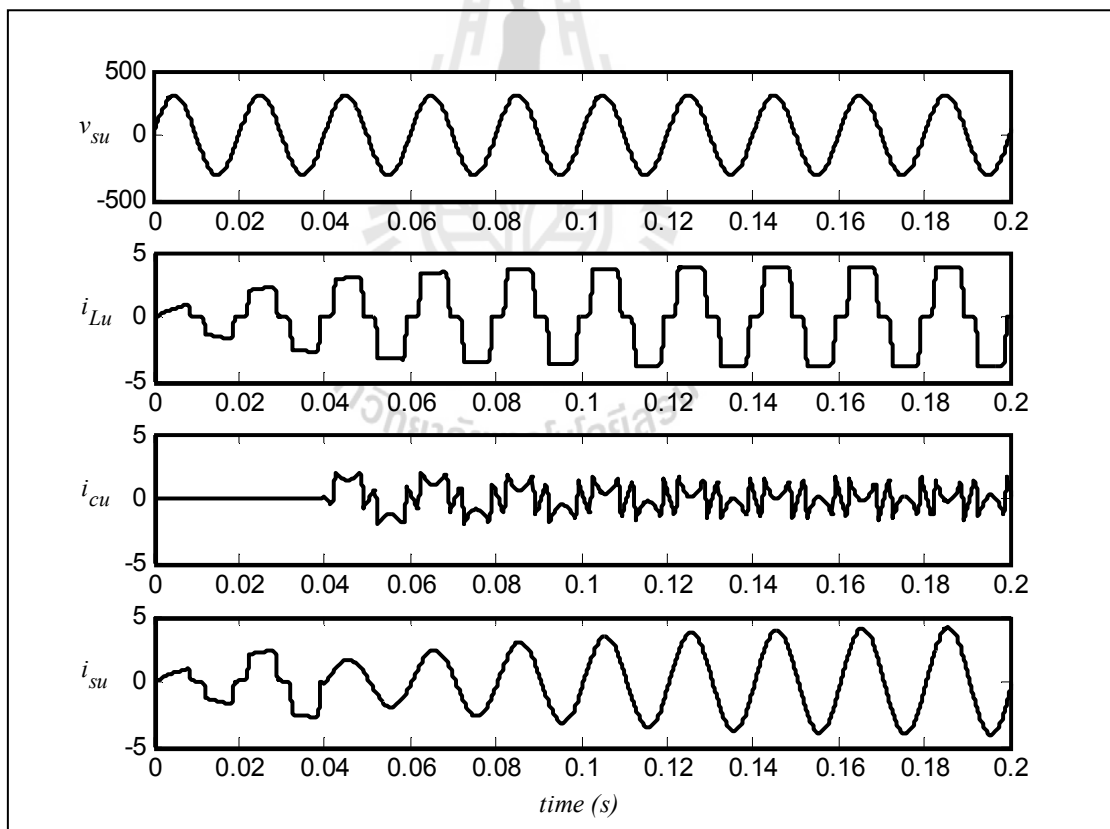
รูปที่ 3.5 ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์โมนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านสูง



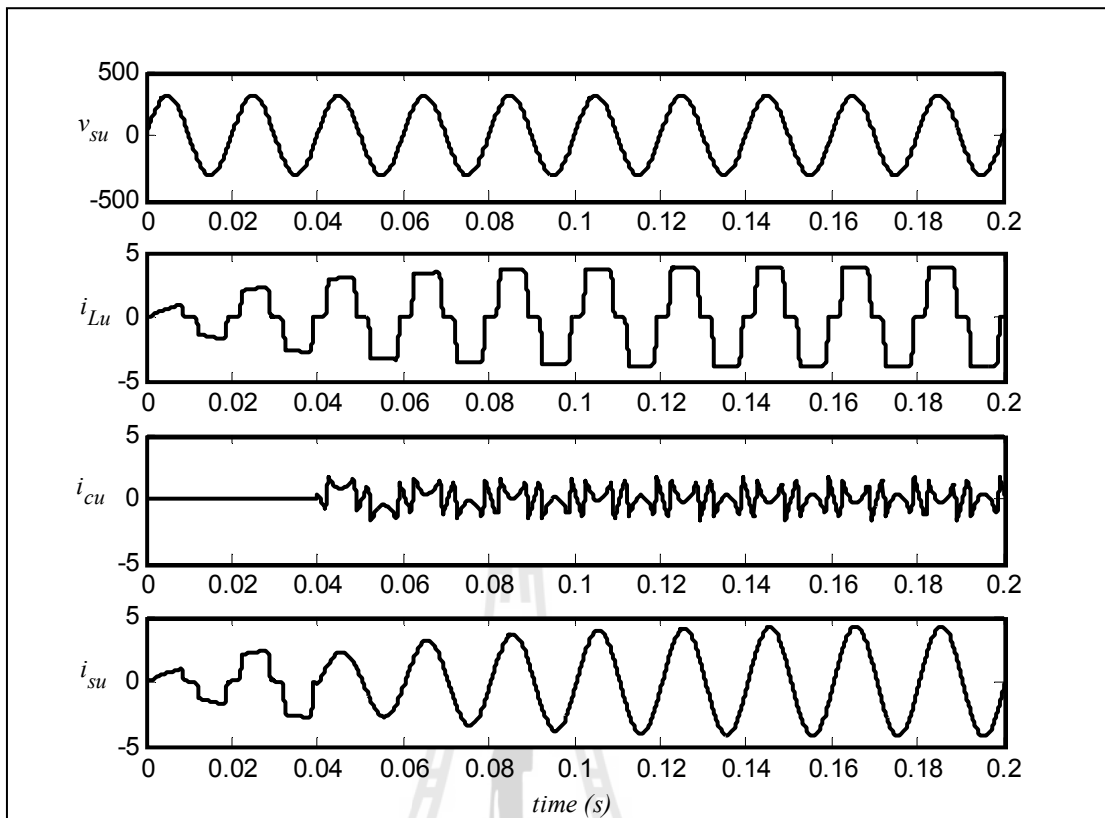
รูปที่ 3.6 ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์โมนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำ

ผลการทดสอบจากรูปที่ 3.5 และรูปที่ 3.6 พบว่า อันดับของวงจรกรองความถี่แบบแอนะล็อกมีผลต่อการแยกปริมาณฮาร์มอนิก ในเชิงทฤษฎีวงจรกรองความถี่แบบแอนะล็อกอันดับสูง (High - Order Filter) อาจมีส่วนเพื่อให้ได้สมรรถนะที่ดียิ่งขึ้น ซึ่งในงานวิจัยนี้ไม่ได้ทำการทดสอบวงจรดังกล่าว เนื่องจากเล็งเห็นถึงความซับซ้อนสำหรับการสร้างจริงในทางปฏิบัติ ในขณะที่ค่า %THD_{av} อาจมีแนวโน้มลดลงไม่มากกว่านี้นัก ทำให้การทดสอบวงจรดังกล่าวทดสอบเฉพาะที่อันดับ 1 ถึงอันดับ 3 เท่านั้น อีกทั้งผลการทดสอบที่น่าเสนอมีสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกเป็นที่น่าพอใจ 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)

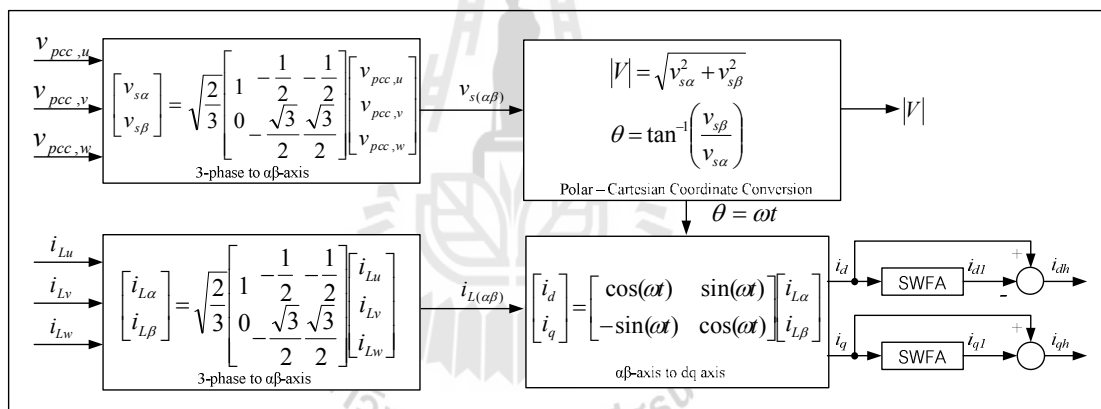


รูปที่ 3.8 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำ
แยกปริมาณฮาร์มอนิก ($f_c = 45$ Hz)

จากผลการจำลองสถานการณ์สังเกตได้ว่าในช่วงเวลา 0 วินาที ถึง 0.04 วินาที ยังไม่มีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายจะเหมือนกับรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่โหลด ต่อมาที่ช่วงเวลาตั้งแต่ 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} จะเริ่มคงที่ที่ค่ากระแสสูงสุดประมาณ 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 ของกระแสไฟฟ้าทางด้าน

3.6 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเฟ

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



รูปที่ 3.9 แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF

การแยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่อยู่บนแกนดีคิว 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) ซึ่งมีองค์ประกอบสองส่วน คือ เทอมของสัญญาณกระแสตรง และเทอมของสัญญาณกระแสสลับ เนื่องจากการแยกปริมาณทั้งสองส่วนนั้นกระทำอยู่บนแกนดีคิว ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงมุมเดียวกันกับที่ความถี่มูลฐานของระบบ ดังนั้น จึงมองกระแสที่ความถี่มูลฐานเป็นสัญญาณกระแสตรง และกระแสที่ความถี่อื่น เป็นสัญญาณกระแสสลับ การแยกสัญญาณกระแสสลับ ซึ่งก็คือปริมาณกระแสฮาร์มอนิก เริ่มต้นที่การรับค่าข้อมูลกระแส i_d

และ i_q มาหนึ่งคาบ (T) จำนวน N ข้อมูล เพื่อคำนวณหาค่ากระแสที่ความถี่มูลฐาน (i_{d1} และ i_{q1}) ดังสมการที่ (3-19) และสมการที่ (3-20) ตามลำดับ โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์ A_{0d} และ A_{0q} คำนวณได้จากสมการที่ (3-21) และสมการที่ (3-22) หลังจากที่ตั้งจุดข้อมูลด้วยจำนวน N ข้อมูลครบในหนึ่งคาบ จะสามารถหาค่า i_{d1} และ i_{q1} มาได้หนึ่งจุดข้อมูลเพื่อไปหักลบออกจากค่ากระแส i_d และ i_q ให้ได้เป็นกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบบนแกนดีคิว (i_{dh} และ i_{qh}) นั่นคือ การคำนวณในรอบแรก หลังจากนั้นทำการดึงค่า N_0 ออกจากชุดข้อมูล N เป็น N_0-1 ในขณะเดียวกันก็จะรับข้อมูล N_0+N จากชุดข้อมูล i_d และ i_q ค่าใหม่มาอยู่ในชุดข้อมูล N เป็น N_0+N-1 เพื่อคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ A_{0d} และ A_{0q} ค่าใหม่ ($A_{0d}^{(new)}$ และ $A_{0q}^{(new)}$) ดังสมการที่ (3-23)

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

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

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

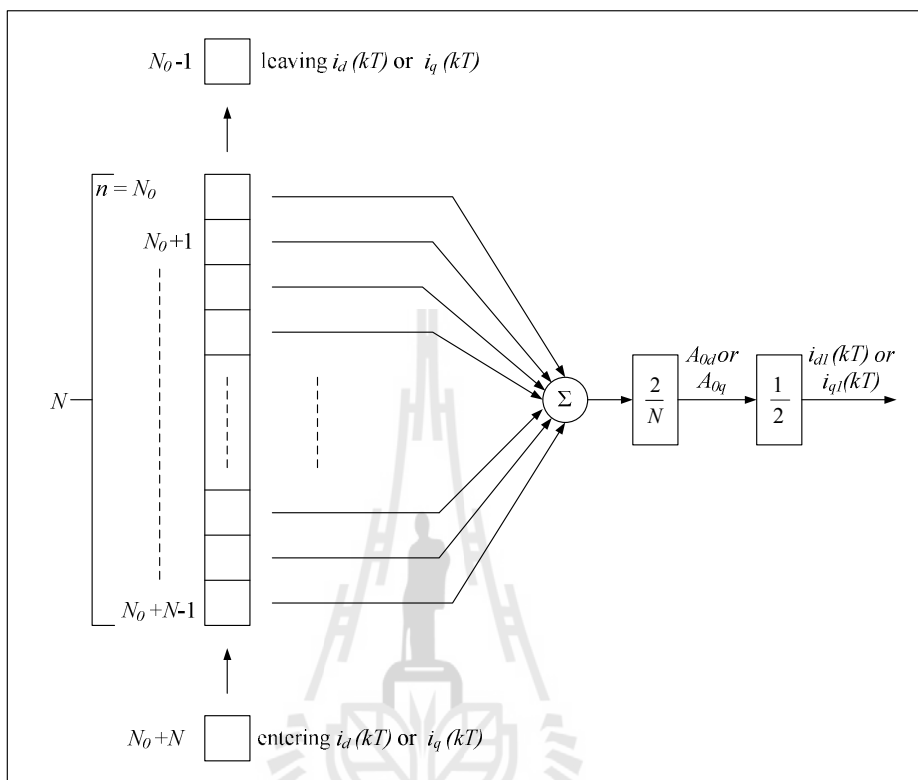
$$A_{0d} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} i_d(nT) \quad (3-21)$$

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

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

โดยที่ $A_{0d}^{(old)}$ และ $A_{0q}^{(old)}$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการคำนวณในรอบก่อนหน้านี ส่งผลให้การรับค่าข้อมูล i_d และ i_q ในแต่ละครั้งจะได้จุดข้อมูล i_{d1} และ i_{q1} สำหรับหักลบออกจากค่ากระแส i_d และ i_q และมีการส่งรับข้อมูลมาคำนวณในลักษณะนี้ตลอดย่านการทำงาน จนกระทั่งได้กระแส

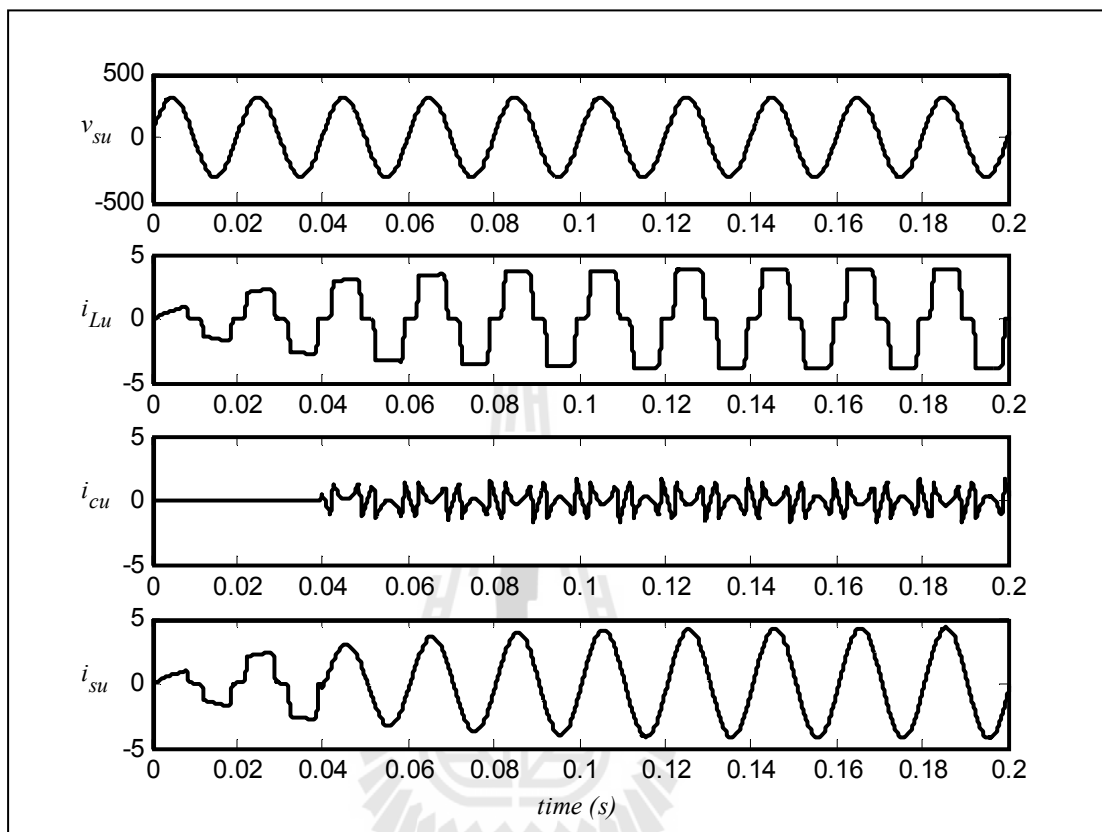
อ้างอิงบนแกนดิว (i_{dh} และ i_{qh}) สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน สำหรับรายละเอียดการคำนวณด้วยวิธี SWFA นี้สามารถแสดงเป็นแผนภาพได้ ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 แผนภาพคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ฟูริเยร์ และคำนวณกระแสที่ความถี่มูลฐานบนแกนดิว

กระแสอ้างอิงบนแกนดิว (i_{dh} และ i_{qh}) ที่คำนวณได้ด้วยวิธี SWFA จะถูกแปลงปริมาณดังกล่าวให้อยู่บนแกนสามเฟส คือ i_{cu}^* , i_{cv}^* และ i_{cw}^* สำหรับเป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟชนิดแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ การทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF จะจำลองสถานการณ์ร่วมกับระบบทดสอบตามรูปที่ 3.2 โดยผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 3.11 จากรูปดังกล่าวในช่วงเวลาเท่ากับ 0 วินาที ถึง 0.02 วินาที จะมีการเก็บค่าข้อมูลกระแสบนแกนดิวมาหนึ่งคาบ เพื่อคำนวณหากระแสที่ความถี่มูลฐานตามหลักการของ SWFA และเริ่มมีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.04 วินาที ถึง 0.2 วินาที พบว่าภายหลังการชดเชยรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น โดยเข้าสู่ภาวะคงตัวที่เวลาประมาณ 0.10 วินาที และรูปสัญญาณกระแส i_{su} จะเริ่มคงที่ที่ค่ากระแสสูงสุดประมาณ 4.24 A สำหรับค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเฉลี่ยทั้งสามเฟสภายหลังการชดเชย มีค่าเท่ากับ 0.0246 เปอร์เซ็นต์ ดังตารางที่ 3.8 ซึ่งปริมาณ

ฮาร์มอนิกลดลงถึง 99.9 เปอร์เซ็นต์ จึงยืนยันได้ว่าวิธี DQF สามารถกำจัดฮาร์มอนิกของระบบ
 ภายหลังจากชดเชยได้ดีที่สุด



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

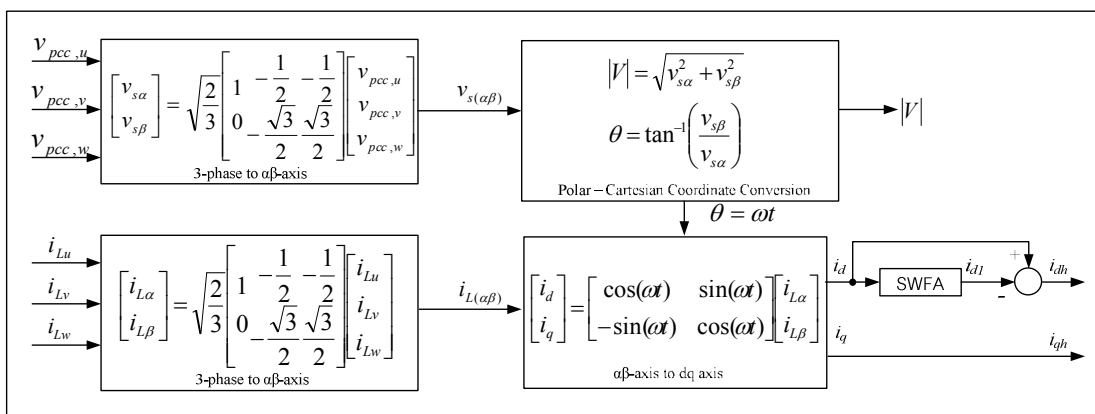
ตารางที่ 3.9 ผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังด้วยวิธี DQF

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} ภายหลังจากชดเชยมีค่าเท่ากับ 0.9800 เช่นเดียวกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ข้อจำกัดดังกล่าวจึงเป็นแนวทางสำหรับการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ซึ่งจะนำเสนอรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

3.7 การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟ

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF เมื่อพิจารณาที่ระบบสามเฟสสมดุล จะมีจุดเด่นในเรื่องความสามารถการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดี วิธีการดังกล่าวยังสามารถพัฒนาต่อออกให้มีความสามารถในการชดเชยกำลังรีแอกทีฟ หรือชดเชยค่าตัวประกอบกำลังได้ โดยมีขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกที่คล้ายคลึงกับวิธี DQF จะแตกต่างกัน คือ การปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF จะไม่มีการผ่านกระบวนการแยกปริมาณฮาร์มอนิกด้วย SWFA บนแกนคิว แสดงได้ดังรูปที่ 3.12 ด้วยเหตุผลดังต่อไปนี้

