

การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสำหรับวงจรร่งกำลังแอกทีฟ
ด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว

นายสุขสันต์ ตียรรัชกุล

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2555

**THE DESIGN OF PREDICTIVE CURRENT
CONTROLLER FOR ACTIVE POWER FILTER
VIA ADAPTIVE TABU SEARCH METHOD**

Suksan Tiyarachakun

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
Academic Year 2012**

การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ
ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร.อนันต์ อุ่นศิริไธย์)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.กองพล อารีรักษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(รศ. ดร.อาทิตย์ ศรีแก้ว)

กรรมการ

(ผศ. ดร.กองพันธ์ อารีรักษ์)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิ้มปิ๋นังค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

สุขสันต์ ตีพยาธกุล : การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสำหรับวงจรกรองกำลัง
แอกทีฟด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (THE DESIGN OF PREDICTIVE
CURRENT CONTROLLER FOR ACTIVE POWER FILTER VIA ADAPTIVE TABU
SEARCH METHOD) อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ทองพล อารีรักษ์,
219 หน้า.

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังในระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยมุ่งเน้นการพัฒนาอัลกอริทึมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกและการควบคุมการบิดกระแสชดเชยเป็นสำคัญ โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีลักษณะเป็นอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสามเฟสที่ประกอบด้วยไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์การสวิตช์ การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์เป็นวิธีการใหม่ ที่เรียกว่า วิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบกับวิธีฟูริเยร์ (วิธี PQF) ซึ่งวิธีดังกล่าวมีความแม่นยำในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่ดีกว่าวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง (วิธี PQ) นอกจากนี้วิธี PQF ยังสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยได้เช่นกัน การควบคุมการบิดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานใช้ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่ได้พัฒนาขึ้น โดยการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (วิธี ATS) อีกทั้งมีการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ การพัฒนาองค์ความรู้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ค่า %THD ของกระแสที่แหล่งจ่ายเป็นดัชนีชี้วัดสมรรถนะ โดยค่า %THD ดังกล่าวต้องอยู่ภายใต้กรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 และต้องมีค่าน้อยที่สุด การจำลองสถานการณ์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ชุดบล็อก Simulink บนโปรแกรม MATLAB เพื่อให้การจำลองสถานการณ์ดังกล่าวมีความใกล้เคียงในทางปฏิบัติจริง งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงมีการควบคุมมุมเฟสที่ใช้ในการแปลงแกนดีคิวด้วยเฟสล็อกกลูปและพิจารณาการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบที่เกิดแรงดันผิดเพี้ยน

SUKSAN TIYARACHAKUN : THE DESIGN OF PREDICTIVE CURRENT
CONTROLLER FOR ACTIVE POWER FILTER VIA ADAPTIVE TABU
SEARCH METHOD. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. KONGPOL
AREERAK, Ph.D., 219 PP.

HARMONIC IDENTIFICATION/ PREDICTIVE CURRENT CONTROLLER /
HARMONIC ELIMINATION/ SHUNT ACTIVE POWER FILTER

This thesis presents harmonic current elimination and power factor improvement in balanced three-phase systems with shunt active power filter. The developments of harmonic identification algorithm and the compensating current control are the purposes in the thesis. The active power filter topology is three-phase voltage source inverter with six IGBTs. The novel algorithm called the instantaneous power theory with Fourier (PQF) is used as the harmonic identification. The PQF algorithm provides the good accuracy to identify the harmonic in the system compared with the instantaneous power theory method (PQ). Moreover, the PQF can improve the power factor after compensation. In the thesis, the predictive current control is applied to control the compensating current injection on dq-axis. In addition, the artificial intelligent method called adaptive tabu search (ATS) is used to design the predictive current controller. The conventional PI controller is used for the DC bus voltage control. The %THD of source currents after compensation are the performance index in the thesis. The %THD after compensation are also follow the IEEE Std. 519-1992. Moreover, the minimum %THD after compensation is the main objective in the thesis to design the predictive current controller using the ATS method. The Simulink with MATLAB programming is used to simulate the harmonic

mitigation system in the thesis. The phase lock loop is applied to control the phase angle for dq transformation. Finally, the harmonic current elimination in the distorted voltage system is concerned.



School of Electrical Engineering

Academic Year 2012

Student's Signature _____

Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำ และแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์ต่องานวิจัย รวมถึงช่วยตรวจทาน และแก้ไขรายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้ให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น อีกทั้งเป็นกำลังใจ และเป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนินชีวิตให้กับผู้วิจัยตลอดมา

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

ขอขอบคุณบุคลากรมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ช่วยอำนวยความสะดวกในการทำงาน ขอขอบคุณพี่น้องบัณฑิตศึกษาทุกท่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ พลสิทธิ์ สานติประพันธ์ และ เอนก จ้อยตระกูล ที่ให้คำปรึกษาด้านวิชาการ และให้กำลังใจมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ให้ความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน สำหรับความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่าน ที่ให้การสั่งสอน การดูแลเอาใจใส่ ความรัก กำลังใจ และให้การสนับสนุนทางการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา