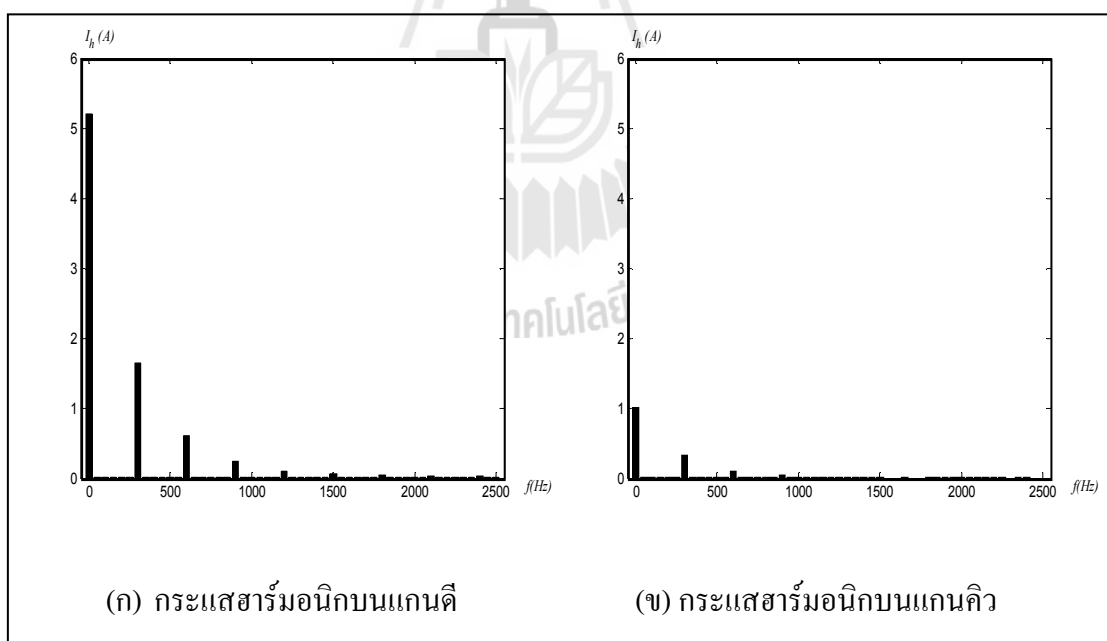


รูปที่ 3.12 แผนภาพบล็อกการปรับปรุงการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF

เริ่มต้นวิเคราะห์เทอมสมการของกระแสบนแกนดีคิว (i_d และ i_q) ดังสมการที่ (3-24) และสมการที่ (3-25) ตามลำดับ ซึ่งในตัวอย่างนี้พิจารณากระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 รวมอยู่กับกระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน สังเกตได้ว่าเมื่อแปลงเทอมสมการกระแสที่มีฮาร์มอนิกปะปนอยู่บนแกนสามเฟสให้อยู่บนแกนดีคิว ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงมุมเดียวกันกับความถี่มูลฐานของระบบ เทอมสมการกระแสบนแกนคิวในทางทฤษฎีจะต้องไม่ปรากฏกระแสที่ความถี่ 0 เฮิร์ตซ์ และจะต้องปรากฏกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 ที่มีเครื่องหมายระบุลำดับเฟสของแต่ละอันดับไว้อย่างชัดเจน จึงได้มีการตรวจสอบด้วยการแสดงสเปกตรัมของกระแสบนแกนดีคิวของระบบที่พิจารณา ดังรูปที่ 3.13 เพื่ออ้างอิงกับสมการดังกล่าว

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

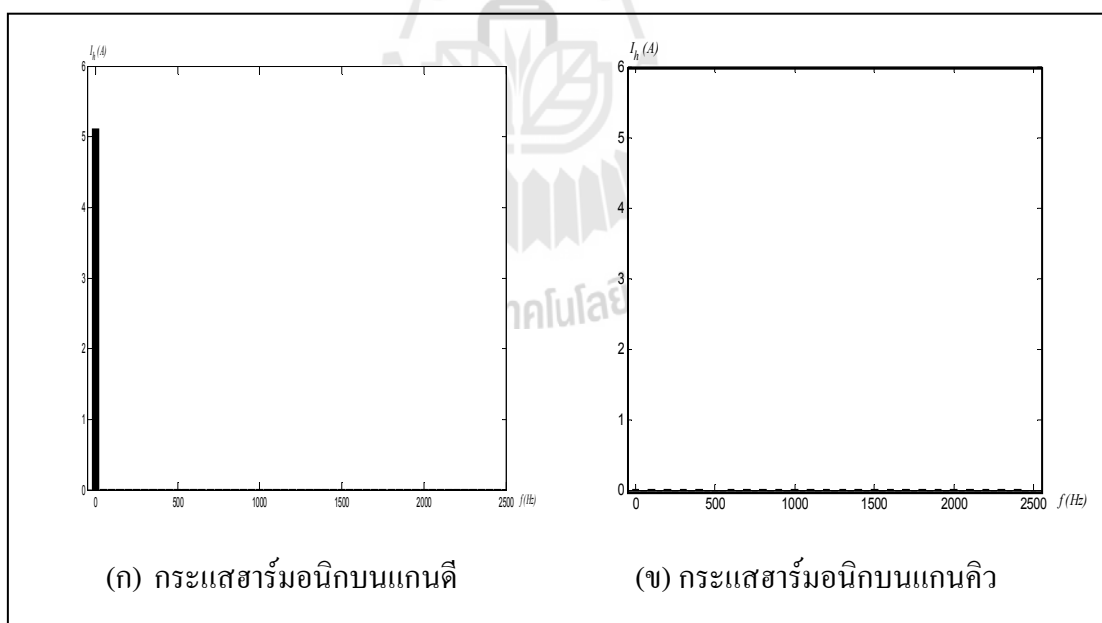
$$i_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} (-i_5 \sin(6\omega t) + i_7 \sin(6\omega t)) \quad (3-25)$$



รูปที่ 3.13 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ บนแกนดีคิวก่อนการชดเชย

จากรูปที่ 3.13 การตรวจวัดสเปกตรัมของกระแสบนแกนดีคิวในระบบที่พิจารณา พบว่า มีกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 ที่ความถี่ 300 เฮิร์ตซ์ บนแกนดีคิว รวมถึงอันดับอื่น ๆ ที่ความถี่ต่างกัน ซึ่งตรงตามที่ระบุไว้ในตารางที่ 3.3 และสังเกตได้ว่ากระแสบนแกนคิวมีค่า

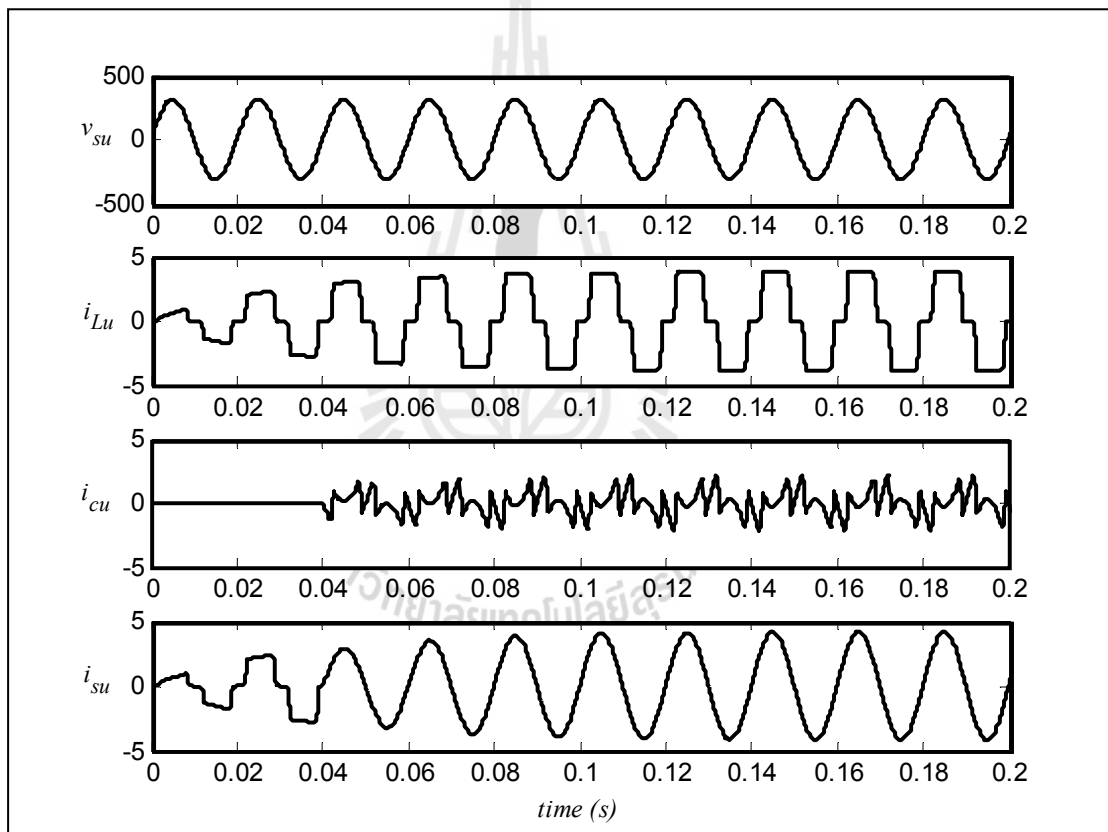
แอมพลิจูดค่าหนึ่งที่มีความถี่ 0 เฮิร์ตซ์ ดังนั้น ปริมาณดังกล่าวจึงไม่ได้เกิดขึ้นจากผลกระทบของฮาร์มอนิกในระบบ แต่เกิดขึ้นจากลักษณะการทำงานของโหลดไม่เป็นเชิงเส้น จึงปรากฏกำลังไฟฟ้าร์แอกทีฟในระบบ ดังสมการที่ (3-10) ส่งผลให้ปรากฏค่ากระแสที่ความถี่มูลฐานของระบบบนแกนคิวด และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำลง ซึ่งหากยังคงนำ SWFA มาใช้แยกปริมาณมูลฐานออกจากปริมาณฮาร์มอนิกอันดับอื่น ๆ บนแกนคิวด จะไม่สามารถดึงค่ากระแสที่ความถี่มูลฐานของระบบบนแกนคิวดไปพิจารณาเพื่อชดเชยค่ากำลังรีแอกทีฟได้ แนวทางหนึ่งที่ผู้วิจัยได้นำเสนอคือ การไม่พิจารณาใช้ SWFA บนแกนคิวด ซึ่งจะทำให้ปริมาณบนแกนคิวดทั้งหมด ประกอบด้วยปริมาณฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ และค่ากำลังไฟฟ้าร์แอกทีฟ ถูกนำมาวิเคราะห์ร่วมกับปริมาณบนแกนคิวด เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงบนแกนคิวดให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานสำหรับชดเชยกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ และชดเชยกำลังรีแอกทีฟให้กับระบบ โดยที่ภายหลังการชดเชย ดังรูปที่ 3.14 สังเกตได้ว่า ไม่ปรากฏค่ากระแสบนแกนคิวดที่ความถี่ 0 เฮิร์ตซ์ รวมถึงฮาร์มอนิกที่อันดับอื่น ๆ ส่วนบนแกนคิวยังคงเหลือเฉพาะปริมาณที่ความถี่มูลฐานของระบบเท่านั้น ยิ่งไปกว่านั้นการตรวจจับฮาร์มอนิกยังคงสามารถทำงาน ได้ผลดีเช่นเดิม



รูปที่ 3.14 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ บนแกนคิวดภายหลังการชดเชย

ผลการจำลองสถานการณ์กรณีทดสอบการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ของเฟส u ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 วินาที ถึง 0.20 วินาที แสดงดังรูปที่ 3.15 ซึ่งสังเกตได้ว่า ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 วินาที ถึง 0.04 วินาที ยังไม่มีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้รูป

สัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายมีลักษณะเหมือนกับรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่โหลด ต่อมาที่ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.04 ถึง 0.20 วินาที มีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้รูปสัญญาณกระแสชดเชยเป็นไปตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิง ที่ได้จากการปรับปรุงการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ดังนั้น รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักจึงมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น และเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลาประมาณ 0.10 วินาที โดยภายหลังจากเวลา 0.10 วินาทีรูปสัญญาณกระแส i_{su} จะเริ่มคงที่ที่ค่ากระแสสูงสุดประมาณ 4.24 A สำหรับค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ได้มีการเปรียบเทียบกับวิธี DQF แบบดั้งเดิมก่อนการปรับปรุงสมรรถนะ ตามตารางที่ 3.10



รูปที่ 3.15 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส u กรณีปรับปรุงการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF

จากตารางที่ 3.10 สังเกตได้ว่าภายหลังจากการชดเชย 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

3.8 สรุป

การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนคิกว เป็นส่วนประกอบที่สำคัญของการพัฒนาวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ เนื่องจากการคำนวณกระแสอ้างอิง จึงส่งผลโดยตรงต่อระบบควบคุมกระแสชดเชย หากการคำนวณกระแสอ้างอิงในส่วนนี้ไม่มีสมรรถนะหรือคำนวณผิดพลาด ส่วนต่าง ๆ ของวงจรก็จะทำงานผิดพลาดด้วยเช่นกัน ข้อดีของการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนคิกวกับระบบสามเฟสสมดุล คือ เช่น มีอัลกอริทึมที่สามารถตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดี นอกจากนี้โครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกรองรับกับโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนคิกว ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในเรื่องการลดขั้นตอนการคำนวณ อย่างไรก็ตาม ในบทนี้ยังได้นำเสนอความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนคิกว ในการทบทวนไว้เป็นองค์ความรู้สำหรับงานด้านการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนคิกว สำหรับใช้พัฒนาต่อยอดองค์ความรู้ดังกล่าว เพื่อหาแนวทาง และวิธีการที่จะเพิ่มขีดความสามารถในการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนคิกวให้ดียิ่งขึ้น ซึ่งผลการทดสอบ พบว่า การแยกปริมาณฮาร์มอนิก ด้วย SWFA เฉพาะบนแกนคิกว สามารถสร้างกระแสอ้างอิงให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ให้มีสมรรถนะในการกำจัดฮาร์มอนิก และมีสมรรถนะในการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังดีที่สุดในที่สุด

สำหรับงานวิจัยในบทที่ 3 การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนคิกวสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน 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, "บล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีกรองอ้างอิงเชิงโรตัสสำหรับโปรแกรม SIMULINK", 2 พฤศจิกายน 2554, เลขที่คำขอ 266182

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

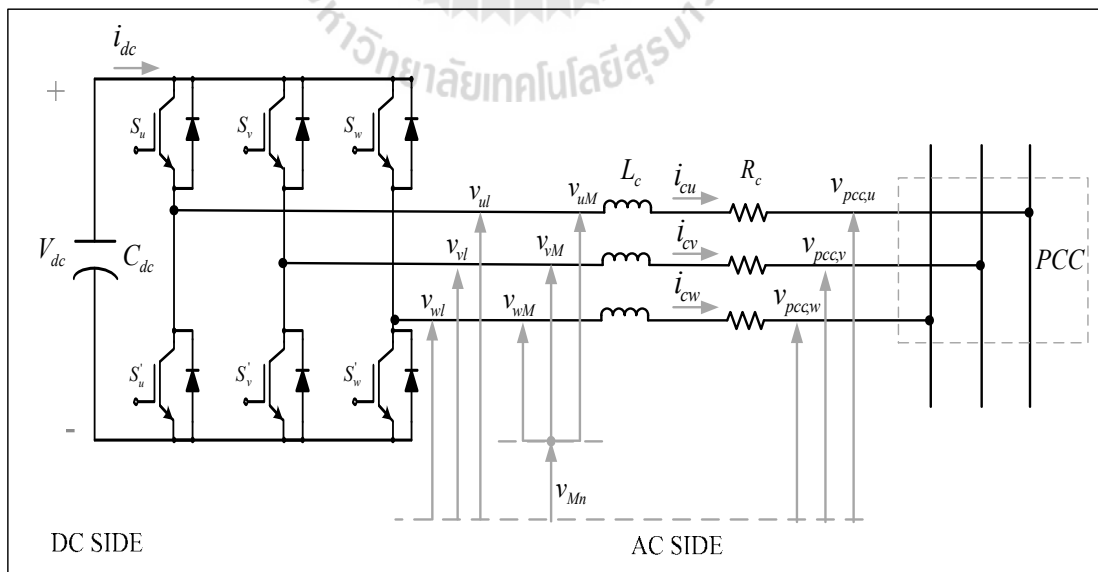
บทที่ 4

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอททีฟแบบขนาน

4.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้เป็นการนำเสนอ การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอททีฟแบบขนาน โดยมีวัตถุประสงค์หลัก คือ เพื่อออกแบบโครงสร้างการควบคุม และออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสมสำหรับควบคุมการบิดกระแสชดเชย และควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงสำหรับวงจรกรองกำลังแอททีฟแบบขนาน การหาแบบจำลองในงานวิจัยนี้คำนึงถึงการออกแบบระบบควบคุมบนแกนดีคิวเพื่อให้รองรับกับการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิว ดังนั้นจึงต้องเริ่มต้นจากการวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอททีฟบนแกนสามเฟส จากนั้นดำเนินการแปลงแบบจำลองดังกล่าวให้อยู่บนแกนดีคิว โดยใช้หลักการแปลงของปาร์ค นอกจากนี้ยังได้มีการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง โดยการเปรียบเทียบผลกับการจำลองสถานการณ์ที่พึ่งพาโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems

4.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนสามเฟส



รูปที่ 4.1 โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอททีฟแบบขนานที่เป็นอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน

จากรูปที่ 4.1 วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ แหล่งจ่ายแรงดันใช้ไอจีบีทีทำหน้าที่เป็นสวิตช์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ทางด้านเอซี (AC SIDE) ของวงจรถูกกล่าวจะเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายแรงดันสามเฟสที่จุดต่อร่วม (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 ($i_{cu}^*, i_{cv}^*, i_{cw}^*$) ที่ได้จากการตรวจนับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF เมื่อพิจารณาทางด้านดีซี (DC SIDE) พบว่า ตัวเก็บประจุ (C_{dc}) มีบทบาทหน้าที่ที่เก็บสะสมพลังงาน เพื่อใช้สำหรับการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ รวมถึงแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ที่ตกคร่อม C_{dc} จะต้องได้รับการควบคุมเพื่อให้ได้จุดการทำงานที่เหมาะสม นอกจากนี้ในงานวิจัยได้เลือกใช้การสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม สำหรับควบคุมการทำงานของไอจีบีทีเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์

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

สำหรับงานวิจัยนี้ผู้วิจัยได้ตั้งขอบเขต ที่จะพิจารณาเฉพาะระบบกำลังไฟฟ้าสามเฟสสามสายสมดุลเท่านั้น ดังนั้น ในการวิเคราะห์จะไม่กล่าวถึงปริมาณไฟฟ้าลำดับศูนย์ จึงส่งผลให้ความสัมพันธ์ของแรงดันที่จุด PCC และกระแสชดเชยทั้งสามเฟส เป็นดังสมการที่ (4-4) และสมการที่ (4-5) ตามลำดับ โดยเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ดังกล่าวร่วมกับสมการที่ (4-1) ถึงสมการที่ (4-3) ในสภาวะคงตัว 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)

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

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

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

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

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

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

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

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

สมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสขดเซยบนแกนสามเฟส แสดงได้ดังสมการที่ (4-17) ในขั้นตอนต่อไปเป็นการหาสมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรง โดยวิเคราะห์จากการพิจารณากฎของกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ทางด้านดิซี 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

โครงสร้างการควบคุมการฉีดกระแสชดเชย และโครงสร้างการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ในงานวิจัยนี้มีแนวทางการควบคุมอยู่บนแกนดีคิว 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)

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

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

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

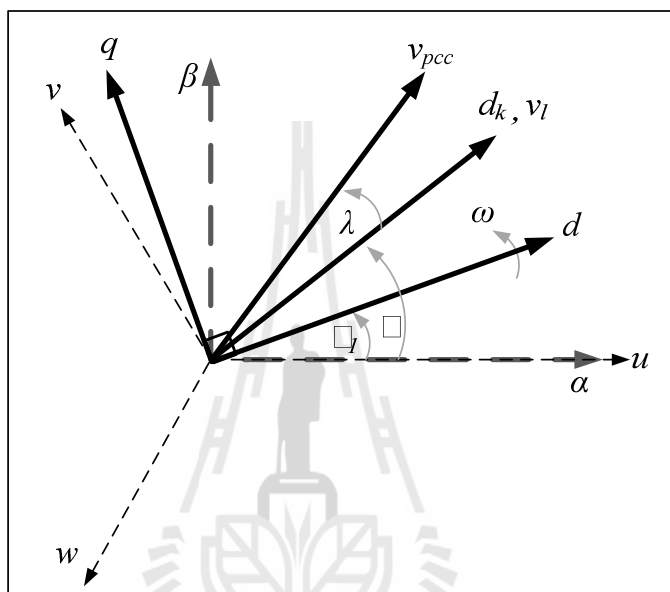
การวิเคราะห์ในส่วนถัดมา คือ การหาแรงดัน v_{pcc} ที่พิจารณาอยู่บนแกนดีคิว ดังสมการที่ (4-26) โดยเมื่อใช้คุณสมบัติทางตรีโกณมิติ จะได้ดังสมการที่ (4-27) จากสมการดังกล่าว ค่า λ คือ ค่ามุมเหลื่อมระหว่างเวกเตอร์ของแรงดันเอาต์พุตกับเวกเตอร์แรงดันที่จุด PCC (v_{pcc})

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

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

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

จากการอธิบายข้างต้นเกี่ยวกับเวกเตอร์ของแบบจำลองในระบบ พบว่า เวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตมีมุมเฟสเริ่มต้นเดียวกันกับเวกเตอร์ฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ เท่ากับ ϕ ซึ่งทำมุมต่างเฟสกับมุมเฟสเริ่มต้นของเวกเตอร์แรงดันที่จุด PCC (v_{pcc}) เท่ากับ λ และแกนดีคิวหมุนด้วยความเร็วเท่ากับ ω rad/s ที่มีมุมเฟสเริ่มต้น เท่ากับ ϕ_1 ดังนั้น เวกเตอร์ของแบบจำลองบนแกนดีคิวในระบบที่พิจารณา สามารถอธิบายได้ด้วยแผนภาพเฟสเซอร์ไดอะแกรม ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แผนภาพเฟสเซอร์ของระบบที่พิจารณา

จากรูปดังกล่าวผู้วิจัยกำหนดให้มุมเฟสเริ่มต้นของเวกเตอร์แรงดันเอาต์พุต (v_l) ทำมุมเดียวกันกับมุมเฟสเริ่มต้นของแกนหมุนดีคิว ($\phi = \phi_1$) และไม่พิจารณาผลของมุมเหลื่อม (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 เพื่อแปลงแบบจำลองไปอยู่บนแกนดีคิว คือ ส่วนการควบคุมกระแสชดเชย แสดงไว้ในแถวที่ 1 ถึงแถวที่ 3

ของสมการ และส่วนการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ในแถวที่ 4 ของสมการ โดยจะดำเนินการวิเคราะห์ในแต่ละส่วน ดังนี้

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในส่วนการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว

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

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

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

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

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

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

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)

$$[\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) + ([\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1}) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = -\frac{R_c}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix}) \quad (4-34)$$

$$+ \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc}) - \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix})$$

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

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

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

$$\cdot \frac{d}{dt} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

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

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

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

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

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

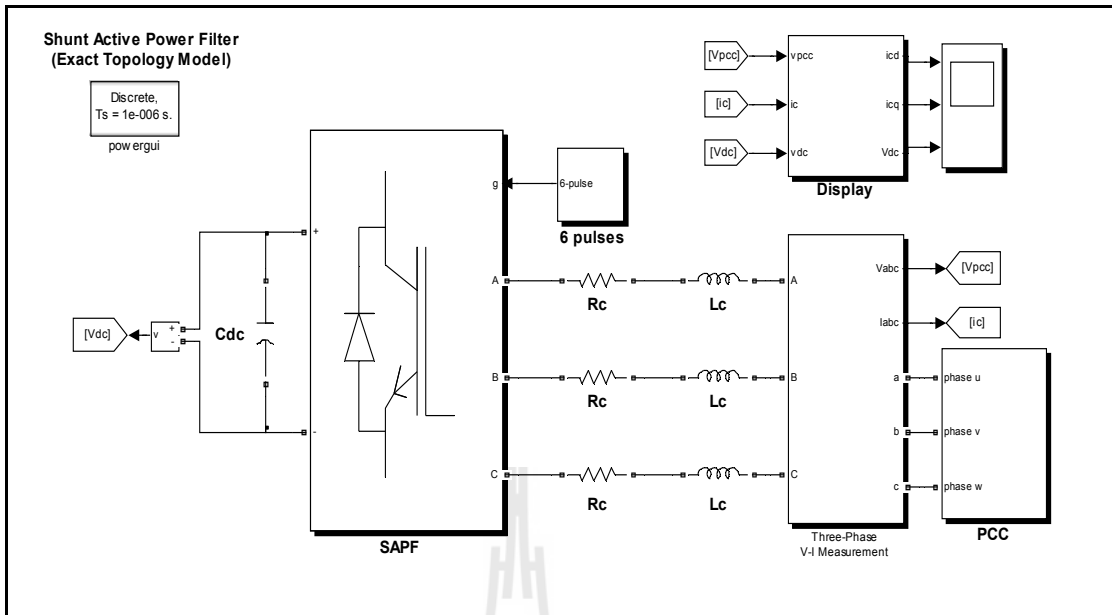
และเมตริกซ์ **A**, **B**, **C** และ **D** ของแบบจำลอง คือ

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

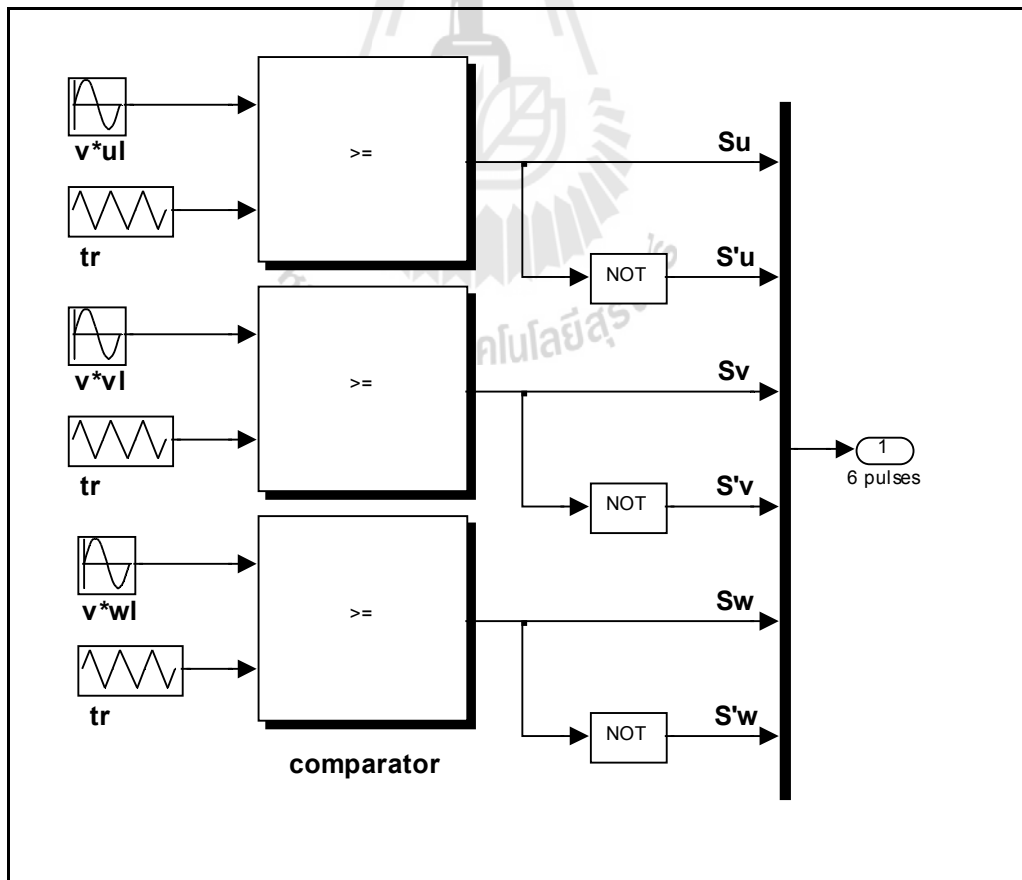
$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_c} \cdot \cos(\phi - \phi_1 + \lambda) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_c} \cdot \sin(\phi - \phi_1 + \lambda) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\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

การจำลองสถานการณ์ระบบโดยอาศัยชุดบล็อกสำเร็จรูป

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 มีการรับค่ากระแสขดเซชทั้งสามเฟส (i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}) ผ่านการแปลงของปาร์ก ในขณะเดียวกันก็รับค่าแรงดันที่จุด PCC เพื่อใช้คำนวณค่ามุม (θ) ให้กับเมตริกซ์การแปลงของปาร์กเช่นกัน จนกระทั่งได้ค่ากระแสบนแกนดีคิว (i_{cd}, i_{cq}) และรับค่าแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) เพื่อแสดงผลการจำลองสถานการณ์ร่วมกันอีกด้วย



รูปที่ 4.3 ระบบที่พิจารณาบนโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม 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) เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณพาห้รูปสามเหลี่ยม (triangular carrier: v_r) ที่มีแอมพลิจูด ($|v_r|$) และความถี่ (f_r) คงที่ค่าหนึ่ง ดังนั้น ค่าดัชนีการมอดูเลต (M) อธิบายได้ ดังสมการที่ (4-48) จากสมการดังกล่าวสังเกตได้ว่าค่า M มีผลต่อแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากวงจรรอกกำลังแอกทีฟ การออกแบบค่า M จึงมีความสำคัญด้วยเช่นกัน รายละเอียดต่าง ๆ เกี่ยวกับการออกแบบได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5

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

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

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

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

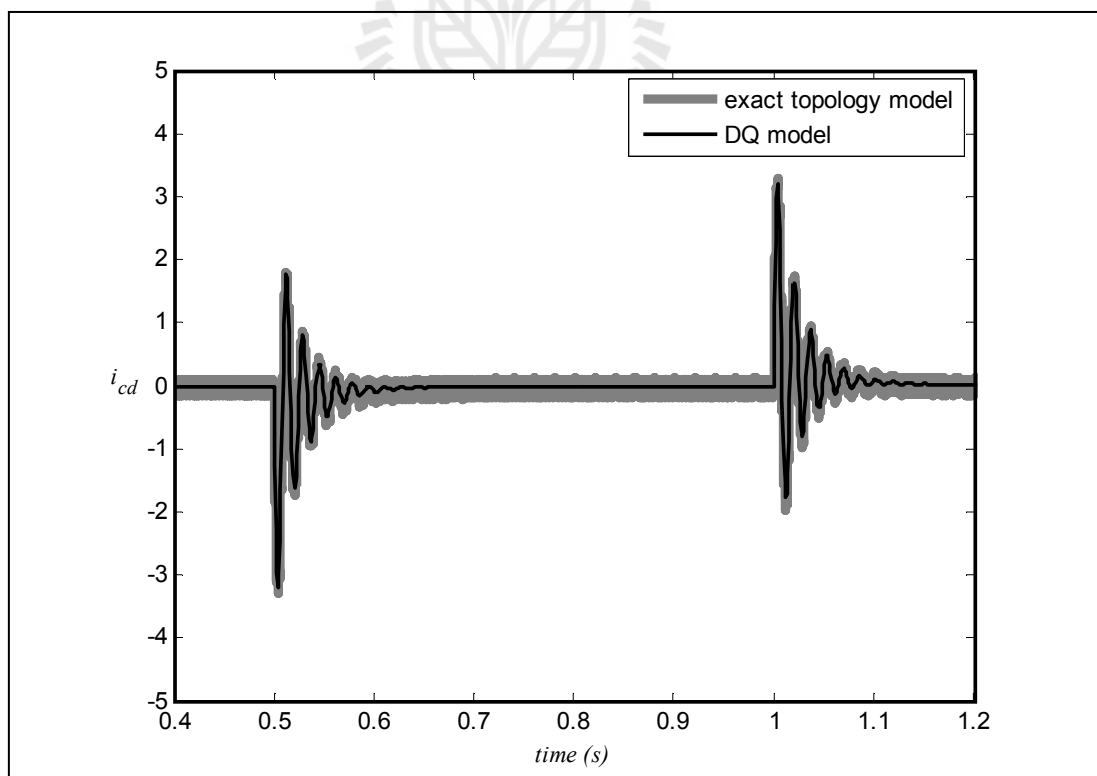
ลักษณะของการใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ ตามรูปที่ 4.4 สังเกตได้ว่า v_{ul}^* , v_{vl}^* และ v_{wl}^* เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณพาห้รูปสามเหลี่ยม (v_r) ด้วยบล็อก comparator ยกตัวอย่างกรณีเฟส u พบว่า เงื่อนไขการสวิตช์พิจารณาเมื่อสัญญาณ v_{ul}^* มากกว่าสัญญาณ v_r จะทำให้สวิตช์ S_u มีค่าเท่ากับ 1 คือ นำกระแส และสวิตช์ S'_u ที่ผ่านบล็อก NOT ให้ค่าเท่ากับ 0 คือ หยุดนำกระแส ในทางกลับกันหากผลการเปรียบเทียบสัญญาณ v_{ul}^* น้อยกว่าสัญญาณ v_r จะทำให้สวิตช์ S_u หยุดนำกระแส และสวิตช์ S'_u นำกระแส ผลที่เกิดขึ้นทำให้พฤติกรรมเปลี่ยนแปลงสถานะของสวิตช์ ในแต่ละเฟสทำงานสัมพันธ์กันตลอดย่านการทำงานโดยไม่เกิดปัญหาการลัดวงจรของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

การจำลองสถานการณ์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน ในระบบที่พิจารณาดังรูปที่ 4.1 ผู้วิจัยได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในระบบ ดังตารางที่ 4.1 การทดสอบมีวัตถุประสงค์

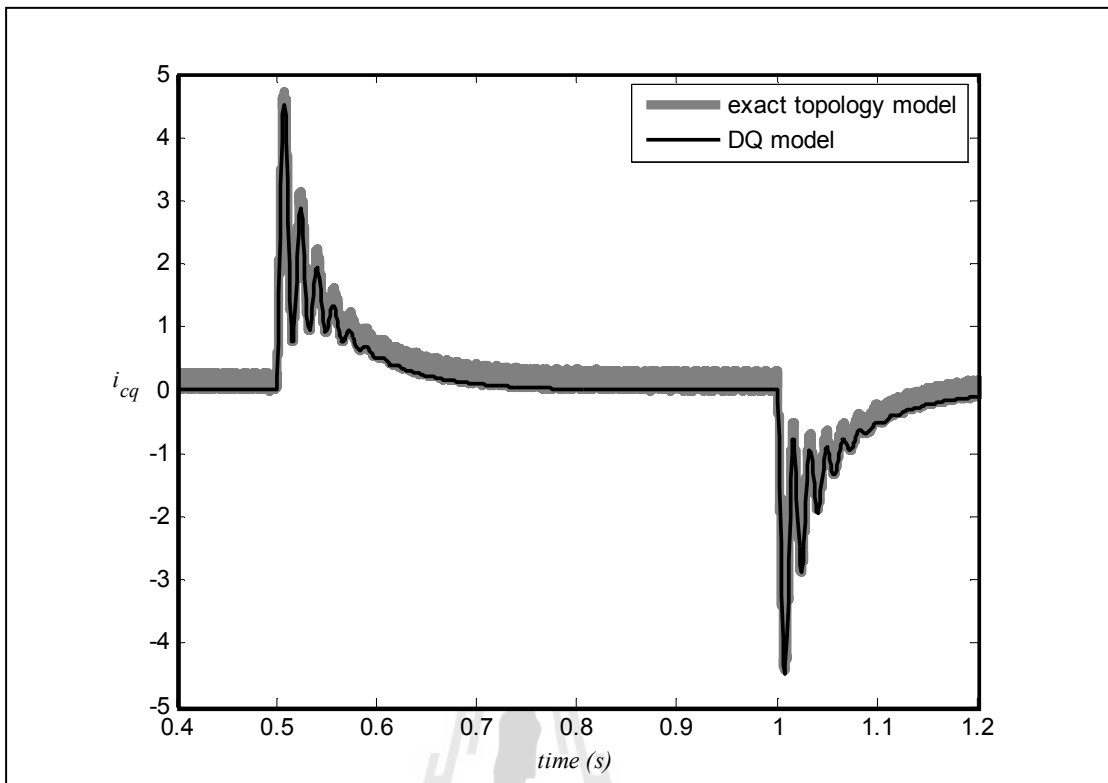
คือ การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิว ด้วยการเปรียบเทียบรูปสัญญาณของ i_{cd} , i_{cq} และ V_{dc} กับกรณีอาศัยชุดบล็อกสำเร็จรูป ซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ดังรูปที่ 4.5 ถึงรูปที่ 4.7 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์

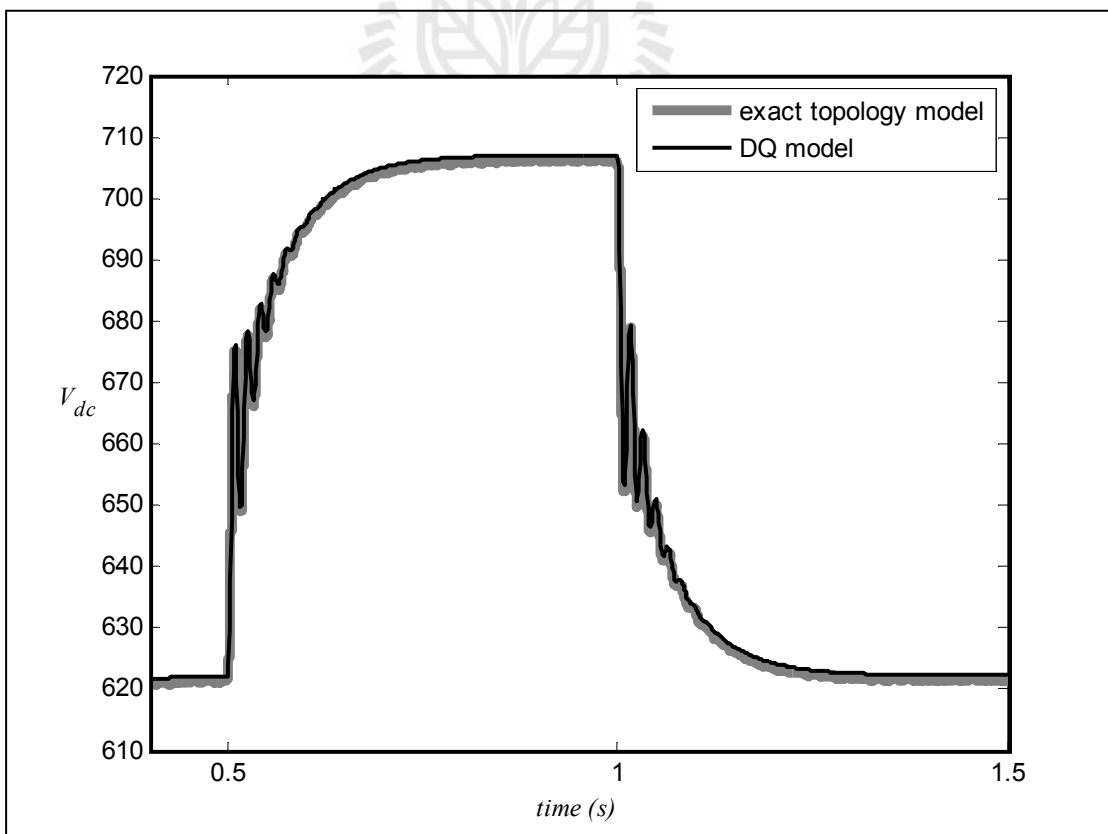
พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้
แรงดันที่จุด PCC	$v_{pcc} = 220 \text{ V}_{\text{rms}}, 250 \text{ V}_{\text{rms}}$
ความถี่ของระบบ	$f_s = 50 \text{ Hz}$
ตัวเก็บประจุดีซี	$C_{dc} = 200 \text{ } \mu\text{F}$
ความต้านทานในสายส่งของวงจร	$R_L = 2 \text{ } \Omega$
ตัวเหนี่ยวนำวงจรกรอง	$L_c = 39 \text{ mH}$
ความถี่ของสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยม	$f_{tr} = 5000 \text{ Hz}$
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 4.5 และรูปที่ 4.6 สังเกตได้ว่า ผลตอบสนองการเข้าสู่สถานะคงตัวอยู่ในช่วงก่อนเวลา 0.5 วินาที เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่จุด PCC ที่เวลาเท่ากับ 0.5 วินาที และ 1.0 วินาที ส่งผลให้การตอบสนองของค่า i_{cd} และ i_{cq} มีลักษณะสั้นๆ จนค่อย ๆ เข้าสู่สถานะคงตัวอีกครั้ง ส่วนในรูปที่ 4.7 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} จึงมีการตอบสนองโดยปรับตัวลดลงกลับมาคงที่เท่ากับ 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 ส่วนการออกแบบโครงสร้างและตัวควบคุมสำหรับควบคุมการฉีดกระแสชดเชยบนแกนดีควด้วยเทคนิคพีดีบีเบิลยูเอ็ม 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 สำหรับวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search: ATS) ถูกนำมาใช้เพื่อระบุค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของค่า L_c และ V_{dc} ทั้งนี้เนื่องจากการออกแบบค่าพารามิเตอร์

ดังกล่าว ส่งผลต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอคทีฟ ซึ่งรายละเอียดการออกแบบได้นำเสนอไว้ ดังนี้

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)

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

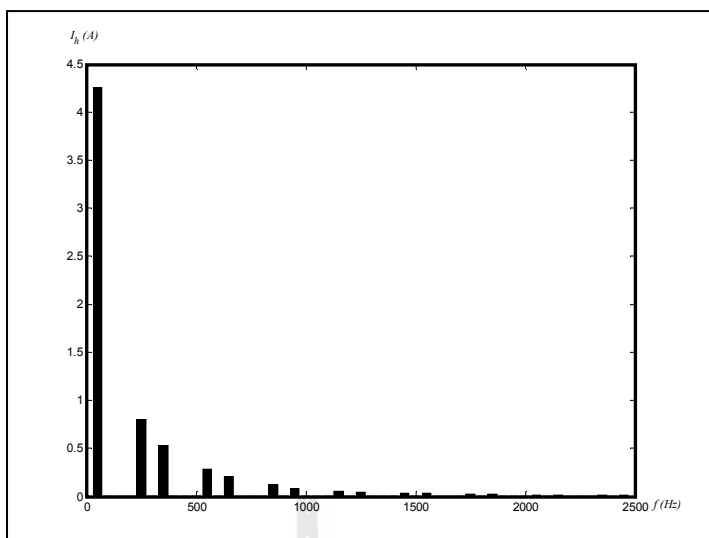
$$\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right) = 2\pi f I_h \quad (5-3)$$