สุขสันต์ ตียารัชกุล

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญ	จ
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญรูป	ฉ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	2
1.3 ขีดตกลงเบื้องต้น	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	4
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	4
2 ปรัชญาวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน	6
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ	8
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ... ..	9
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ	11
2.6 สรุป	12
3 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบกับวิธีฟูริเยร์.....	14
3.1 บทนำ.....	14

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2	นิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ในวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง.....	14
3.3	การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง	19
3.4	การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบกับวิธีฟูริเยร์ ..	21
3.5	สรุป	26
4	ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก	28
4.1	บทนำ.....	28
4.2	ผลการจำลองสถานการณ์ของระบบที่มีกระแสไหลคแบบอุดมคติ	28
4.3	ผลการจำลองสถานการณ์ของระบบที่มีไหลคเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟส ต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ.....	46
4.4	สรุป	60
5	การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสำหรับ วงจรกรองกำลังแอกทีฟ.....	61
5.1	บทนำ.....	61
5.2	โครงสร้างระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจร กรองกำลังแอกทีฟ.....	61
5.3	การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ	63
5.4	หลักการพื้นฐานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย	65
5.5	ขั้นตอนการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย บนแกนดีคิว.....	68
5.6	การออกแบบพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสแบบทำนาย บนแกนดีคิว.....	70
5.7	ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล.....	73
5.8	สรุป	77
6	การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟและตัวควบคุมด้วยวิธีการค้นหาแบบ ตามูเชิงปรับตัว	79
6.1	บทนำ.....	79
6.2	ทบทวนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	79

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.3	การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	83
6.3.1	การลดเวลาการคำนวณโดยเพิ่มเงื่อนไขในวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	85
6.3.2	การกำหนดขอบเขตในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	86
6.3.3	การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	87
6.3.4	ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล	92
6.4	การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	96
6.4.1	การกำหนดขอบเขตในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	97
6.4.2	การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	98
6.4.3	ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล	103
6.5	เปรียบเทียบผลการจำลองสถานการณ์	107
6.6	สรุป	108
7	การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ	110
7.1	บทนำ	110
7.2	การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีการเชื่อมโยงกับวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบกับวิธีฟูริเยร์	110
7.3	การออกแบบค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ	112
7.4	การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง	114
7.5	ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล	117
7.6	สรุป	131
8	การควบคุมมุมเฟสในการแปลงแกนดีคิวด้วยเฟสล็อกกลูป	132
8.1	บทนำ	132

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

8.2	โครงสร้างระบบการกำจัดสารอินิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจร กรองกำลังแอกทีฟที่มีการควบคุมมูฟด้วยเฟสล็อกกลูป	132
8.3	หลักการ และองค์ประกอบของเฟสล็อกกลูป	133
8.4	การเปรียบเทียบกรณีไม่มีการควบคุมมูฟ และกรณีที่มีการควบคุมมูฟ ด้วยเฟสล็อกกลูป	136
8.5	ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล	139
8.6	สรุป	143
9	การกำจัดกระแสสารอินิกสำหรับระบบแรงดันผิผิว	145
9.1	บทนำ	145
9.2	ปัญหาที่เกิดขึ้นกับทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง และแนวทางการแก้ไขปัญหา	145
9.3	ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล	151
9.4	สรุป	162
10	สรุปและข้อเสนอแนะ	163
10.1	สรุป	163
10.2	ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต	169
	รายการอ้างอิง	171
	ภาคผนวก	
	ภาคผนวก ก. การแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกนดีควสำหรับตัวควบคุมกระแสแบบ ทำนาย	176
	ภาคผนวก ข. โปรแกรมการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีควด้วยวิธีการ ค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว และโปรแกรมคำนวณค่า $\%THD_{i,av}$	182
	ภาคผนวก ค. โปรแกรมการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีควพร้อมกับ ออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธีการค้นหาแบบตาม เชิงปรับตัว	195
	ภาคผนวก ง. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่และผลงานการจดลิขสิทธิ์	205
	ประวัติผู้เขียน	219

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน..... 6
2.2	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ 8
2.3	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ..... 10
2.4	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ 11
3.1	ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและกำลังไฟฟ้รแอกทีฟที่ใช้คำนวณกระแสอ้างอิงในแต่ละกรณี 20
4.1	เปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังระหว่างวิธี PQ และวิธี PQF..... 33
4.2	เปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังระหว่างวิธี PQ และวิธี PQF เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส..... 47
5.1	ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์สำหรับสมการของลากรานจ์อันดับต่าง ๆ 67
5.2	เปรียบเทียบค่า $\%THD_{i,av}$ จากการใช้สมการของลากรานจ์แต่ละอันดับ..... 71
5.3	เปรียบเทียบค่า $\%THD_{i,av}$ จากการสุ่มค่าคงที่การปรับลด 72
5.4	เปรียบเทียบค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย จากการสุ่มค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ สามเหลี่ยม..... 73
5.5	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟ 74
6.1	ผลการทดสอบเงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ด้วยวิธี ATS 86
6.2	ผลการทดสอบขอบเขตการค้นหาค่าพารามิเตอร์ 87
6.3	ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น 87
6.4	ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง 88
6.5	ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น..... 89
6.6	ผลการทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดค่ารัศมี..... 89
6.7	เปรียบเทียบผลการค้นหาหระหว่างพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า และชุดใหม่ 91