โดยที่ I_h คือ แอมพลิจูดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่มีขนาดของกระแสสูงสุด (A)

f คือ ความถี่ของอันดับฮาร์มอนิกที่มีขนาดกระแสสูงสุด (Hz)

ตารางที่ 5.1 ขนาดกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา

ความถี่ (Hz)	50	250	350	550	650	850	950	1150
ขนาดกระแส (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
ขนาดกระแส (A)	0.0350	0.0272	0.0257	0.0221	0.0199	0.0148	0.0127	0.0098



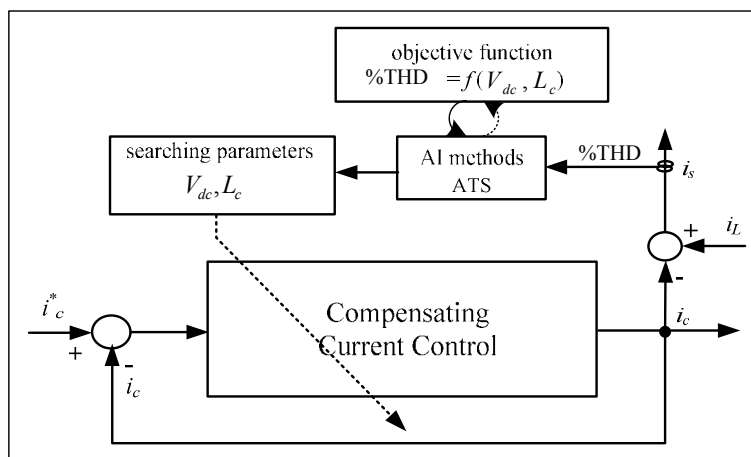
รูปที่ 5.1 ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง

จากตารางที่ 5.1 แสดงปริมาณของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้า สังเกตได้ว่า กระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ 5 ($f = 250$ Hz) มีค่าแอมพลิจูดสูงสุด เท่ากับ 0.8 A จากตารางดังกล่าวแสดงด้วยสเปกตรัม ดังรูปที่ 5.1 ทำให้สามารถหาขอบเขตการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุด ดังสมการที่ (5-4)

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

จากสมการที่ (5-4) สังเกตได้ว่าไม่สามารถระบุค่าพารามิเตอร์ V_{dc} และ L_c อย่างชัดเจน ว่าควรมีค่าเท่าใดจึงจะส่งผลให้สมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยดีที่สุด ดังนั้นในการระบุค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวให้เหมาะสมกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ มีความจำเป็นต้องทบทวนงานวิจัยของ ทศพร ฌรงค์ฤทธิ์ (2553) ที่ออกแบบค่าดังกล่าวไว้โดยใช้การค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว ซึ่งสามารถแสดงโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมขั้นตอนการออกแบบ ได้ดังรูปที่ 5.2

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

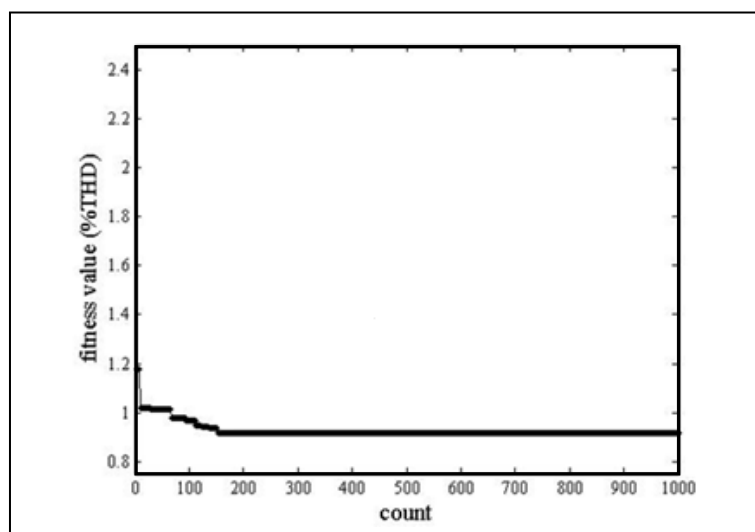


รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธี ATS

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 และส่งผลให้มีสมรรถนะการลดกระแสฮาร์มอนิกของวงจรกรองที่ดีอีกด้วย ดังนั้น ในงานวิจัยนี้ จึงเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

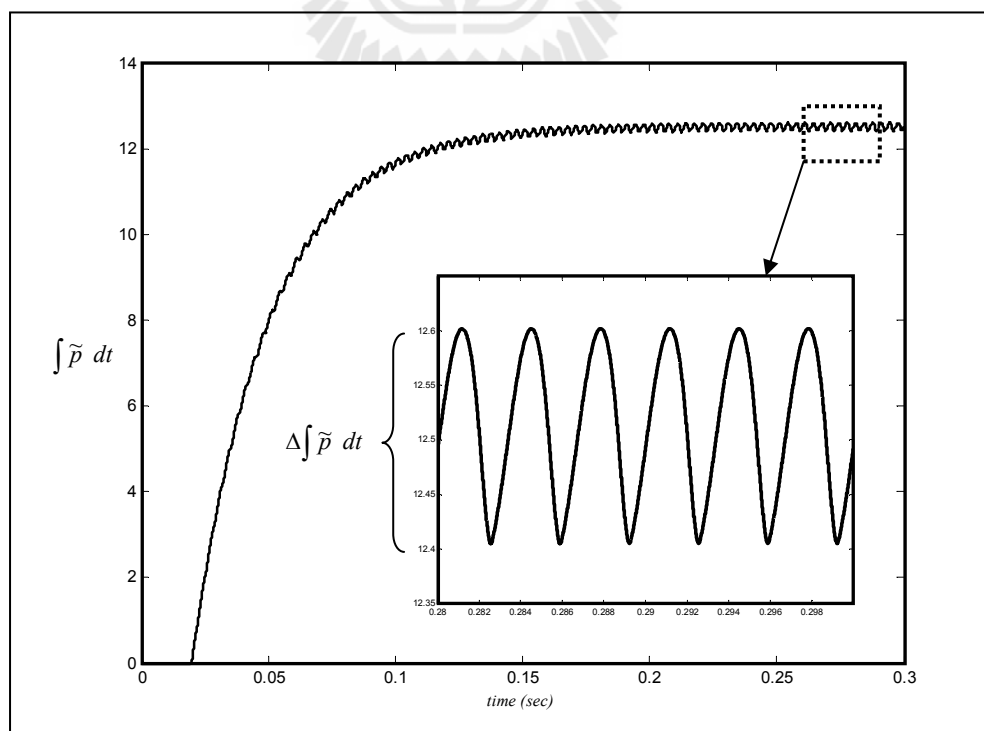


รูปที่ 5.3 การลู่เข้าของค่า %THD

สำหรับรายละเอียดต่าง ๆ เช่น การกำหนดค่าขอบเขตการค้นหา พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของ อัลกอริทึม และฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ดูเพิ่มเติมได้จากบทความตีพิมพ์ของ Narongrit , Areearak 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 ที่ได้ นำเสนอไว้ในปี ค.ศ. 1998 ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จากการออกแบบ คือ ขอบเขตต่ำสุดของค่าความเก็บ ประจุ ($C_{dc,min}$) สำหรับเป็นแหล่งสะสมพลังงานเพื่อจ่ายแรงดันให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ดัง สมการที่ (5-6) การออกแบบค่าดังกล่าว ส่งผลต่อการควบคุมค่าแรงดันกระแสเพื่อ (ΔV_{dc}) ให้อยู่ใน เกณฑ์ที่ยอมรับได้ และมีผลต่อระยะเวลาการเข้าสู่สภาวะคงตัวของค่าแรงดันบัสไฟตรง เท่ากับ 750 V ดังนั้น ในงานวิจัยนี้ ผู้วิจัยกำหนดให้ ΔV_{dc} มีค่าไม่เกิน 3 V หรือไม่เกิน 0.4 เปอร์เซ็นต์ ของ ค่าแรงดันบัสไฟตรงที่กำหนด

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



รูปที่ 5.4 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ

จากการออกแบบค่าความเก็บประจุในสมการที่ (5-6) พบว่า แนวทางการออกแบบไม่ได้ อ้างอิงถึงค่าพลังงานในตัวเก็บประจุ ส่งผลให้ค่า $C_{dc,min}$ ที่ได้จากสมการข้างต้น ไม่สามารถยืนยันได้ ว่ามีพลังงานเพียงพอต่อการนำไปใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ด้วยเหตุนี้จึงมีการ ออกแบบโดยคำนึงถึงค่าพลังงานในตัวเก็บประจุ ดังสมการที่ (5-7) จากสมการดังกล่าว ค่ากำลังงาน $\tilde{p}(t)$ คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของพลังงาน $(\frac{dE}{dt})$ ที่ตัวเก็บประจุ เมื่อจัดเทอมสมการเชิงอนุพันธ์ อยู่ในเทอมอินทิเกรต จะได้ดังสมการที่ (5-8) และได้ขอบเขตต่ำสุดของค่าตัวเก็บประจุ ($C_{dc,min}$) ดัง สมการที่ (5-9) โดยที่ ค่า $\int \tilde{p}(t)dt$ คือ ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟในสภาวะคงตัว ดังนั้น จากการ ออกแบบทั้งสองวิธี การระบุค่าความเก็บประจุ ควรมีค่าน้อย เท่ากับ $88.89 \mu F$ ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ ค่าความเก็บประจุ (C_{dc}) เท่ากับ $200 \mu F$ เนื่องจากคำนึงถึงระยะเวลาการเข้าสู่สภาวะคงตัวของค่า V_{dc} ที่รวดเร็ว และแรงดันพลิว (ripple voltage: ΔV_{dc}) ที่ต่ำ นอกเหนือไปจากการที่ค่าดังกล่าวอยู่ในเงื่อนไขการออกแบบ

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

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

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

สรุปค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ที่ใช้ในงานวิจัย ประกอบด้วย ค่าความเหนี่ยวนำ (L_c) เท่ากับ 39 mH ค่าแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) เท่ากับ 750 V และค่าความเก็บประจุ (C_{dc}) เท่ากับ $200 \mu F$ ซึ่งค่าทั้งหมดนอกจากนำมาใช้จำลองสถานการณ์ทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบแล้ว ยังนำไปใช้เพื่อออกแบบตัวควบคุมให้กับการฉีดกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ซึ่งจะได้นำเสนอในหัวข้อที่ 5.3 และหัวข้อที่ 5.5 ตามลำดับ

5.3 การออกแบบโครงสร้างและตัวควบคุมสำหรับการควบคุมกระแสชดเชยบนแกน ดีคิว

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}^*) ให้กับส่วนควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดีบีเปิดลูเอ็ม

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

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

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

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

จากสมการที่ (5-16) และสมการที่ (5-17) สามารถนำมาใช้อธิบายการออกแบบ โครงสร้าง การควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ซึ่งจะนำเสนอในส่วนตัวต่อไป โดยในส่วนนี้ตัวแปร u_d และ u_q คือ สัญญาณเอาต์พุตที่มาจากพลาเน็ตของระบบ ซึ่งมีตัวควบคุมแบบพีโอทำหน้าที่ควบคุมปริมาณ เอาต์พุตของระบบที่พิจารณาให้ได้ตามที่ต้องการ 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) นำสมการดังกล่าวมาหาฟังก์ชันถ่ายโอนเพื่อใช้ สำหรับการออกแบบตัวควบคุมแบบพีโอด้วยการแปลงลาปลาซ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับพลาเน็ต ดังสมการที่ (5-20) หลังจากนั้นจะดำเนินการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบพีโอ โดย เริ่มต้นจากการพิจารณาสัญญาณควบคุมแบบพีโอในรูปทั่วไปบนแกนดี และแกนคิว แสดงไว้ดัง สมการที่ (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) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับตัวควบคุมแบบพีโอ ดังสมการที่ (5-23)

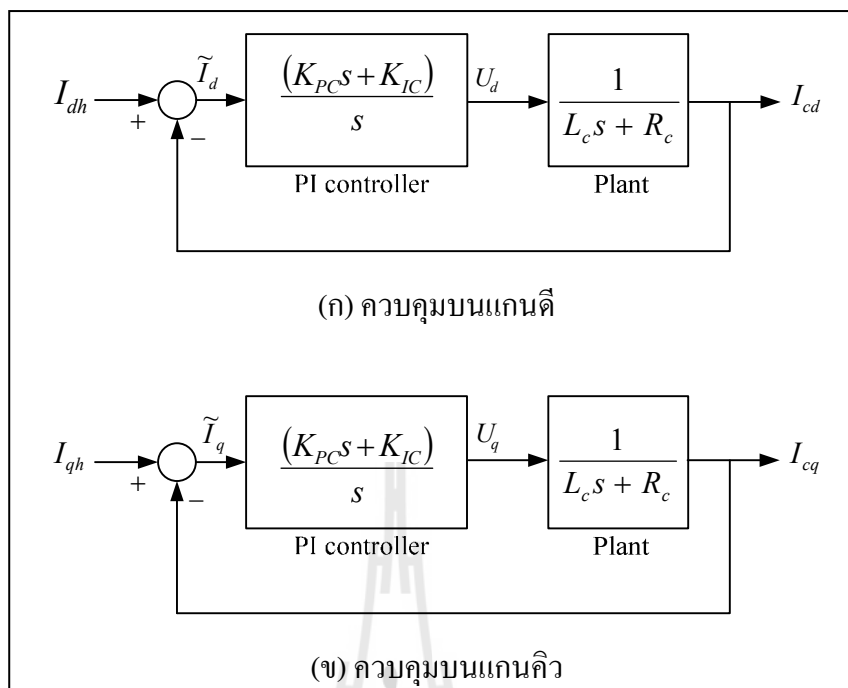
$$\frac{I_{cd}}{U_d} = \frac{I_{cq}}{U_q} = \frac{1}{L_c s + R_c} \quad (5-20)$$

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

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

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

สมการที่ (5-20) และสมการที่ (5-23) สามารถอธิบายเป็นแผนภาพโอะอะแกรมสำหรับ ระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว แสดงได้ดังรูปที่ 5.5 จากส่วนนี้จะสามารถหาฟังก์ชันถ่าย โอนวงปิด ได้ดังสมการที่ (5-24)



รูปที่ 5.5 แผนภาพโตะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย

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

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} ของตัวควบคุมแบบพีไอ จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะ (characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของระบบตามสมการที่ (5-24) และพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (5-25) จะได้ผลเฉลยของสมการ การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ ดังสมการที่ (5-26) และสมการที่ (5-27)

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

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

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

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

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

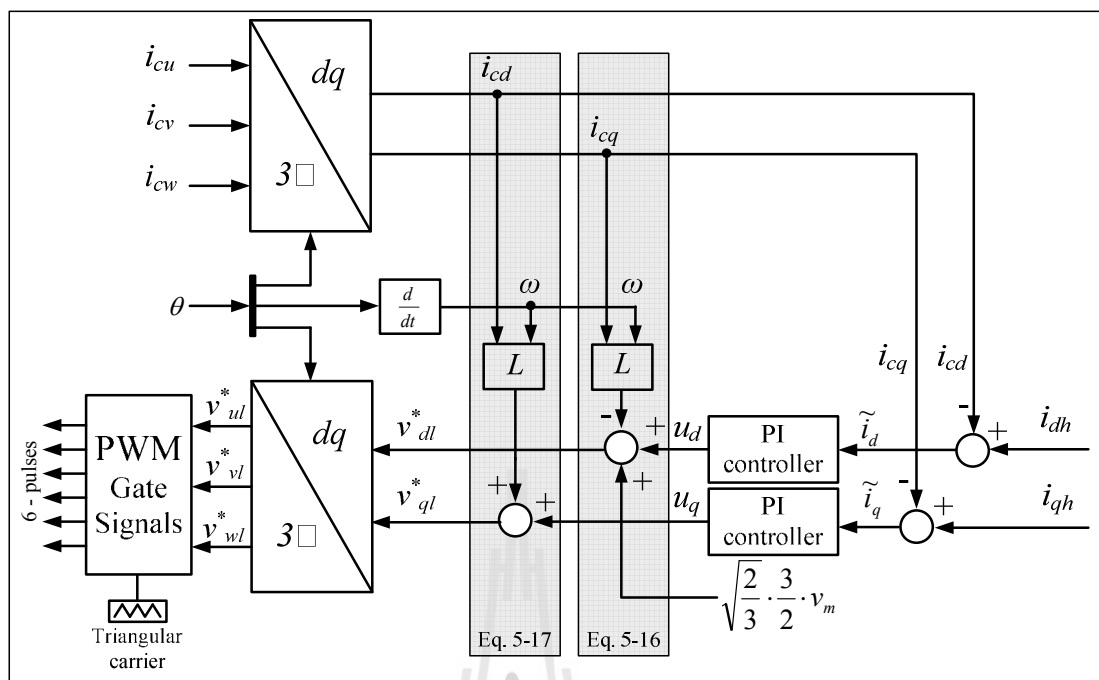
$$K_{IC,d} = K_{IC,q} = (5000\pi)^2(0.039) = 9.62 \times 10^6 \quad (5-29)$$

5.4 การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยเทคนิค

พีดีบีเบิลยูเอ็ม

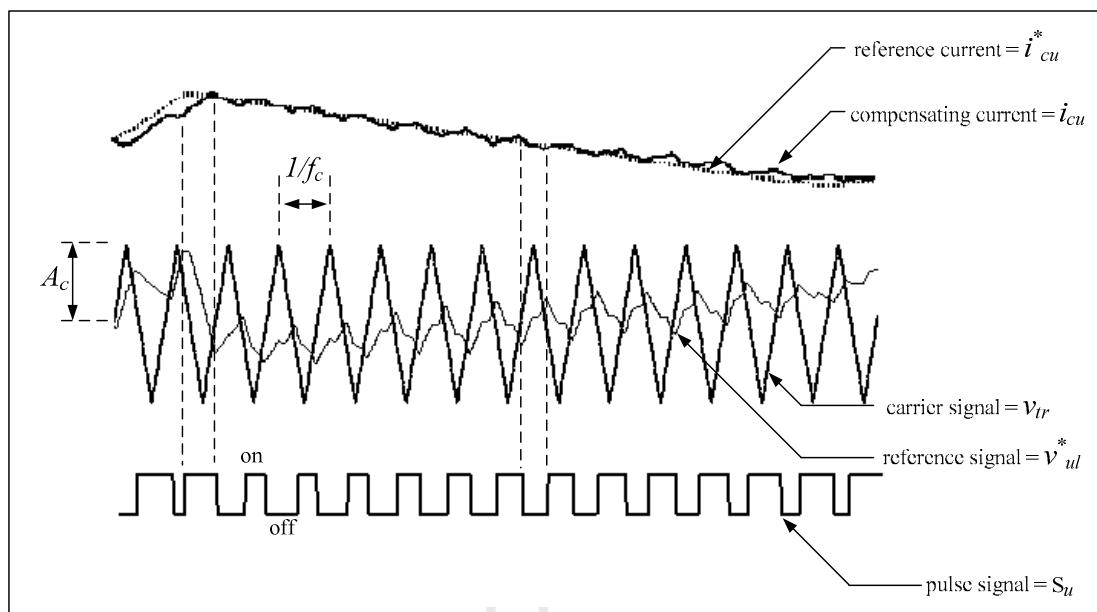
โครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชย และพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ ที่ได้ออกแบบในหัวข้อที่ผ่านมามีถูกนำมาใช้งานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์ ซึ่งงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้เทคนิคพีดีบีเบิลยูเอ็ม ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของสวิตช์ไอจีบีที เนื่องจากเทคนิคดังกล่าวมีความถี่การสวิตช์คงที่เท่ากับค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม เหมาะสำหรันำมาใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากวงจรอินเวอร์เตอร์ 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) และเพื่อให้ได้เป็นแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์บนแกนดัดผิว (v_{dl}^* , v_{ql}^*) จะต้องดำเนินการต่อบล็อกตามรูปที่ 5.6 ให้สอดคล้องกับสมการดังกล่าว หลังจากนั้นนำ v_{dl}^* และ v_{ql}^* แปลงให้อยู่บนปริมาณไฟฟ้าสามเฟส (v_{ul}^* , v_{vl}^* , v_{wl}^*) เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับการควบคุมการทำงานของไอจีบีทีด้วยเทคนิคพีดีบีเบิลยูเอ็ม



รูปที่ 5.6 โครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนคิกวด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

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



รูปที่ 5.7 ลักษณะการควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

สำหรับการออกแบบความถี่ของสัญญาณพาห้รูปสามเหลี่ยม 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 การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสำหรับวงจรรอกกำลังแอททีฟแบบขนาน

การควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงของตัวเก็บประจุให้คงที่ ณ จุดการทำงานที่เหมาะสมค่าหนึ่งมีความสำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจากส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอททีฟแบบขนาน ในหัวข้อนี้จึงได้มีการนำเสนอการออกแบบการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงบนแกนคิกิว 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 สัญญาณเอาต์พุตสำหรับตัวควบคุมในส่วนการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง เพื่อให้ง่ายต่อความเข้าใจจึงได้นิยามตัวแปร i_{cd} ขึ้นมาใหม่เป็น $i_{cd,v}$ ดังนั้นสามารถเขียนแสดงเป็นสมการความสัมพันธ์ระหว่าง i_{dc} และ $i_{cd,v}$ ดังสมการที่ (5-35)

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

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

จากสมการดังกล่าวใช้การแปลงลาปลาซร่วมกับเทอมพลังงานของระบบ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการที่ (5-36) และสมการที่ (5-37) ตามลำดับ เพื่อนำมาใช้ออกแบบโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

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

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

สำหรับโครงสร้างไดอะแกรมการควบคุม ดังรูปที่ 5.8 ได้พิจารณาใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อควบคุมแรงดันบัสไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุให้มีค่าคงที่ 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)

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

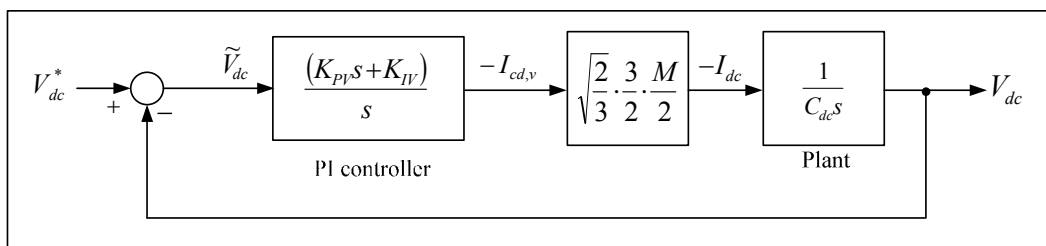
โดยที่ $\tilde{V}_{dc} = V_{dc}^* - V_{dc}$

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

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

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

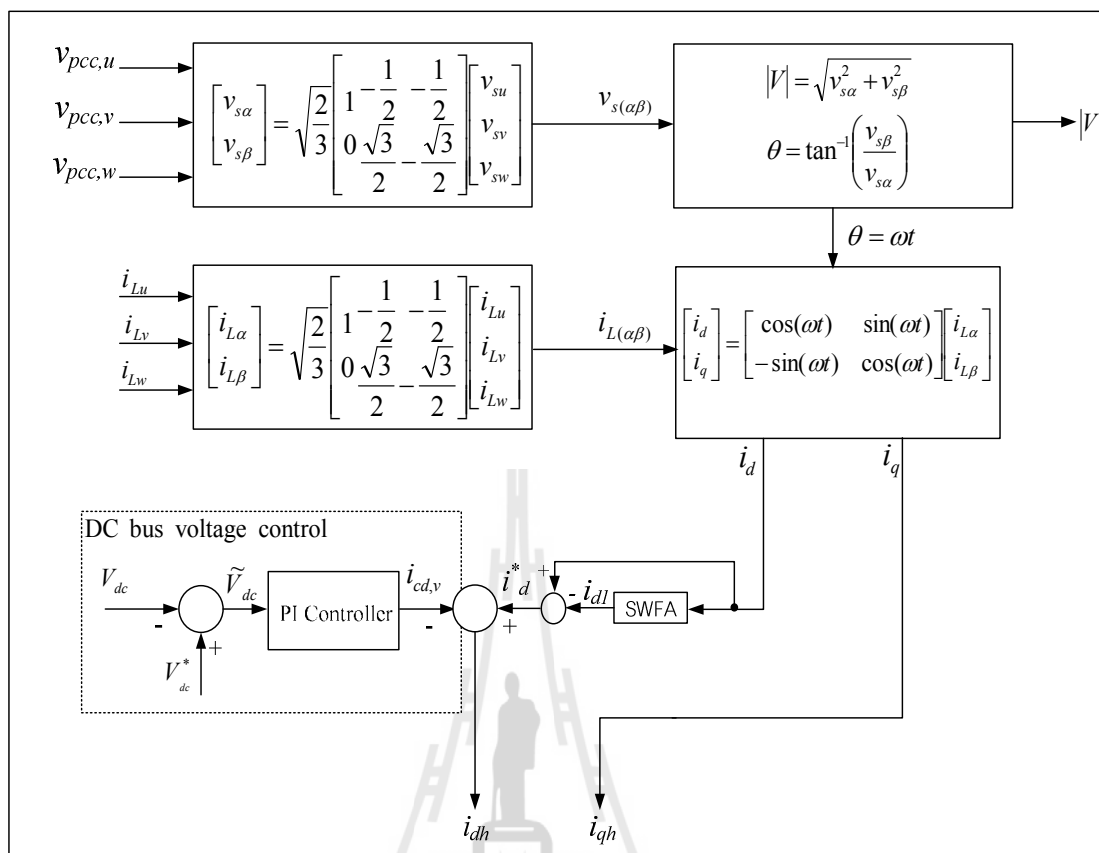
การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PV} และค่า K_{IV} ของตัวควบคุมแบบพีไอ จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ดังสมการที่ (5-42) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (5-43) โดยกำหนดค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_{nv}) เท่ากับ 10π rad/s (Thomas, 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

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

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

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

บล็อกการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน (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 และสมรรถนะการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟมีค่าพารามิเตอร์ต่าง 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

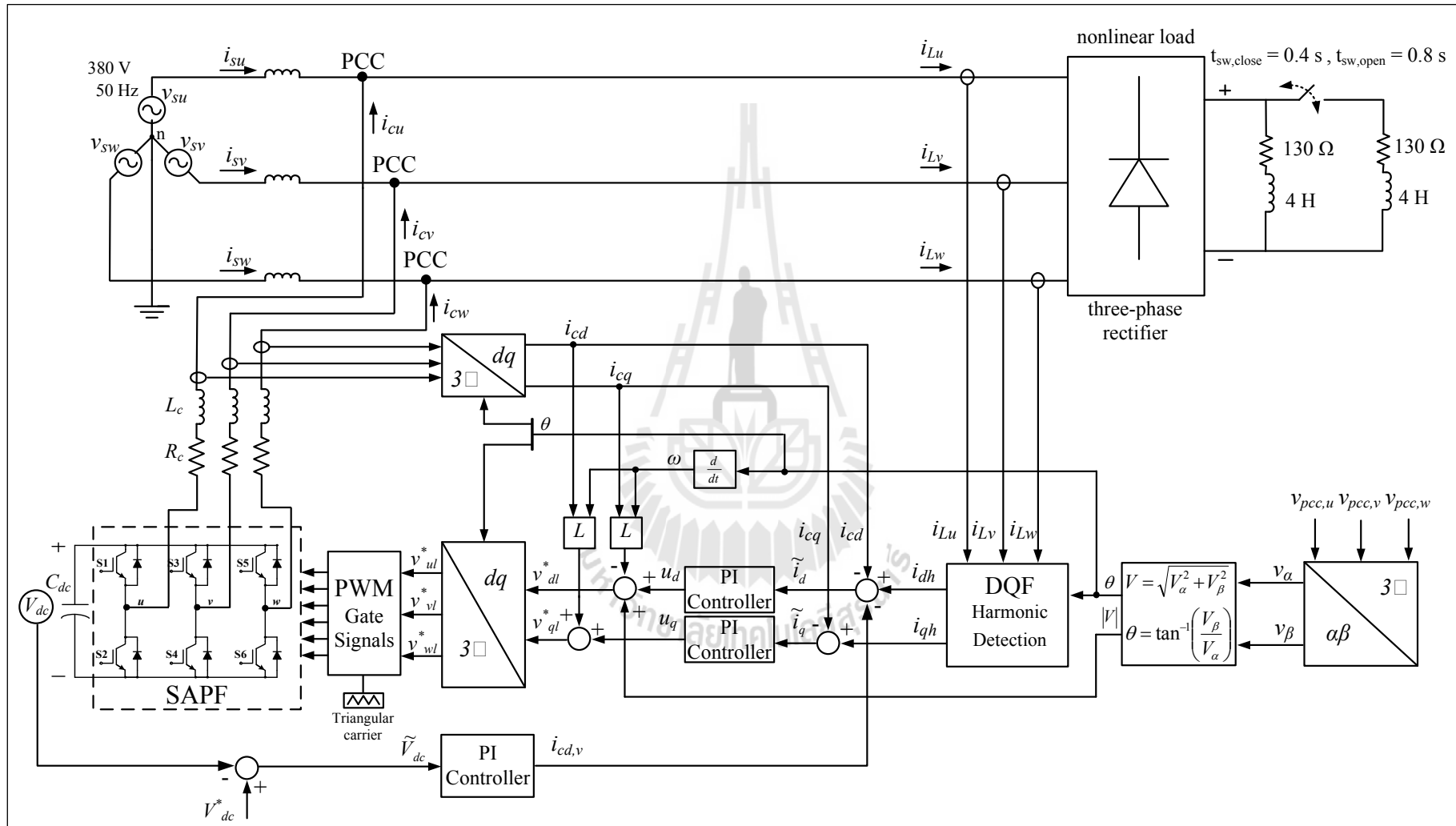
ส่วนที่ 3 ส่วนควบคุมกระแสชดเชย ประกอบด้วย ระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และระบบการสวิตช์อุปกรณ์ไอจีบีทีแบบ PWM

ส่วนที่ 4 วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ทำหน้าที่ลดกระแสชดเชยเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบที่จุด PCC

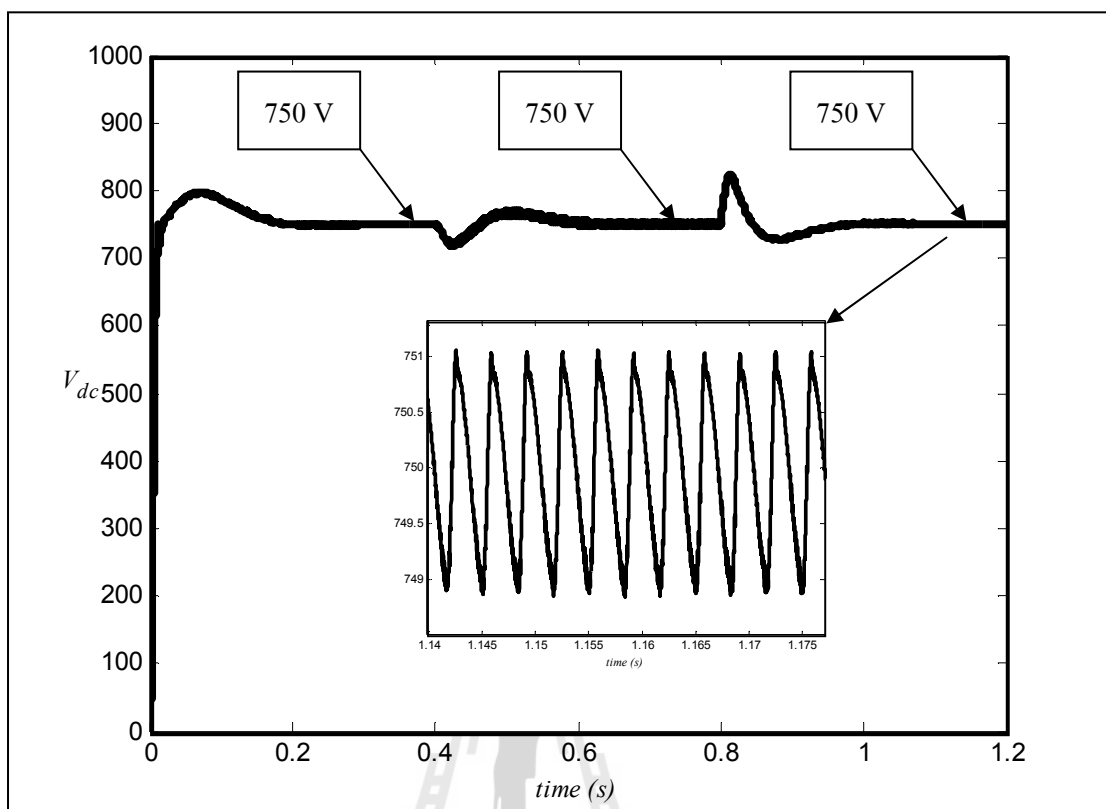
ตารางที่ 5.2 ค่าพารามิเตอร์สำหรับทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก

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



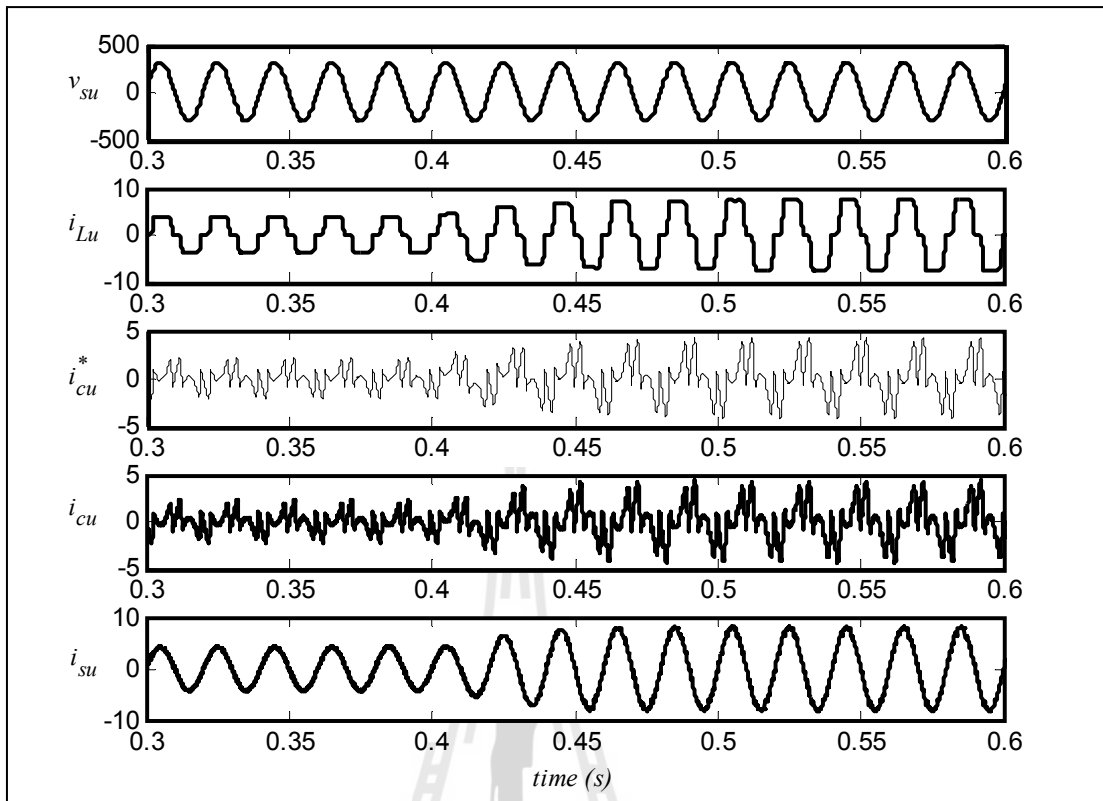
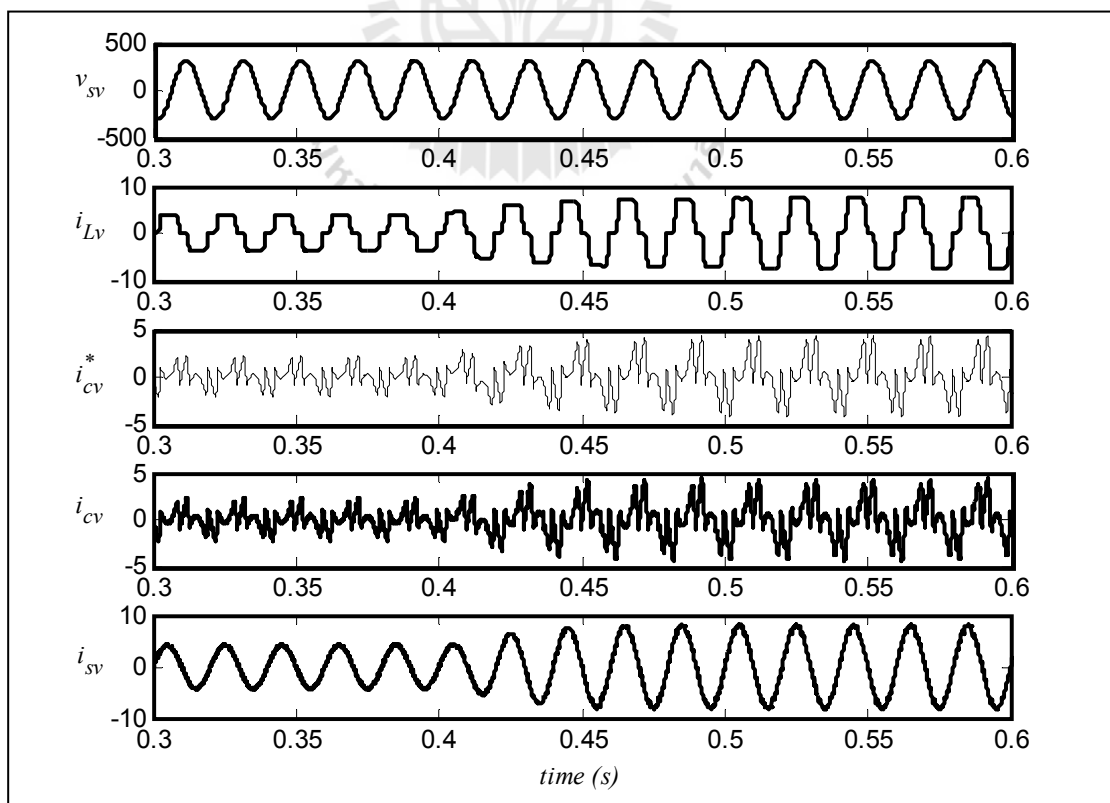
รูปที่ 5.10 การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแยกที่เฟสแบบขนานเมื่อมีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

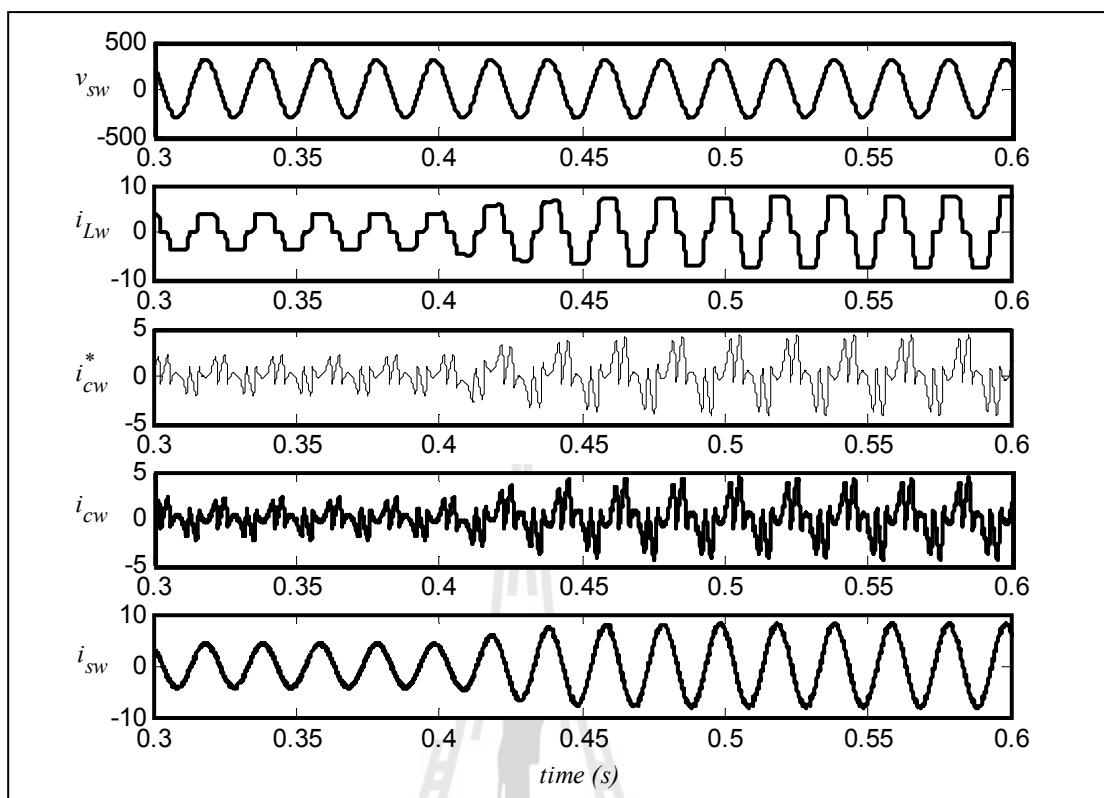


รูปที่ 5.11 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าแรงดันบัสไฟตรง

จากรูปที่ 5.11 สังเกตได้ว่า ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรองกำลังแอกทีฟ 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 มีการสั่นไหวจนกระทั่งกลับมามากที่ เท่ากับ 750 V ดังเดิม

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

รูปที่ 5.12 ผลการจำลองสถานการณ์กรณิเฟส u รูปที่ 5.13 ผลการจำลองสถานการณ์กรณิเฟส v