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
6.8 เปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์โมนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจร กรองกำลังแอกทีฟ.....	93
6.9 ผลการทดสอบขอบเขตการค้นหาค่าพารามิเตอร์	98
6.10 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น	99
6.11 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง	99
6.12 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น.....	100
6.13 ผลการทดสอบค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมี.....	101
6.14 เปรียบเทียบผลการค้นหาระหว่างพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า และชุดใหม่	102
6.15 เปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์โมนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจร กรองกำลังแอกทีฟ.....	104
6.16 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ และค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยในแต่ละกรณี	108
7.1 ผลการกำจัดฮาร์โมนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง	118
8.1 เปรียบเทียบค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย จากการสุ่มค่าความถี่ตัด.....	136
8.2 ผลการกำจัดฮาร์โมนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ	140
9.1 ผลการกำจัดฮาร์โมนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ	154

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน 2
2.1	ระบบที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ 13
3.1	แผนภาพการแปลงแกน และอินเวอร์สการแปลงแกนของคาร์ก 16
3.2	ความหมายทางฟิสิกส์ของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่งและกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ ขณะหนึ่ง 17
3.3	แผนภาพการคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQ 21
3.4	แผนภาพการคำนวณค่า A_{op} และ A_{oq} 24
3.5	แผนภาพการคำนวณกระแสอ้างอิงจากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF 25
3.6	แผนภาพการคำนวณกระแสอ้างอิงจากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี PQF 26
4.1	ระบบที่มีกระแสโหลดแบบอุดมคติและวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแส แบบอุดมคติ 29
4.2	สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ 29
4.3	รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ 31
4.4	รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับในกรณีใช้ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 100 เฮิร์ตซ์ 31
4.5	รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับในกรณีใช้ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 280 เฮิร์ตซ์ 32
4.6	รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับในกรณีใช้วิธี SWFA 32
4.7	รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQ ในกรณี 1 34
4.8	รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส α ก่อน การชดเชย 35
4.9	สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส α ก่อนการชดเชย 35
4.10	รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส α หลังการชดเชย ด้วยวิธี PQ ในกรณี 1 36
4.11	สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส α หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 1 36
4.12	รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQ ในกรณี 2 38

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 2.....	39
4.14 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 2.....	39
4.15 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQF ในกรณี 1.....	40
4.16 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 1	41
4.17 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 1.....	41
4.18 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่โหลดในเฟส a	42
4.19 สเปกตรัมกระแสชดเชยเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 1	42
4.20 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQF ในกรณี 2.....	44
4.21 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 2	45
4.22 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 2.....	45
4.23 สเปกตรัมกระแสชดเชยเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 2	46
4.24 ระบบที่มีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำและวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบอุดมคติ.....	47
4.25 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQ ในกรณี 1 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส.....	48
4.26 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ก่อนการชดเชย กรณีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	49
4.27 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ก่อนการชดเชย กรณีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส.....	49
4.28 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 1 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	50
4.29 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 1 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	50

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.30 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์สามเฟสของวิธี PQ ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	51
4.31 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	52
4.32 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	52
4.33 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQF ในกรณี 1 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	54
4.34 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 1 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	55
4.35 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 1 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	55
4.36 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่โหลดในเฟส a เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	56
4.37 สเปกตรัมกระแสชดเชยในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 1 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	56
4.38 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQF ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	57
4.39 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	58
4.40 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	58
4.41 สเปกตรัมกระแสชดเชยในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส	59
5.1 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟ ...	62
5.2 สเปกตรัมของกระแสโหลดเฟส a	64
5.3 โครงสร้างการวิเคราะห์ระบบ	66
5.4 หลักการของการควบคุมกระแสแบบทำนาย	67