รูปที่ 5.14 ผลการจำลองสถานการณ์กรณิเฟส w

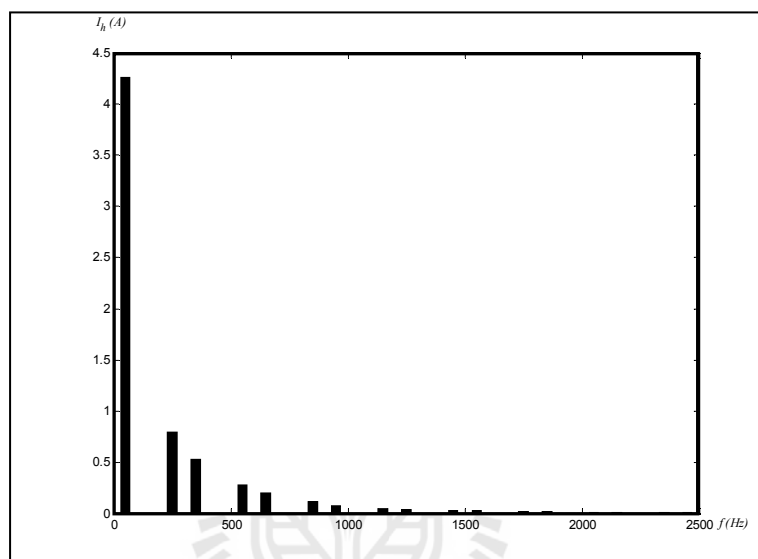
ผลจากการฉีดกระแสชดเชย (i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}) เข้าสู่ระบบ พบว่า รูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (i_{su}, i_{sv}, i_{sw}) ภายหลังจากชดเชย มีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น ให้ค่า $\%THD_{av}$ ภายหลังจากชดเชยมีค่าลดลง เท่ากับ 1.89 เปอร์เซ็นต์ ทั้งนี้รายละเอียดค่า $\%THD$ ในกรณีก่อนการชดเชยและภายหลังจากชดเชย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

ตารางที่ 5.3 ผลการจำลองสถานการณ์ก่อนการชดเชยและหลังการชดเชย

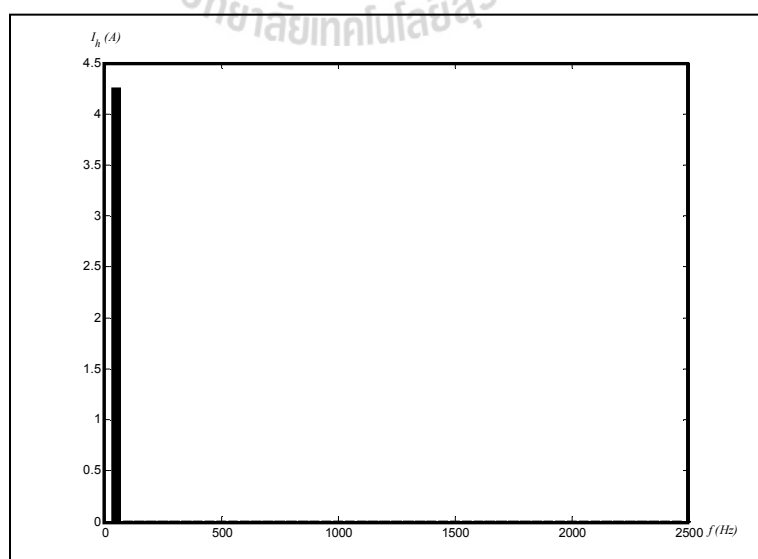
%THD ของกระแสไฟฟ้า	เฟส			%THD _{av}
	u	v	w	
%THD ก่อนการชดเชย	21.87	21.87	21.87	21.87
%THD หลังการชดเชย	1.90	1.92	1.84	1.89

นอกจากนี้เมื่อพิจารณาสเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ก่อนและหลังการฉีดกระแสชดเชย ยกตัวอย่างกรณีเฟส u แสดงได้ดังรูปที่ 5.15 และรูปที่ 5.16 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้

ว่า กรณีก่อนการฉีดกระแสชดเชยให้กับระบบจะพบปริมาณฮาร์มอนิกที่ความถี่ต่าง ๆ ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในตารางที่ 5.1 จากนั้นเมื่อทำการฉีดกระแสชดเชย สังเกตได้ว่าลักษณะสเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกดังรูปที่ 5.16 มีปริมาณกระแสฮาร์มอนิกทุกอันดับที่ลดลง และคงเหลือเฉพาะปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐาน ดังนั้น จากการจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงควบคู่กับการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ ได้ผลเป็นไปตามวัตถุประสงค์ด้วย โครงสร้างการควบคุม และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสมตามการออกแบบ



รูปที่ 5.15 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ก่อนมีการฉีดกระแสชดเชยกรณีเฟส u



รูปที่ 5.16 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ หลังมีการฉีดกระแสชดเชยกรณีเฟส u

5.7 สรุป

ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่ได้รับการออกแบบโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชย และการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรง โดยพึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ พบว่า กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักภายหลังการชดเชยมีปริมาณฮาร์มอนิกลดลงจากเดิมถึง 91.36 เปอร์เซ็นต์ และค่า %THD อยู่ในเกณฑ์มาตรฐาน IEEE Std.519-1992 จึงสามารถยืนยันได้ว่าการออกแบบระบบควบคุมด้วยวิธีการดังกล่าวให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี รวมถึงให้ผลการตอบสนองที่รวดเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด เนื่องจากการควบคุมพิจารณาอยู่บนแกนดีคิว อย่างไรก็ตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัย ต้องการพัฒนาระบบควบคุมให้มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดียิ่งขึ้นกับระบบที่พิจารณา ดังนั้นในบทต่อไปจึงนำเสนอวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อช่วยปรับปรุงระบบควบคุมดังกล่าว

สำหรับงานวิจัยในบทที่ 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.

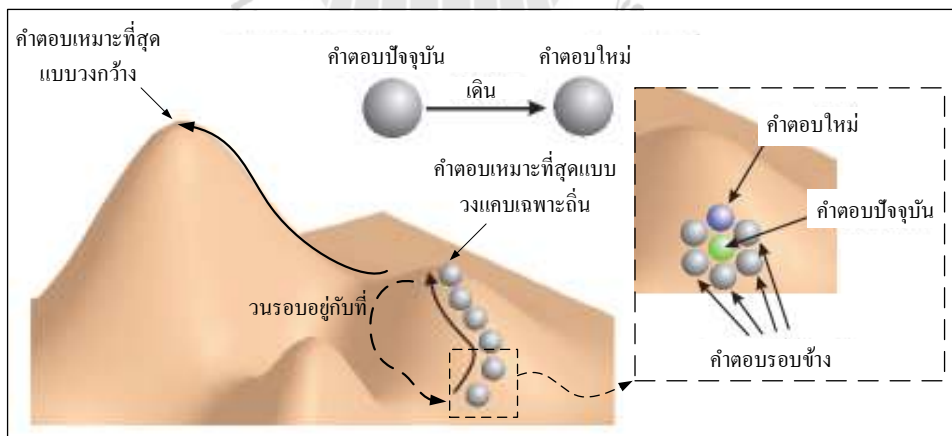
บทที่ 6

การปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมฟิวโอดีโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

6.1 บทนำ

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

6.2 ทบทวนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว



รูปที่ 6.1 แนวคิดพื้นฐานของการค้นหาแบบตามู

การค้นหาแบบตามู (tabu search) (Glover, 1989) มีแนวคิดพื้นฐานมาจากการค้นหาค่าตอบ โดยการตัดสินใจเลือกค่าตอบใหม่ในเส้นทางที่คาดว่าจะนำไปสู่ค่าตอบที่เหมาะสมที่สุด วิธีการดังกล่าวมีองค์ประกอบพื้นฐานของการค้นหา ดังรูปที่ 6.1 จากรูปสังเกตได้ว่า พื้นที่ที่กำหนดมี

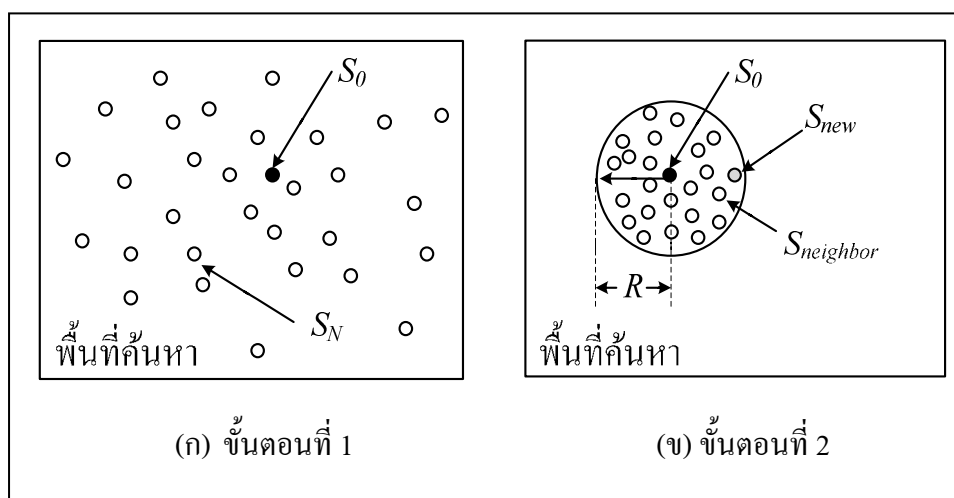
จุดหมาย คือ การหาค่าสูงสุดของพื้นที่ผิว เริ่มต้นการค้นหาคำตอบจากจุดคำตอบปัจจุบันใด ๆ จะใช้หลักการเดิน (move operator) เพื่อทำการเลือกคำตอบใหม่ที่ดีกว่าคำตอบปัจจุบัน โดยอาศัยการประเมินค่าจากคำตอบรอบข้าง (neighborhood search) ภายในรัศมีเริ่มต้นที่กำหนด แล้วเลือกคำตอบที่ดีที่สุดขึ้นมาเป็นคำตอบใหม่ต่อไป จนกระทั่งได้คำตอบที่ดีที่สุด

จากขั้นตอนข้างต้น วิธีการค้นหาแบบตามูได้เพิ่มเติมเงื่อนไขการเดิน ได้แก่ เงื่อนไขการเดินไปยังคำตอบใหม่ที่ค่าการประเมินไม่ดีกว่าคำตอบปัจจุบัน และเงื่อนไขหลีกเลี่ยงเส้นทางที่วนซ้ำคำตอบที่ทำให้เกิดการวนรอบอยู่กับที่ (cycle avoidance) ทั้งนี้เพื่อให้อัลกอริทึมสามารถค้นหาคำตอบที่หลุดพ้นจากคำตอบเหมาะสมที่สุดแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local optimum avoidance) ไปยังเส้นทางที่ค้นหาคำตอบเหมาะสมที่สุดแบบวงกว้าง (global optimum)

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

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

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



รูปที่ 6.2 การกำหนดจำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง และค่ารัศมีเริ่มต้น

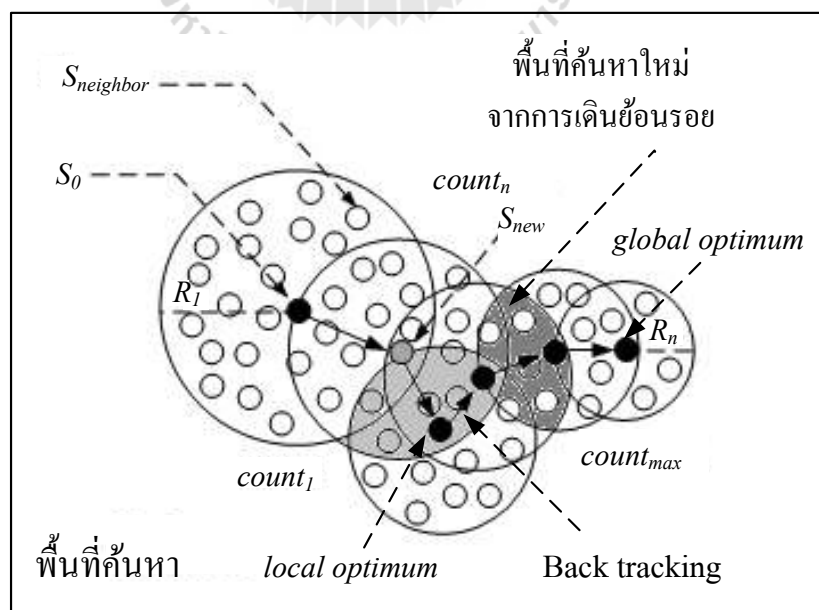
ขั้นตอนที่ 3 คำตอบใหม่ (S_{new}) ในรอบปัจจุบันจะเป็นคำตอบเริ่มต้น (S_0) สำหรับรอบการค้นหาลัดไป โดยเมื่อ $count_n < count_{max}$ อัลกอริทึมจะดำเนินการค้นหาตั้งแต่ขั้นตอนที่ 2 อีกครั้งจนกระทั่งได้คำตอบตามเงื่อนไขที่กำหนด หรือ $count_n > count_{max}$ จึงยุติการค้นหา

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

ขั้นตอนที่ 5 การปรับรัศมีการค้นหา ดังสมการที่ (6-1) จะทำการลดรัศมีในระหว่างการค้นหาจนกระทั่งเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุด 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 การค้นหาแบบตามชนิดปรับตัวได้

6.3 การกำหนดขอบเขตการค้นหาของวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

การกำหนดขอบเขตการค้นหาค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} บนแกนดิจิทัลด้วยวิธี 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 ช่วงเวลาการซีกตัวอย่างของบอร์ด (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

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

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

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

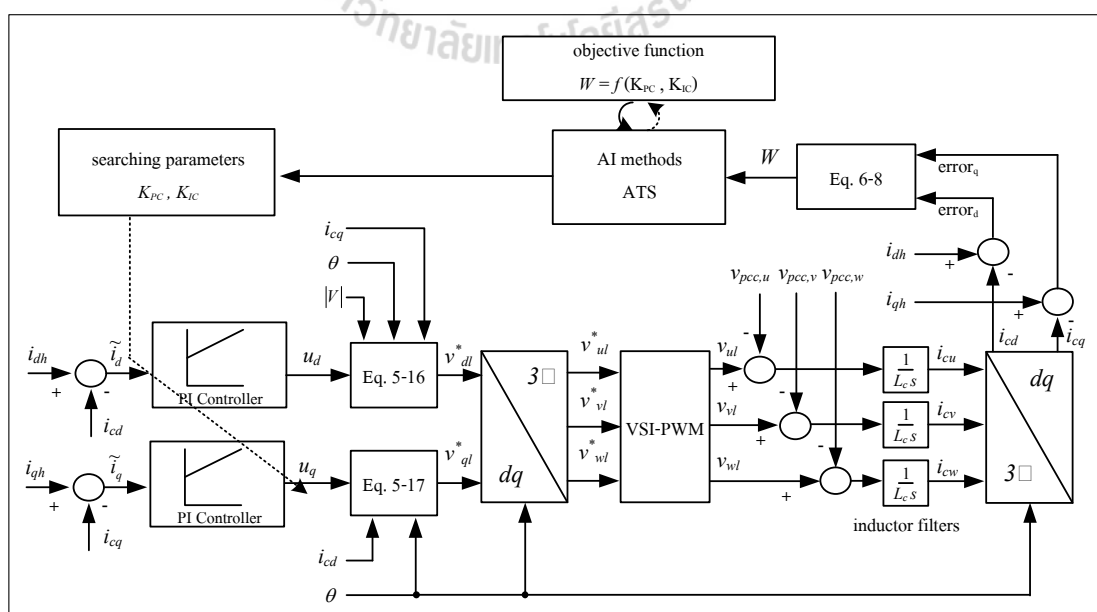
$$\frac{2(\sqrt{2}/2)}{2\pi \times 2500} K_{IC} + K_{IC}(25 \times 10^{-6}) = 65535 \quad ; K_{IC} \in [0, 569.72 \times 10^6] \quad (6-6)$$

การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS ภายในขอบเขตการค้นหาคำหนดในข้างต้น ผู้วิจัยได้กำหนดเป้าหมายการประเมินค่าอยู่ด้วยกัน 2 แนวทาง กล่าวคือ แนวทางแรก ประเมินจากผลต่างระหว่างค่ากระแสชดเชยกับค่ากระแสอ้างอิง ด้วยกรณีการค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ และแนวทางที่สอง ประเมินจากผลต่างระหว่างค่ากระแสชดเชยกับค่ากระแสอ้างอิง ด้วยกรณีการค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์ ซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อที่ 6.4 และหัวข้อที่ 6.5 ตามลำดับ

6.4 การค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ

การปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอ โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว หรือ วิธี ATS ดังที่ได้อธิบายหลักการการทำงานตามหัวข้อที่ 6.2 หัวข้อนี้จะดำเนินการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ 2 ค่า ได้แก่ ค่า K_{PC} และค่า K_{IC} บนแกนดีคิว โดยมีกระบวนการปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อควบคุมการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยวิธี 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 ($v_{ul}^*, v_{vl}^*, v_{wl}^*$) เพื่อผ่านชุดบล็อกอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันที่ควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดีบีลยูเอ็ม 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 ผู้วิจัยมีความมุ่งหวังที่จะสามารถควบคุมกระแสชดเชย ให้ใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงมากที่สุด 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} ถูกใช้เป็นพารามิเตอร์ในฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของการค้นหา อธิบายด้วยการประมาณค่าอนุพันธ์แบบย้อนกลับ (backward

difference approximation) เพื่อเป็นการเทียบเคียงระบบบนโปรแกรม simulink ลงในโปรแกรม m-file เนื่องจากการจำลองสถานการณ์ในโปรแกรม m-file สามารถประมวลผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมได้รวดเร็วกว่าการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม simulink โดยเริ่มต้นจากการรับค่าความผิดพลาดของค่ากระแสอ้างอิงกับค่ากระแสชดเชยบนแกนดีคิว เป็นลำดับข้อมูล $(\tilde{i}_d(n), \tilde{i}_q(n))$ และใช้ค่าความผิดพลาดดังกล่าวเป็นอินพุตให้แก่ตัวควบคุมแบบพีไอเพื่อคำนวณค่าแรงดันอ้างอิง $(u_d(n), u_q(n))$ จากบล็อก PI Controller ในรูปที่ 6.4 ดำเนินการวิเคราะห์ด้วยระเบียบเชิงตัวเลข เริ่มต้นจากสมการที่ (6-9) โดยใช้การประมาณแบบ Tustin ดังสมการที่ (6-10) และแทนค่าดังกล่าวลงในสมการที่ (6-9) จะได้ดังสมการที่ (6-11) จากสมการดังกล่าวดำเนินการแปลงซีฟคผัน (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) สามารถหาค่าเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมแบบพีไอบนแกนดีคิว ในลักษณะลำดับข้อมูล (array) ดังสมการที่ (6-14) และสมการที่ (6-15) เพื่อเป็นค่าอินพุตให้กับการคำนวณแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว $(v_{dl}^*(n), v_{ql}^*(n))$ ดังสมการที่ (6-16) และสมการที่ (6-17) จากนั้นแปลงค่าดังกล่าวให้อยู่บนปริมาณสามเฟสเพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณพารูปสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณพัลส์ควบคุมสวิตช์ไอจีบีทีของวงจรอินเวอร์เตอร์ จนกระทั่งได้เป็นแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ทั้งสามเฟส $(v_{ul}(n), v_{vl}(n), v_{wl}(n))$ และทำการประมาณค่ากระแสชดเชยได้ตามสมการที่ (6-18)

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

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

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

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

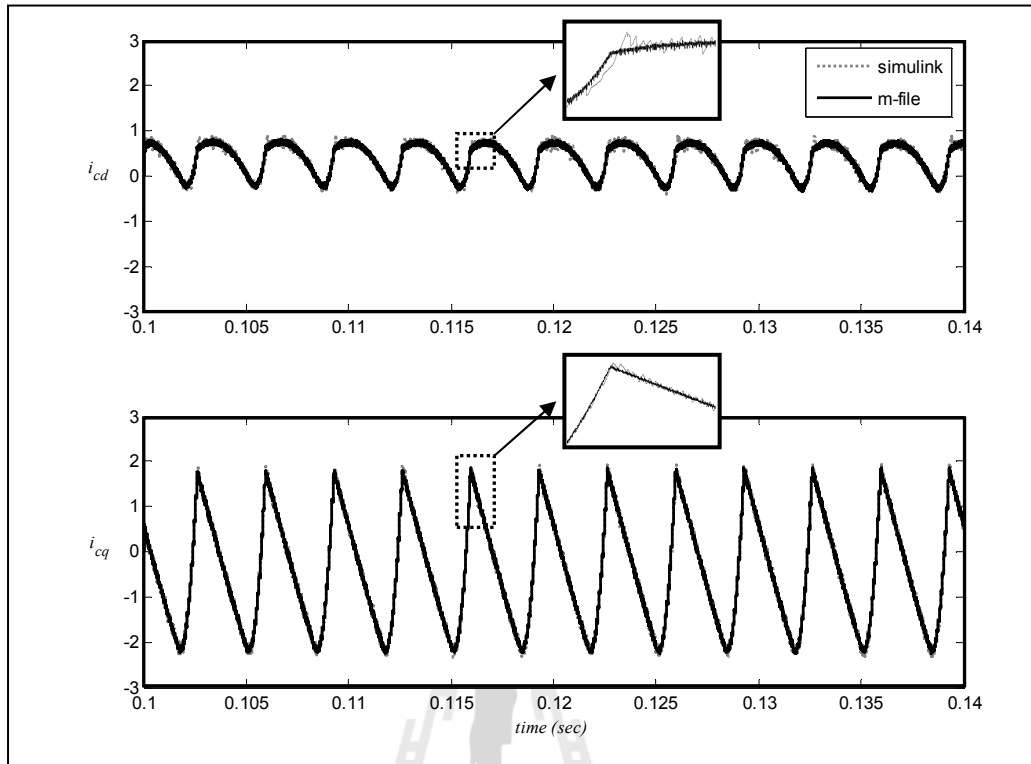
$$\frac{di_{ck}}{dt} \approx \frac{\Delta i_{ck}}{T} = \frac{i_{ck}(n) - i_{ck}(n-1)}{T} = \frac{v_{kl}(n) - v_{pcc,k}(n)}{L_c} \quad (6-18)$$