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5 แผนภาพการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิ๋วร่วมกับเทคนิคการสวิตช์ ด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม	69
5.6 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส.....	74
5.7 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a	76
5.8 รูปสัญญาณระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสชดเชยในเฟส a แกนดี และแกนคิ๋ว.....	77
6.1 แนวคิดพื้นฐานของวิธีการค้นหาแบบตาบ	80
6.2 การกำหนดคำตอบเริ่มต้น	81
6.3 กำหนดคำตอบใหม่	82
6.4 วิธีการค้นหาแบบตาบเชิงปรับตัว.....	83
6.5 ระบบที่ใช้จำลองสถานการณ์สำหรับค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ชุดใหม่ ด้วยวิธี ATS.....	84
6.6 ผลการเปรียบเทียบค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ โดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่าและชุดใหม่	91
6.7 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส.....	93
6.8 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a	94
6.9 รูปสัญญาณกระแสชดเชยกับกระแสอ้างอิงในเฟส a แกนดี และแกนคิ๋ว.....	95
6.10 ระบบที่ใช้จำลองสถานการณ์สำหรับค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ชุดใหม่พร้อมทั้ง ค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS	97
6.11 ผลการเปรียบเทียบค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ โดยใช้พารามิเตอร์ของ ATS ชุดเก่า และชุดใหม่	102
6.12 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส.....	104
6.13 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a	105
6.14 รูปสัญญาณกระแสชดเชยกับกระแสอ้างอิงในเฟส a แกนดี และแกนคิ๋วในกรณีที่ 3.....	106
7.1 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรอง กำลังแอกทีฟ	111
7.2 แผนภาพการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ที่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง.....	112
7.3 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟที่ตัวเก็บประจุ.....	114

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.4	บล็อกไดอะแกรมสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ..... 115
7.5	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงที่มีการประมาณค่ารากที่สองของ V_{dc}^2 116
7.6	รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส..... 118
7.7	รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a 119
7.8	รูปสัญญาณความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง 121
7.9	รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟที่กระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง..... 121
7.10	รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงในเฟส a สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง 122
7.11	รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรง 122
7.12	รูปสัญญาณความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ในช่วงแรกเริ่มสะสมพลังงาน 124
7.13	รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟที่กระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงในช่วง แรกเริ่มสะสมพลังงาน 124
7.14	รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงในเฟส a สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงในช่วงแรกเริ่ม สะสมพลังงาน 125
7.15	รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรงในช่วงแรกเริ่มสะสมพลังงาน 125
7.16	รูปสัญญาณความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ในช่วงคายพลังงาน 126
7.17	รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟที่กระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงในช่วง คายพลังงาน..... 126
7.18	รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงในเฟส a สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงในช่วง คายพลังงาน..... 127
7.19	รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรงในช่วงคายพลังงาน..... 127
7.20	ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง 128
7.21	รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง..... 129
7.22	รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรงเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง..... 130
8.1	ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ที่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป..... 133

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
8.2 องค์ประกอบของเฟสลือกูป.....	134
8.3 รูปสัญญาณมมเฟสในกรณีไม่มีการควบคุมมมเฟสด้วยเฟสลือกูป และมมเฟสที่ ความถี่มูลฐาน	137
8.4 รูปสัญญาณความถี่ในกรณีไม่มีการควบคุมมมเฟสด้วยเฟสลือกูป	138
8.5 รูปสัญญาณมมเฟสในกรณีมีการควบคุมมมเฟสด้วยเฟสลือกูป และมมเฟสที่ ความถี่มูลฐาน	138
8.6 รูปสัญญาณความถี่ในกรณีมีการควบคุมมมเฟสด้วยเฟสลือกูป	139
8.7 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส.....	140
8.8 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a	141
8.9 รูปสัญญาณความถี่ของมมเฟสที่ควบคุมด้วยเฟสลือกูปเมื่อความถี่มีการเปลี่ยนแปลง	143
9.1 แผนภาพการคำนวณค่า A_1 และ B_1	149
9.2 แผนภาพการคำนวณแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานทั้งสามเฟสด้วยวิธี SWFA	151
9.3 ระบบการกำจัดฮาร์โมนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ไม่มีตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC สำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิก	152
9.4 ระบบการกำจัดฮาร์โมนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ที่มีตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC สำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิก	153
9.5 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 4 โดยใช้ระบบที่ไม่มีตัวกรอง.....	156
9.6 สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ในเฟส a กรณีที่ 4	157
9.7 สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่โหลดในเฟส a กรณีที่ 4.....	157
9.8 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟในกรณีที่ 4 โดยใช้ระบบที่ไม่มีตัวกรอง	158
9.9 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยกรณีที่ 4 โดยใช้ระบบที่ ไม่มีตัวกรอง	158
9.10 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 4 โดยใช้ระบบที่มีตัวกรอง	160
9.11 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟในกรณีที่ 4 โดยใช้ระบบที่มีตัวกรอง	161
9.12 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยกรณีที่ 4 โดยใช้ระบบ ที่มีตัวกรอง.....	161

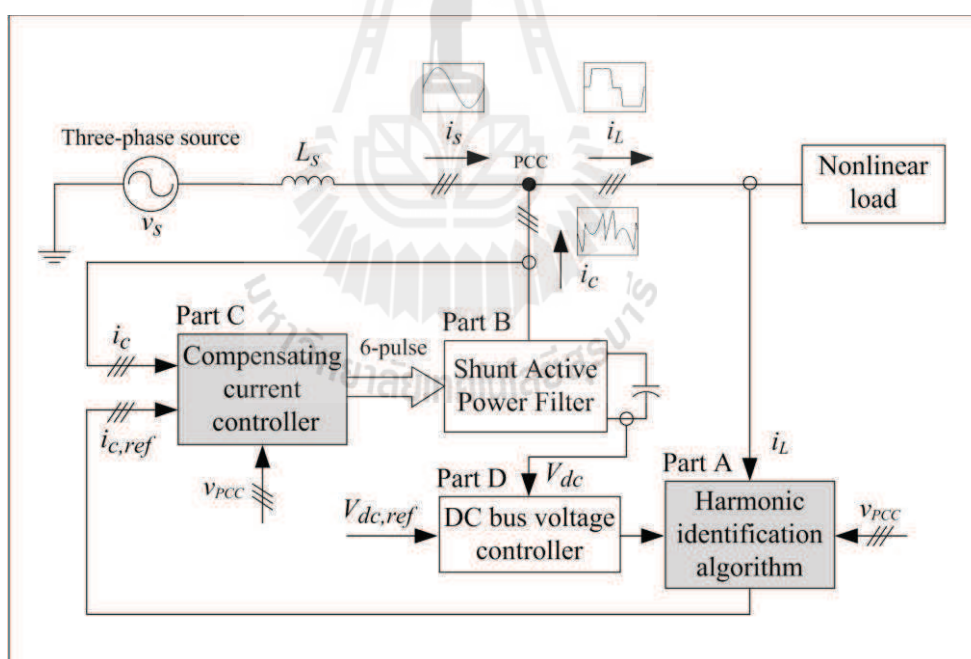
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันโรงงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่มีพฤติกรรมการใช้งานอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีลักษณะการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้น ได้แก่ วงจรคอนเวอร์เตอร์ เครื่องคอมพิวเตอร์ และหม้อแปลงไฟฟ้า เป็นต้น โหลดไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวก่อให้เกิดฮาร์มอนิกขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง ซึ่งฮาร์มอนิกเหล่านี้ส่งผลกระทบหลายประการ ได้แก่ ทำให้มอเตอร์วัดค่าไฟวัดค่าผิดพลาด (Indrajit, and Paul, 1989) (Elham, Clarence, and Adly, 1992) อุปกรณ์ป้องกันทำงานผิดพลาด (Ho, and Liu, 2001) เกิดกำลังงานสูญเสีย (Rice, 1986) และความร้อนต่ออุปกรณ์ใช้งาน (Wagner, 1993) เป็นต้น จากเหตุผลข้างต้น การกำจัดฮาร์มอนิกออกจากระบบไฟฟ้ากำลัง จึงเป็นประเด็นสำคัญสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ วิธีสำหรับการแก้ไขปัญหาดังกล่าวที่นิยมในปัจจุบัน ได้แก่ การใช้วงจรกรองกำลังพาสซีฟ (Liang, and Hlochonwu, 2011) การใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟ (Benchaita, Saadate, and nia, 1999) และการใช้วงจรกรองกำลังไฮบริด (Lin, Yang, and Tsai, 2002) จากงานวิจัยในอดีตวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอุปกรณ์ที่อาศัยการสวิตชิง ผลิตกระแสเพื่อหักล้างกระแสฮาร์มอนิกในระบบที่มีประสิทธิภาพในการกำจัดฮาร์มอนิกสูง มีความสามารถในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังและมีความอ่อนตัวในการปรับแต่งเพื่อให้เหมาะกับระบบใด ๆ ได้ง่าย เมื่อเทียบกับวงจรกรองกำลังพาสซีฟแบบขนาน อีกทั้งวงจรกรองกำลังพาสซีฟแบบขนานมักประสบปัญหาจากสถานะเรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในระบบ ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงมุ่งเน้นศึกษาเกี่ยวกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเป็นสำคัญ และจากการศึกษาในเบื้องต้นพบว่าสมรรถนะการทำงานที่ดีสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟจะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบหลักที่สำคัญ 4 ส่วนดังรูปที่ 1.1 ได้แก่ ส่วน A กระบวนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก ส่วน B โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ส่วน C กระบวนการควบคุมกระแสชดเชย และส่วน D กระบวนการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นพัฒนาส่วน A และส่วน C โดยส่วน A กระบวนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกทำหน้าที่สร้างกระแสอ้างอิงที่บ่งบอกถึงปริมาณฮาร์มอนิกในระบบ และจากการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับวิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก พบว่าแบ่งได้เป็นสองกลุ่มด้วยกัน กลุ่มแรกเป็นการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่สนใจเฉพาะการกำจัดฮาร์มอนิกโดยไม่ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และกลุ่มที่สองเป็นการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่สนใจ