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

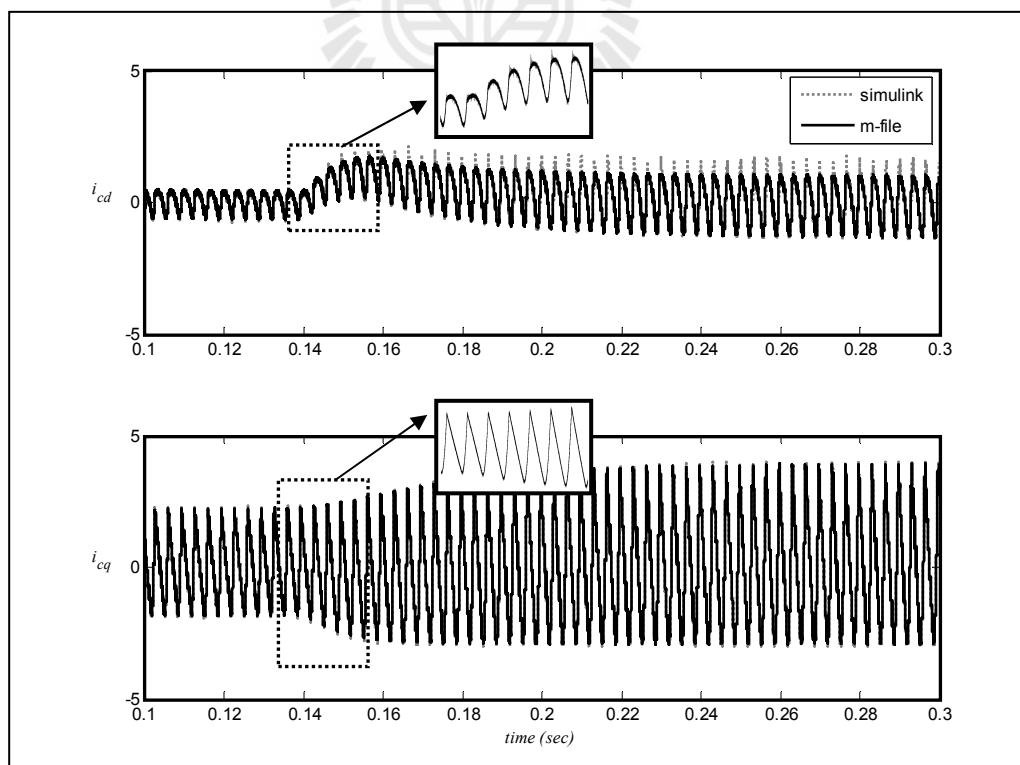
$$i_{ck}(n) = \left(\frac{v_{kl}(n) - v_{pcc,k}(n)}{L_c} \right) \times T + i_{ck}(n-1) \quad (6-19)$$

โดยที่ T คือ ช่วงเวลาการซีกตัวอย่าง

การจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม m-file สำหรับค้นหาค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} ด้วยวิธี ATS แทนการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม simulink จะเกิดความน่าเชื่อถือได้ นั้นต้องมีการตรวจสอบ และยืนยันความถูกต้อง โดยการเปรียบเทียบค่าการคำนวณกระแสชดเชยบนแกนดีคิวของโปรแกรมทั้งสอง ซึ่งจากรูปที่ 6.5 สังเกตได้ว่า ค่ากระแสชดเชยมีความใกล้เคียงกันในสภาวะคงตัว และเมื่อค่ากระแสดังกล่าวเกิดการเปลี่ยนแปลง อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดของวงจรเรียงกระแสในช่วงเวลาดังแต่ 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 เปรียบเทียบผลการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสชดเชยบน m - file เทียบกับ simulink

ตารางที่ 6.1 ผลการเปรียบเทียบระบบบน m – file กับ simulink กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์

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

ตารางที่ 6.2 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น กรณีค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ (ต่อ)

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
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
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
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,

ค่าปรับลครศมีเท่ากับ 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
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,

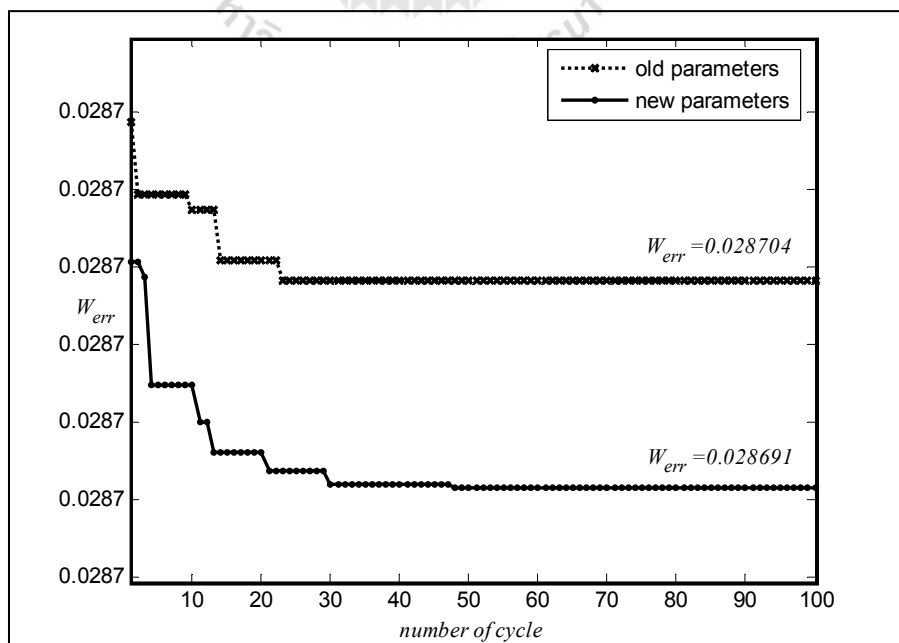
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1

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
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} เฉลี่ย 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 และค่าปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.1 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ใหม่ (new parameters) ที่ได้จากการทดสอบนี้ ให้ผลการเข้าสู่ของค่า W_{err} เท่ากับ 0.02691 ดีกว่าค่าพารามิเตอร์เดิม (old parameters) ที่ให้ผลการเข้าสู่ของค่า W_{err} เท่ากับ 0.02704 มีผลการเปรียบเทียบแสดงได้ดังรูปที่ 6.7 และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบฟิวอี้ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS แสดงไว้ดังตารางที่ 6.6

ตารางที่ 6.6 ผลการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบฟิวอี้ 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

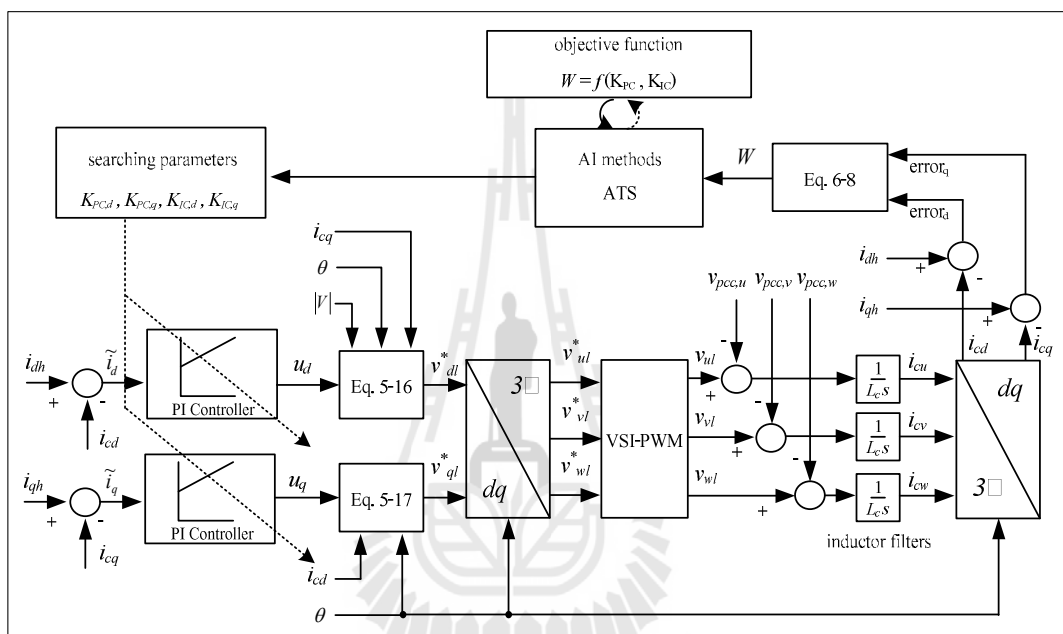
จากตารางที่ 6.6 พบว่า การออกแบบตัวควบคุมแบบฟิวอี้ด้วยวิธีการทางคณิตศาสตร์ให้ค่าการประเมินจากฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (W_{err}) เท่ากับ 0.029070 ในส่วนกรณีการออกแบบด้วยวิธี ATS ด้วยพารามิเตอร์ชุดเก่าให้ค่า W_{err} เท่ากับ 0.028704 และกรณีการออกแบบด้วยวิธี ATS ด้วยพารามิเตอร์ชุดใหม่จะให้ค่า W_{err} น้อยที่สุด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

6.5 การค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟิวอี้

การออกแบบตัวควบคุมแบบฟิวอี้เพื่อปรับปรุงสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธี ATS เป็นการค้นหาค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} เพื่อทดสอบกับระบบบนแกนดีควด้วยค่าพารามิเตอร์ชุดเดียวกัน อันเนื่องมาจากการออกแบบพารามิเตอร์ดังกล่าวด้วยวิธีการทางคณิตศาสตร์ให้ผลการออกแบบบนแกนดี และแกนควที่เหมือนกัน การออกแบบด้วยวิธี ATS ในช่วงต้นจึงอ้างอิงแนวทางการค้นหาแบบเดิม ผู้วิจัยจึงได้ตั้งสมมุติฐานว่าการค้นหาค่าพารามิเตอร์

K_{PC} และ K_{IC} ที่อิสระต่อกันบนแกนดิกิว ($K_{PC,d}, K_{IC,d}, K_{PC,q}, K_{IC,q}$) มีความยืดหยุ่นกว่าแนวทางการค้นหาเดิม 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 แนวทางดำเนินการจะเหมือนกับขั้นตอนการออกแบบในหัวข้อที่ 6.4 และทำการประเมินค่า w_{err} ผ่านฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ตามสมการที่ (6-8) จนกระทั่งได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่เหมาะสมที่สุด

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

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

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 ที่ได้จากการค้นหาอิสระต่อกัน ภายใต้ขอบเขตการค้นหาเดียวกัน ตามที่ได้กำหนดไว้ในหัวข้อที่ 6.3 ซึ่งผลการทดสอบ พบว่า เมื่อค่า W_{err} ลดลง ค่า %THD ก็จะมีแนวโน้มลดลงด้วยเช่นกัน

ตารางที่ 6.7 ผลการเปรียบเทียบระบบบน m - file กับ simulink กรณีค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์

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 การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบฟิว

การค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมด้วยวิธี ATS แบบ 4 พารามิเตอร์จำเป็นต้องได้รับการทดสอบค่าพารามิเตอร์ของ ATS ทั้งนี้เพื่อให้ผลการทดสอบสมรรถนะการปรับปรุงตัวควบคุมดังกล่าวมีบรรทัดฐานเดียวกัน พารามิเตอร์ที่ใช้จึงต้องทำการทดสอบทั้งหมด 4 ค่า ได้แก่ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง รัศมีเริ่มต้น และตัวปรับลดรัศมี เพื่อให้กระบวนการค้นหามีค่าพารามิเตอร์ของ 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,

ค่าปรับลครศมีเท่ากับ 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,

ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 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,

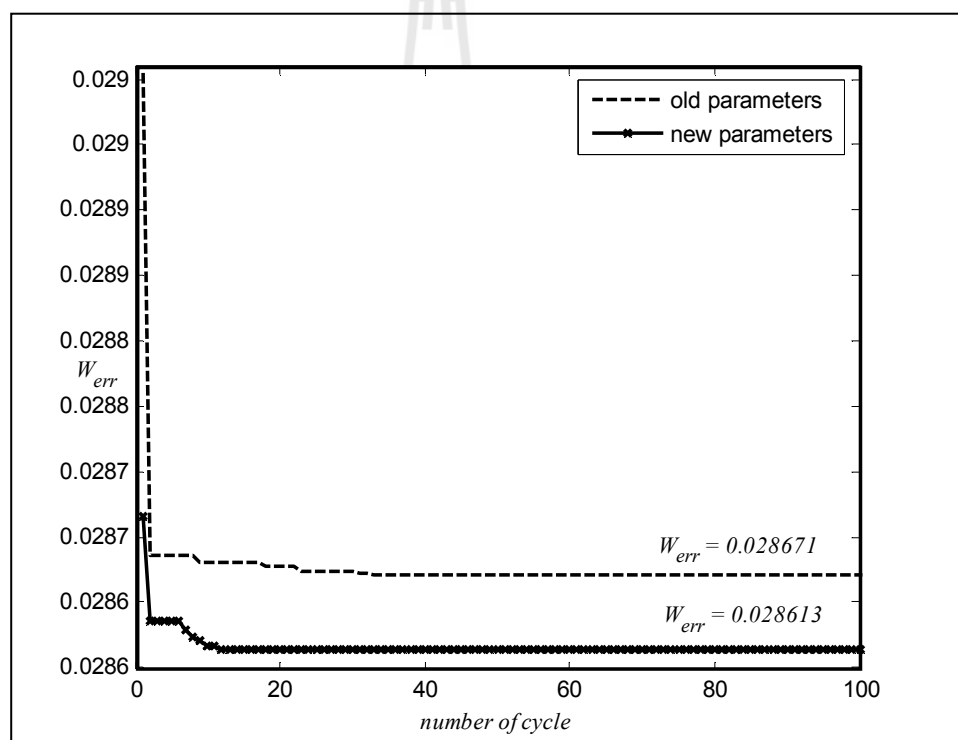
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1

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 และการออกแบบดังกล่าวยังคงให้ผลการประเมินดีกว่าวิธีการออกแบบที่พึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ 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

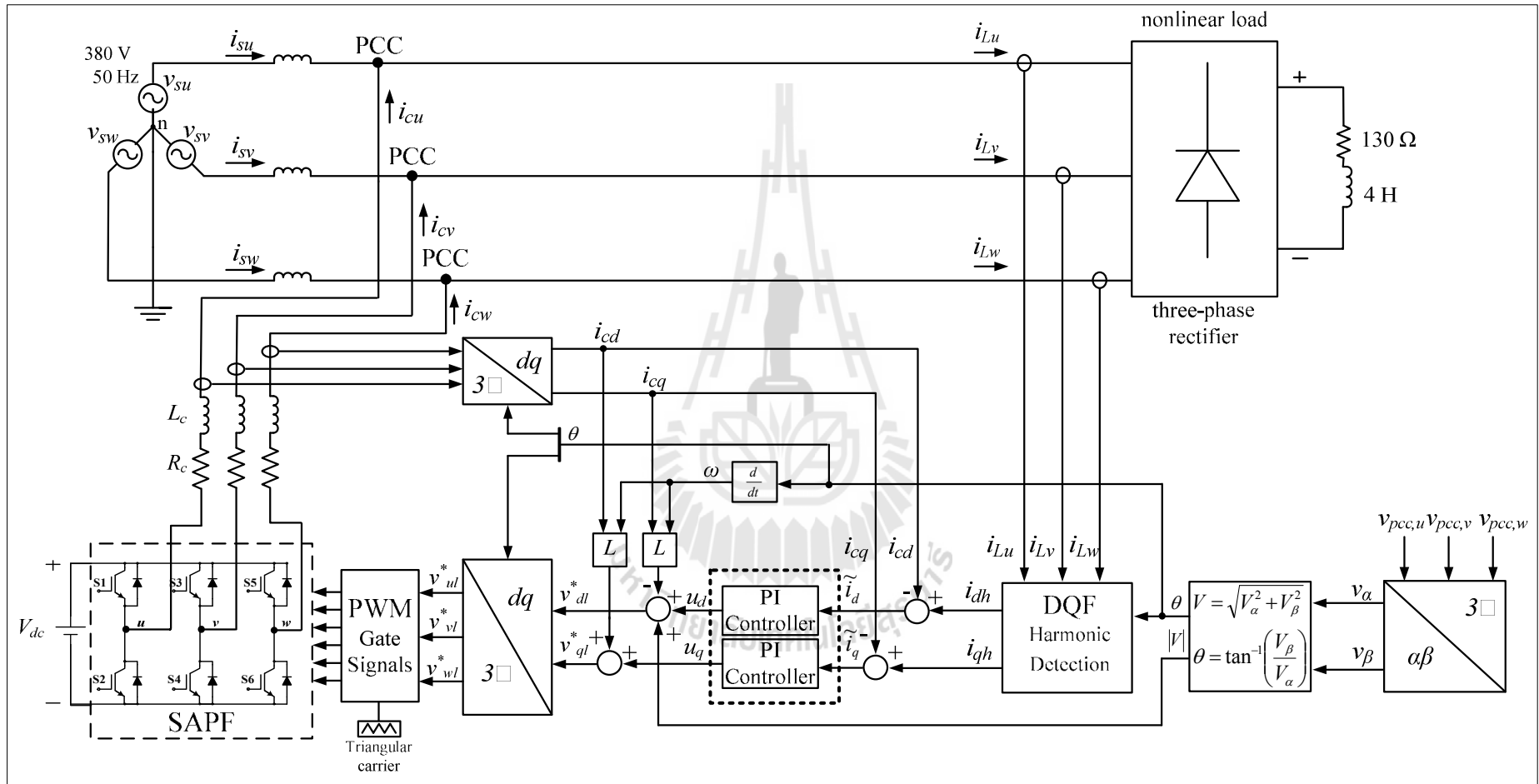
6.6 ผลการจำลองสถานการณ์และการอภิปรายผล

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก ในบทนี้เพื่อต้องการทดสอบสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอในส่วนของระบบควบคุมกระแสชดเชย ด้วยเหตุนี้การทดสอบดังกล่าวจะไม่พิจารณาผลกระทบที่เกิดขึ้นจากระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ดังนั้น จึงเลือกใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับวงจรรอกกำลังแอกทีฟมีค่าคงที่ เท่ากับ 750 V โดยมีระบบไฟฟ้าที่พิจารณา แสดงได้ดังรูปที่ 6.10 ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการเปรียบเทียบตัวควบคุมแบบพีไอที่มีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ $K_{PC,d}$ $K_{IC,d}$ $K_{PC,q}$ และ $K_{IC,q}$ ใน 2 แนวทางดังต่อไปนี้

แนวทางที่ 1 การออกแบบโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ดังที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 5

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

ผลการจำลองสถานการณ์ได้พิจารณาในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 วินาที ถึง 0.20 วินาที เนื่องจากในช่วงเวลาดังกล่าวระบบเข้าสู่สภาวะคงตัว การทดสอบทั้งสองแนวทางข้างต้นให้ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานของตัวควบคุมแบบพีไอ แสดงได้ดังตารางที่ 6.13

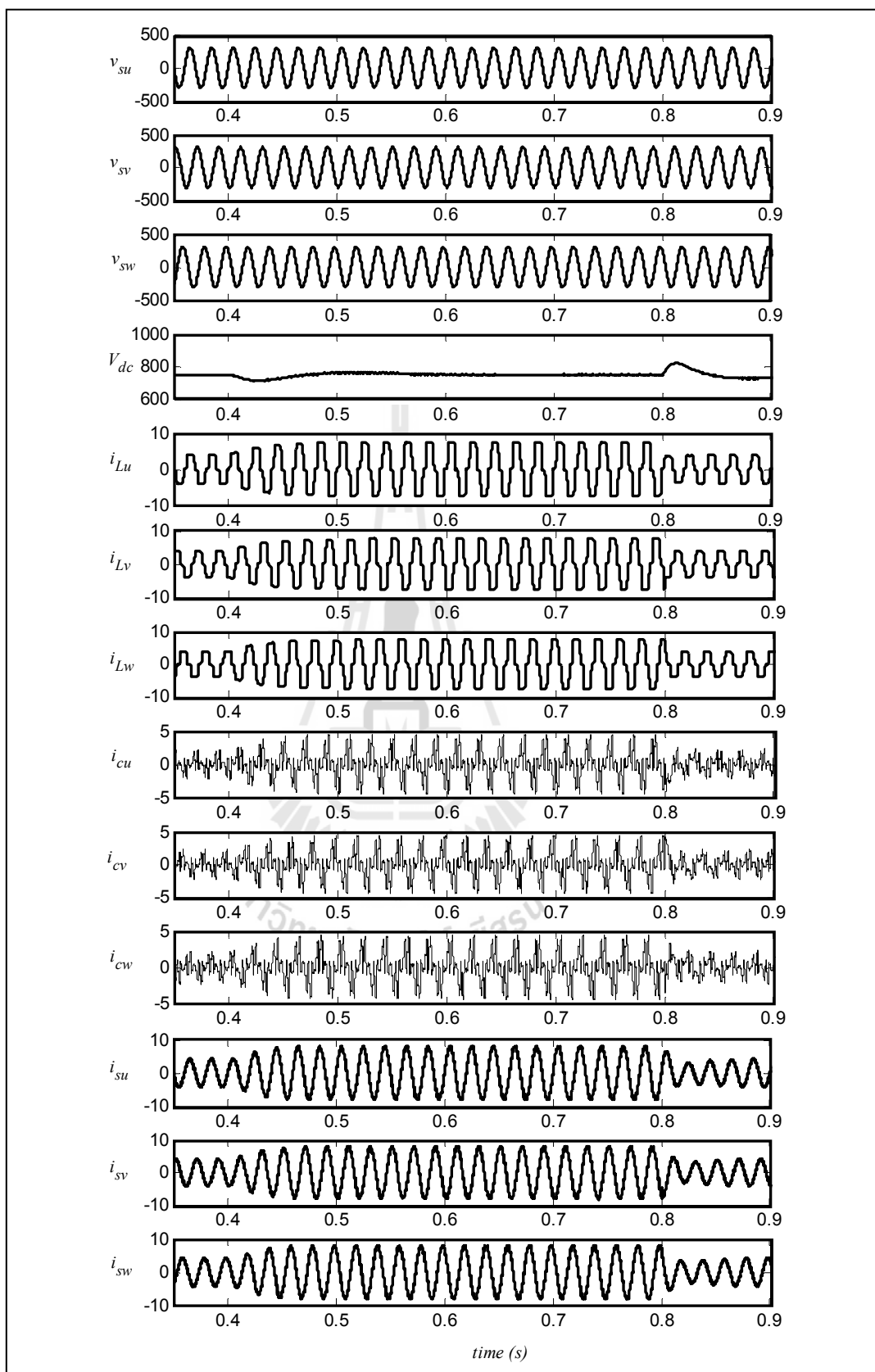


รูปที่ 6.10 ระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมแบบพีไอ

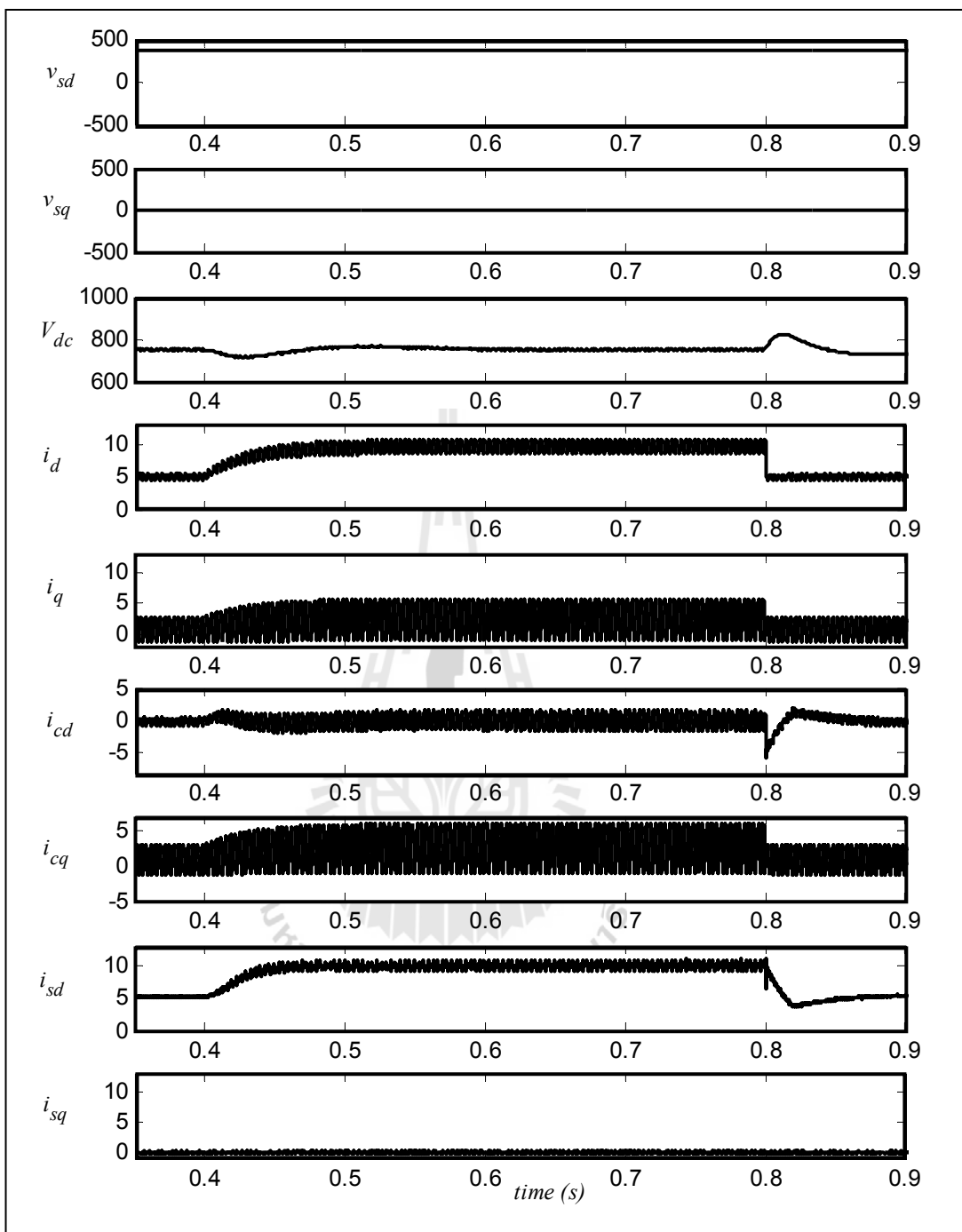
จากตารางที่ 6.13 ได้นำเสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุมแบบพีไอ ภายหลังจากชดเชย พบว่า ผลการกำจัดฮาร์โมนิกในกรณีการออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิมให้ค่า W_{err} และค่า W_{res} เท่ากับ 0.0291 และ 0.208080 ตามลำดับ มีค่า %THD_{av} ของกระแสทางด้านแหล่งจ่าย เท่ากับ 1.96 เปอร์เซ็นต์ ในส่วนกรณีการออกแบบด้วยวิธี 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 และเนื่องจากวัตถุประสงค์ของงานวิจัย ต้องการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ให้มีสมรรถนะการควบคุมการบิดกระแสชดเชยที่ดีที่สุด โดยชี้วัดจากค่า %THD_{av} ภายหลังจากชดเชยทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก ดังนั้น ผู้วิจัยจึงได้เลือกแนวทางการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมด้วยวิธี ATS แบบค้นหา 4 พารามิเตอร์ ที่ให้ค่า %THD_{av} น้อยที่สุด

ตารางที่ 6.13 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการบิดกระแสชดเชยของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานของตัวควบคุมแบบพีไอ

แนวทางการออกแบบ		คณิตศาสตร์	การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	
			แบบ 2 พารามิเตอร์	แบบ 4 พารามิเตอร์
ค่าพารามิเตอร์				
ตัวควบคุมแบบพีไอ	$K_{PC,d}$	0.87×10^3	48.54×10^3	26.84×10^3
	$K_{IC,d}$	9.62×10^6	80.18×10^6	82.66×10^6
	$K_{PC,q}$	0.87×10^3	48.54×10^3	34.60×10^3
	$K_{IC,q}$	9.62×10^6	80.18×10^6	80.30×10^6
ค่าวัตถุประสงค์	W_{err}	0.0291	0.0287	0.0286
ผลการจำลองสถานการณ์	%THD _{av} (หลังการชดเชย)	1.96%	1.72%	1.62%
	%THD _{av} (ก่อนการชดเชย)	24.42%		



รูปที่ 6.11 ผลการจำลองสถานการณ์ทั้งระบบบนแกนสามเฟส

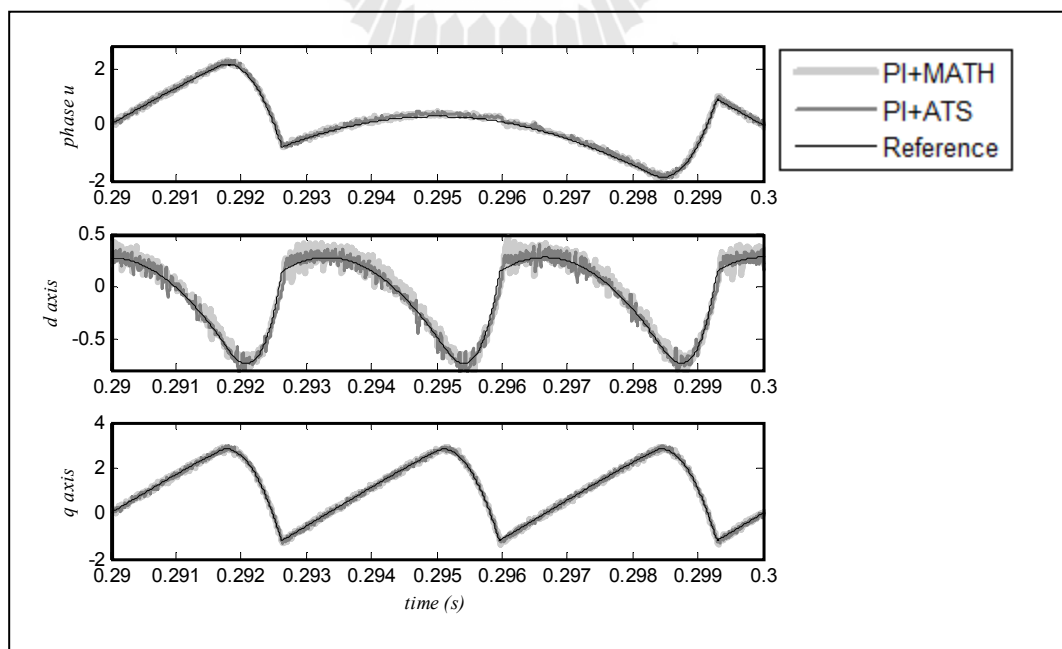


รูปที่ 6.12 ผลการจำลองสถานการณ์ทั้งระบบบนแกนดีคิว

ผลการจำลองสถานการณ์ของทั้งระบบบนแกนสามเฟส แสดงได้ดังรูปที่ 6.11 โดยอ้างอิงจากระบบการจำลองสถานการณ์ในบทที่ 5 ตามรูปที่ 5.10 ซึ่งรวมการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบพีไอที่มีการปรับปรุงสมรรถนะด้วยวิธี ATS และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอที่ออกแบบโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เมื่อกำหนดโหลดของวงจรเรียง

กระแสสามเฟสมีการเปลี่ยนแปลงที่เวลา 0.4 วินาที และที่เวลา 0.8 วินาที ปรากฏว่า กระแสที่แหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลงตามพฤติกรรมของโหลด แต่ยังคงสามารถควบคุมกระแสชดเชย (i_{cd}, i_{cq}) ให้มีรูปสัญญาณใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิง (i_{dh}, i_{qh}) และสามารถควบคุมแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ให้คงที่เท่ากับ 750 V ทำให้ได้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี โดยดูได้จากรูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก (i_{su}, i_{sv}, i_{sw}) มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น เมื่อเทียบกับรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายก่อนมีการชดเชย

การจำลองสถานการณ์ในระบบเดียวกันนี้ ได้แสดงลักษณะรูปสัญญาณทั้งระบบที่พิจารณาอยู่บนแกนดีคิว ดังรูปที่ 6.12 โดยเริ่มต้นจากแรงดันที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักบนแกนดีคิว (v_{sd}, v_{sq}) มีค่าเท่ากับ 381 V และ 0 V ตามลำดับ แรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) มีการควบคุมให้คงที่เท่ากับ 750 V ในลำดับถัดมา คือ การพิจารณาขั้นตอนการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ เริ่มต้นจากการตรวจจับสัญญาณของกระแสฮาร์มอนิกที่โหลดบนแกนดี (i_d) และแกนคว (i_q) เพื่อส่งผ่านไปยังส่วนการแยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่อยู่บนแกนดีคิว ออกจากปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐานด้วยวิธี DQF เพื่อนำไปสู่ขั้นตอนการควบคุมกระแสชดเชยจริงบนแกนดีคิว (i_{cd}, i_{cq}) จนสามารถทำให้รูปสัญญาณกระแสภายหลังการชดเชยที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก (i_{sd}, i_{sq}) มีค่าคงที่เท่ากับ 5.2 A ถึง 9.85 A บนแกนดี และคงที่เท่ากับ 0 A บนแกนคว โดยปริมาณที่ไม่ปรากฏขึ้นบนแกนคว เนื่องจากกระบวนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF สามารถชดเชยค่ากำลังรีแอกทีฟของระบบ รายละเอียดต่าง ๆ ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3



รูปที่ 6.13 เปรียบเทียบผลการติดตามกระแสชดเชย

จากรูปที่ 6.13 เป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งพิจารณาจากความผิดพลาดในการติดตามค่ากระแสอ้างอิง (tracking error) จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี ATS มีลักษณะรูปสัญญาณคล้อยตามสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิม ดังนั้น การออกแบบด้วยวิธีการดังกล่าวทำให้ระบบควบคุมกระแสชดเชยมีสมรรถนะการติดตามค่ากระแสอ้างอิงที่ดี

6.7 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอ ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว โดยการกำหนดเป้าหมายการประเมินค่า 2 แนวทาง ได้แก่ การประเมินจากผลต่างระหว่างค่ากระแสชดเชยกับค่ากระแสอ้างอิง ด้วยกรณีการค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ และแบบ 4 พารามิเตอร์ ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์ของระบบกำลังฮาร์มอนิกที่มีการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยสองแนวทางดังกล่าว พบว่า การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ด้วยการประเมินจากผลต่างระหว่างค่ากระแสชดเชยกับค่ากระแสอ้างอิงกรณีการค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์ ให้ผลการออกแบบที่ดีที่สุด โดยชี้วัดจากค่า $\%THD_{av}$ 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

สรุปและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุป

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการพัฒนากระบวนการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานสำหรับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล โดยงานวิจัยได้เริ่มต้นจากปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทางด้านวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งจากการศึกษาค้นคว้า พบว่า องค์ประกอบการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานสามารถแบ่งออกเป็น 4 ส่วน ได้แก่ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การควบคุมกระแสชดเชยสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งรายละเอียดต่าง ๆ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2

การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน มีความสำคัญอย่างยิ่งต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า เนื่องจากเป็นส่วนการคำนวณกระแสอ้างอิง จึงส่งผลโดยตรงต่อระบบควบคุมกระแสชดเชย หากการคำนวณกระแสอ้างอิงเกิดข้อผิดพลาด ส่วนต่าง ๆ ของวงจรก็จะทำงานผิดพลาดด้วยเช่นกัน การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนคิกวนนอกจากมีความสามารถในการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดีแล้ว ยังมีโครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกที่รองรับกับโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนคิกวน ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในเรื่องการลดขั้นตอนการคำนวณ ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกที่พิจารณาบนแกนคิกวน 2 วิธี ได้แก่ วิธีกรอบอ้างอิงซิงโครนัส (วิธี SRF) และวิธีคิกวนเอฟ (วิธี DQF) โดยรายละเอียดเนื้อหาของการตรวจจับฮาร์มอนิกในแต่ละวิธี ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 นอกจากนี้ในบทดังกล่าวยังได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะในการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนคิกวนให้ดียิ่งขึ้น ซึ่งผลการทดสอบ พบว่า การตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี DQF โดยการแยกปริมาณฮาร์มอนิกด้วย SWFA เฉพาะบนแกนคิกวน สามารถสร้างกระแสอ้างอิงให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ให้มีสมรรถนะในการกำจัดฮาร์มอนิก และมีสมรรถนะในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังที่ดีที่สุด

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ที่นำเสนอในบทนี้ ใช้กฎกระแส และแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ในการวิเคราะห์หาแบบจำลองบนปริมาณสามเฟส รวมถึงการแปลงแบบจำลองดังกล่าวอยู่บนแกนคิกวน ด้วยหลักการแปลงของปาร์ก ซึ่งผลเฉลยของ

แบบจำลองที่ได้มีการตรวจสอบและยืนยันความถูกต้อง เพื่อประโยชน์สำหรับนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุมให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวถูกนำมาใช้เพื่อการออกแบบระบบควบคุมการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยแบ่งการออกแบบเป็น 2 ส่วนด้วยกัน ส่วนแรกเป็นการออกแบบระบบควบคุมกระแสชดเชย ซึ่งถูกนำมาใช้งานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม และส่วนที่สองเป็นการออกแบบระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง อีกทั้งมีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ในวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานไว้ด้วยเช่นกัน ซึ่งรายละเอียดต่าง ๆ เกี่ยวกับการออกแบบได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 จากผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ ที่ได้รับการออกแบบในข้างต้น พบว่า กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก ภายหลังจากชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น มีปริมาณฮาร์มอนิกลดลงจากเดิมถึง 91.36 เปอร์เซ็นต์ จึงสามารถยืนยันได้ว่าการออกแบบระบบควบคุมด้วยวิธีการดังกล่าวให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี รวมถึงให้ผลการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่ดี เนื่องจากการควบคุมพิจารณาอยู่บนแกนดีคิว

งานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อต้องการพัฒนาระบบควบคุมให้มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดียิ่งขึ้นกับระบบที่พิจารณา วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (วิธี ATS) จึงถูกนำมาใช้เป็นเครื่องมือในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมให้กับตัวควบคุมแบบพีไอบนแกนดีคิว ด้วยการประเมินผ่านฟังก์ชันวัตถุประสงค์ จากค่าผลต่างระหว่างค่ากระแสชดเชยกับค่ากระแสอ้างอิง ในกรณีการค้นหาแบบ 2 พารามิเตอร์ และแบบ 4 พารามิเตอร์ ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์ของระบบกำจัดฮาร์มอนิกที่มีการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยสองแนวทางข้างต้น พบว่า การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ด้วยการประเมินจากผลต่างระหว่างค่ากระแสชดเชยกับค่ากระแสอ้างอิงกรณีการค้นหาแบบ 4 พารามิเตอร์ ให้ผลการออกแบบดีที่สุด โดยชี้วัดจากค่า $\%THD_{av}$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายภายหลังจากชดเชย ซึ่งผลจากการออกแบบด้วยวิธี ATS ทำให้ค่า $\%THD_{av}$ ที่ได้ลดลงกว่าการออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิม เท่ากับ 17.35 เปอร์เซ็นต์ ส่งผลให้ปริมาณฮาร์มอนิกลดลงจากก่อนการชดเชย เท่ากับ 93.37 เปอร์เซ็นต์ อีกทั้งค่า $\%THD_{av}$ ที่ได้เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 ในส่วนรายละเอียดต่าง ๆ ของการออกแบบตัวควบคุมพีไอโดยใช้วิธี ATS ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6

7.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

- ควรมีงานภาคปฏิบัติสำหรับสร้างวงจรรอกำลังแอกทีฟที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน รวมถึงระบบควบคุมต่าง ๆ ตามที่ได้ออกแบบไว้ในงานวิจัย เพื่อยืนยันผลการจำลองฮาร์ดแวร์ในระบบที่พิจารณา
- ควรมีการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบควบคุมแบบวงปิด เพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุม รวมถึงการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรดังกล่าว
- ควรมีการประเมินผลกระทบที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ไฟฟ้าชนิดต่าง ๆ ระบบส่งจ่าย ระบบสายส่ง เป็นต้น ที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่า %THD นอกเหนือจากการพิจารณาค่าดังกล่าวด้วยการอ้างอิงกับมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 เพียงอย่างเดียว
- ควรมีการพัฒนาองค์ความรู้ทางด้านการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน สำหรับใช้งานร่วมกับระบบไฟฟ้าสามเฟสสี่สาย เพื่อการใช้งานจริง



รายการอ้างอิง

- กองพล อารีรักษ์. (2549). การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ. วิทยานิพนธ์ปริญญาคุชฎีบัณฑิต. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ทศพร ณรงค์ฤทธิ์. (2553). การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล. วิทยานิพนธ์ปริญญาโท. 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.
- Bruyant, 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 – 796

- 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 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.



The logo of Sakon Nakhon Rajabhat University is a large, light gray watermark centered on the page. It features a stylized figure of a person standing on a base, with a large 'S' and 'R' behind it, all enclosed within a circular border containing the university's name in Thai script.

ภาคผนวก ก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ และจดลิขสิทธิ์

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ และจดลิขสิทธิ์

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

รายการจดลิขสิทธิ์

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

ประวัติผู้วิจัย

ดร.กองพล อารีรักษ์ สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี โท และเอก ทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา ในปี พ.ศ. 2543 2546 และ 2550 ตามลำดับ ปัจจุบันดำรงตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ และหัวหน้าหน่วยวิจัยคุณภาพกำลังไฟฟ้า ประจำสาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี มีความชำนาญทางด้าน อิเล็กทรอนิกส์กำลัง วงจรกรองกำลังแอคทีฟ การขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้า คุณภาพกำลังไฟฟ้า ระบบควบคุม และการประยุกต์ทางด้านปัญญาประดิษฐ์