การกำจัดการฮาร์มอนิกพร้อมทั้งปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงมุ่งเน้นพัฒนาวิธีการใหม่ในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกให้มีสมรรถนะที่ดียิ่งขึ้นซึ่งวิธีการดังกล่าวอยู่ในกลุ่มที่สอง และส่วน C กระบวนการควบคุมกระแสชดเชยทำหน้าที่ควบคุมการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟให้กระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบมีค่าเป็นไปตามกระแสอ้างอิง งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงมุ่งเน้นพัฒนาการออกแบบตัวควบคุมกระแสชดเชย โดยใช้ประโยชน์จากวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ เข้ามามีส่วนร่วม เพื่อให้ตัวควบคุมดังกล่าวมีสมรรถนะที่ดียิ่งขึ้น การพัฒนาองค์ความรู้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (%THD) ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเป็นดัชนีชี้วัดสมรรถนะ โดยมุ่งเน้นพัฒนาระบบการกำจัดการฮาร์มอนิกเพื่อให้ค่า %THD ดังกล่าวมีค่าต่ำที่สุด และต้องอยู่ภายใต้กรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 การจำลองสถานการณ์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ใช้ชุดบล็อก Simulink บนโปรแกรม MATLAB การจำลองสถานการณ์เพื่อให้มีความใกล้เคียงในทางปฏิบัติจริงงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงมีการควบคุมมุมเฟสที่ใช้ในการแปลงแกนคิวด้วยเฟสล็อกกลูบและพิจารณาการเกิดแรงดันผันผวนในระบบ



รูปที่ 1.1 ระบบการกำจัดการฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.2.2 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และพัฒนาการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น

1.2.3 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวสำหรับควบคุมการบิดกระแสชดเชยให้กับวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานและพัฒนาการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีขึ้นพร้อมทั้งออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอคทีฟ โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

1.2.4 เพื่อศึกษาและออกแบบการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ

1.2.5 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้ และดำเนินการเกี่ยวกับการควบคุมมุมเฟสที่ใช้ในการแปลงแกนดีคิวด้วยเฟสล็อกกลูป และพิจารณาการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบที่เกิดแรงดันผิผื่น เพื่อให้การจำลองสถานการณ์มีความใกล้เคียงในทางปฏิบัติจริง

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 ระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เป็นระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล

1.3.2 วงจรกรองกำลังแอคทีฟที่พิจารณาเป็นวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน

1.3.3 การจำลองสถานการณ์พึ่งพาโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems

1.3.4 โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอคทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

1.3.5 โหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำและระบบที่มีกระแสโหลดแบบอุดมคติ

1.3.6 การวิเคราะห์ และแก้ไขปัญหามุ่งเน้นที่การปรับแก้กระแสฮาร์มอนิกเพียงอย่างเดียว

1.3.7 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ค่า %THD ของกระแสที่แหล่งจ่าย โดยค่า %THD ดังกล่าวภายหลังการชดเชยต้องอยู่ภายใต้กรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 และต้องมีค่าน้อยที่สุด

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาเฉพาะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลเท่านั้น

1.4.2 ผลการจำลองสถานการณ์ต้องอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้องค์ความรู้ด้านการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล ด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.5.2 ได้องค์ความรู้ใหม่ด้านการพัฒนาอัลกอริทึมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น

1.5.3 ได้องค์ความรู้ในการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว

1.5.4 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวและออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

1.5.5 ได้องค์ความรู้ในการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

1.5.6 ได้องค์ความรู้ในการพัฒนาระบบการกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับการจำลองสถานการณ์ให้ใกล้เคียงกับงานปฏิบัติจริง ได้แก่ การควบคุมมมเฟสที่ใช้ในการแปลงแกนดีคิวด้วยเฟสล็อกกลูปและพิจารณาการเกิดแรงดันผิผื่นในระบบ

1.5.7 ได้บทความวิจัย เผยแพร่ระดับชาติ และนานาชาติ

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบด้วย 10 บท ซึ่งในแต่ละบทได้นำเสนอต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ รวมทั้งขอบเขตของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเกี่ยวกับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

บทที่ 3 อธิบายนิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งและขั้นตอนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ อีกทั้งยังนำเสนอวิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการ

ใหม่ ที่เรียกว่า วิธี PQF ซึ่งอธิบายรายละเอียดเกี่ยวกับหลักการและขั้นตอนการระบุเอกลักษณ์สาร്മอนิกด้วยวิธีนี้อย่างละเอียด

บทที่ 4 กล่าวถึงผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบการระบุเอกลักษณ์สาร്മอนิก โดยระบบที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์มี 2 ระบบ คือ ระบบแรกเป็นระบบที่มีกระแสโหลดแบบอุดมคติ และระบบที่มีโหลดไม่เป็นเชิงเส้นเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

บทที่ 5 นำเสนอการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ อีกทั้งอธิบายหลักการพื้นฐานและการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวสำหรับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยอธิบายรายละเอียดขั้นตอน และการออกแบบพารามิเตอร์สำหรับการควบคุมดังกล่าวอย่างละเอียด

บทที่ 6 นำเสนอการออกแบบระบบการกำจัดสาร്മอนิกด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว โดยแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ กรณีแรกออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และกรณีที่สองออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว โดยทั้ง 2 กรณี มีการเพิ่มเงื่อนไขเพื่อลดเวลาการคำนวณ การกำหนดขอบเขต และการทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

บทที่ 7 นำเสนอการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอที่มีการเชื่อมโยงกับวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบกับวิธีฟูริเยร์

บทที่ 8 นำเสนอการควบคุมมมูเฟสที่ใช้ในการแปลงแกนดีคิวด้วยเฟสล็อกกลูป โดยมีการอธิบายหลักการ และองค์ประกอบของเฟสล็อกกลูปอย่างละเอียด

บทที่ 9 นำเสนอการกำจัดกระแสสาร്മอนิกในระบบแรงดันผิผื่น โดยชี้ให้เห็นถึงประเด็นปัญหาที่เกิดขึ้นกับทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง พร้อมทั้งเสนอแนวทางการแก้ไขปัญหา

บทที่ 10 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวกมีอยู่ด้วยกัน 4 ส่วน คือ ภาคผนวก ก. แสดงรายละเอียดการแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกนดีคิวสำหรับตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ภาคผนวก ข. แสดงรายละเอียดโปรแกรมการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และโปรแกรมคำนวณค่า $\%THD_{i,av}$ ภาคผนวก ค. แสดงรายละเอียดโปรแกรมการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ภาคผนวก ง. แสดงรายการบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการทำวิทยานิพนธ์

บทที่ 2

ปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

จากการศึกษาข้อมูลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับองค์ประกอบของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน พบว่า มีการวิจัยและพัฒนาจากอดีตจนถึงปัจจุบันอย่างต่อเนื่อง การนำเสนอปรัทัศน์วรรณกรรมสำรวงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในอดีตจึงเป็นจุดเริ่มต้นที่สำคัญเพื่อเป็นรากฐานการวิจัย การสำรวงานวิจัยในอดีตดังกล่าวสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ส่วนหลัก คือ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน การระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกสำรวใช้งานร่วมกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ การควบคุมกระแสชดเชยสำรวใช้งานร่วมกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ และการควบคุมแรงดันบัสดไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ซึ่งจะนำมาเป็นเหตุผลประกอบสำรวการศึกษาวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานเพื่อกำจัดกระแสฮาร์โมนิกในระบบไฟฟ้ากำลัง การสำรวในข้างต้นผู้วิจัยได้นำเสนอ ปีที่ตีพิมพ์งานวิจัยตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน คณะผู้วิจัย รวมถึงอธิบายสาระสำคัญที่ได้ในแต่ละงานวิจัยไว้พอสังเขป

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน ที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสและชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน แสดงไว้ในตารางที่ 2.1 ดังนี้

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1988	Hayashi, Y., Sato, N., and Takahashi, K.	นำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์โมนิกด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่ใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส
1995	Xu, J. H., Lott, C., Saadate, S., and Davat, B.	นำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์โมนิกด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่ใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1999	Benchaita, L., Saadate, S., and Nia, A. S.	นำเสนอผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดลองเปรียบเทียบระหว่างวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสและชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ปรากฏว่า วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่า
2006	Zouidi, A., Fnaiech, F., and Al-Haddad, K.	นำเสนอโครงสร้างของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานทั้งกรณีเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสและแหล่งจ่ายแรงดัน สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสามสายและสามเฟสสี่สาย และได้นำเสนอผลการเปรียบเทียบโดยมีปัจจัยที่สำคัญ คือ ความไวต่อการตอบสนอง ความซับซ้อนต่อการควบคุม ความอ่อนตัวของวงจร กำลังงานสูญเสีย และราคา ปรากฏว่า วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสทุกคุณสมบัติที่กล่าวมา
2007	Routimo, M., Salo, M., and Tuusa, H.	นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสและชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน โดยทดสอบกับโหลด 2 กรณี คือ กรณีโหลดไม่เป็นเชิงเส้นเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำและกรณีโหลดไม่เป็นเชิงเส้นเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเก็บประจุ ผลปรากฏว่า วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสมีข้อดี คือ ง่ายต่อการควบคุมกระแสแบบวงรอบเปิด มีข้อเสีย คือ เกิดการสูญเสีย ของวงจรเชื่อมโยงทางคิซีสูง เกิดข้อจำกัดเมื่อแรงดันเกินในส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันมีข้อดี คือ มีสมรรถนะที่ดี ณ จุดการทำงานที่กำหนด

2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน จากอดีตจนถึงปัจจุบันมีด้วยกันหลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดี และข้อเสียแตกต่างกัน ผลการศึกษาเปรียบเทียบการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก แสดงดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ
วงจรรอกกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1984	Akagi, H., Kanazawa, Y., and Nabae, A.	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกบนระบบสามเฟสสมดุล ด้วยวิธีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (instantaneous reactive power theory) ซึ่งเรียกว่าวิธี PQ สำหรับการคำนวณกระแสอ้างอิงเพื่อชดเชยฮาร์มอนิก และกำลังรีแอกทีฟให้กับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ
2001	EI-Habrouk M., and Darwish, M. K.	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน (Sliding Window Fourier Analysis) ซึ่งเรียกว่าวิธี SWFA วิธีนี้เป็นวิธีที่ปรับการคำนวณให้เร็วกว่าวิธี FFT ปกติ โดยทำการคำนวณเพียงองค์ประกอบมูลฐานของกระแส จากนั้นนำไปห้กลับกับค่ากระแสโหลดทั้งหมด เพื่อให้ได้ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับชดเชยฮาร์มอนิก
2004	Chen, D., and Xie, S.	นำเสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ กับวิธี SRF (Synchronous Reference Frame) โดยทำการเปรียบเทียบทั้งหมด 4 ประเด็น ประเด็นที่ 1 คือ ผลของความผิดเพี้ยนแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ประเด็นที่ 2 คือ ผลจากกรณีทดสอบกับโหลดไม่สมดุล ประเด็นที่ 3 คือ ความซับซ้อนของกระบวนการคำนวณ และประเด็นที่ 4 คือ ผลการชดเชยกำลังรีแอกทีฟ ปรากฏว่า วิธี SRF ดีกว่าในประเด็นที่ 1 และ 2 วิธี PQ ดีกว่าในประเด็นที่ 4 ส่วนประเด็นที่ 3 มีความใกล้เคียงกันทั้ง 2 วิธี

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ
วงจรกรองกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2007	Sujitjorn, S., Areerak, K-L., and Kulworawanichpong, T.	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคิว (DQ axis with Fourier) ซึ่งเรียกว่าวิธี DQF สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสี่สายแบบไม่สมดุล มีการจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกกับอีก 2 วิธี คือ วิธี SRF และ วิธี SWFA ปรากฏว่า วิธี DQF มีสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกดีกว่าอีกสองวิธี และสามารถรักษาสภาพสมดุลภายหลังการชดเชยได้อย่างสมบูรณ์
2009	Abdelkhalek, O., and Benachaiba, C.	นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี SD (Synchronous Detection) โดยทำการทดสอบ 2 กรณี คือ กรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเป็นไซน์บริสุทธิ์ และกรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายไม่เป็นไซน์บริสุทธิ์ ปรากฏว่า กรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเป็นไซน์บริสุทธิ์ ทั้งสองวิธีให้ผลการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่ดีทั้งคู่ แต่กรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายไม่เป็นไซน์บริสุทธิ์ วิธี PQ ให้ผลการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกดีกว่าวิธี SD

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

วิธีการควบคุมกระแส จากอดีตจนถึงปัจจุบันมีด้วยกันหลายวิธี การศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมในส่วนนี้ได้แนะนำผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบตัวควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ แสดงดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1993	Kazmierkowski, M. P., and Dzieniakowski, M. A.	นำเสนอผลการสำรวจวิธีการควบคุมกระแส ทั้งหมด 7 วิธี ได้แก่ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม วิธีพีไอ วิธีทำนาย (predictive) วิธีเดลตา วิธีฮิสเตอร์ซิส วิธีเครือข่ายประสาทเทียม (neural network) และวิธีฟัซซีลอจิก (fuzzy logic)
1998	Kazmierkowski, M. P., and Malesani, L.	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 พบว่า การควบคุมกระแสแบบเชิงเส้นมีความเหมาะสมกับการนำไปใช้สำหรับการควบคุมแบบดิจิทัล
2002	Mendalek, N., Al-Haddad, K., Fnaiech, F., and Dessaint, L. A.	นำเสนอวงจรรอกำลังแอกทีฟที่มีการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว สำหรับกำจัดฮาร์มอนิกบนระบบไฟฟ้าสามเฟส โดยทดสอบ 2 กรณี คือ กรณีระบบที่มีโหลดสมดุล และกรณีระบบที่มีโหลดแบบไม่สมดุล ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ปรากฏว่า วงจรรอกำลังแอกทีฟสามารถกำจัดฮาร์มอนิกได้อย่างมีประสิทธิภาพทั้ง 2 กรณี
2007	Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C., Cortes, P., Amman, U., and Rees, S.	นำเสนอการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการควบคุมกระแส ระหว่างวิธีทำนาย วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม และวิธีฮิสเตอร์ซิส โดยการทดสอบควบคุมกระแสรูปไซน์ ปรากฏว่า วิธีทำนายมีประสิทธิภาพดีกว่าอีกสองวิธี เมื่อพิจารณาที่บริเวณเชื่อมต่อของรูปสัญญาณไซน์ในแต่ละคาบ

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2011	Odavic, M., Biagini, V., Zanchetta, P., Sumner, M., and Degano, M.	นำเสนอการควบคุมกระแสชดเชยให้กับวงจรรอกำลังแอกทีฟบนระบบสามเฟส โดยเปรียบเทียบการควบคุมกระแส 2 วิธี คือ การควบคุมกระแสแบบทำนายและการควบคุมกระแสแบบเดบิต (deadbeat) ผลการทดลองปรากฏว่า การควบคุมกระแสแบบทำนายให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าและนำเสนอการคำนวณกระแสอ้างอิงในอนาคตด้วยสมการของลากรานจ์

2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกำลังแอกทีฟ

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน แสดงดังตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ
วงจรรอกำลังแอกทีฟ

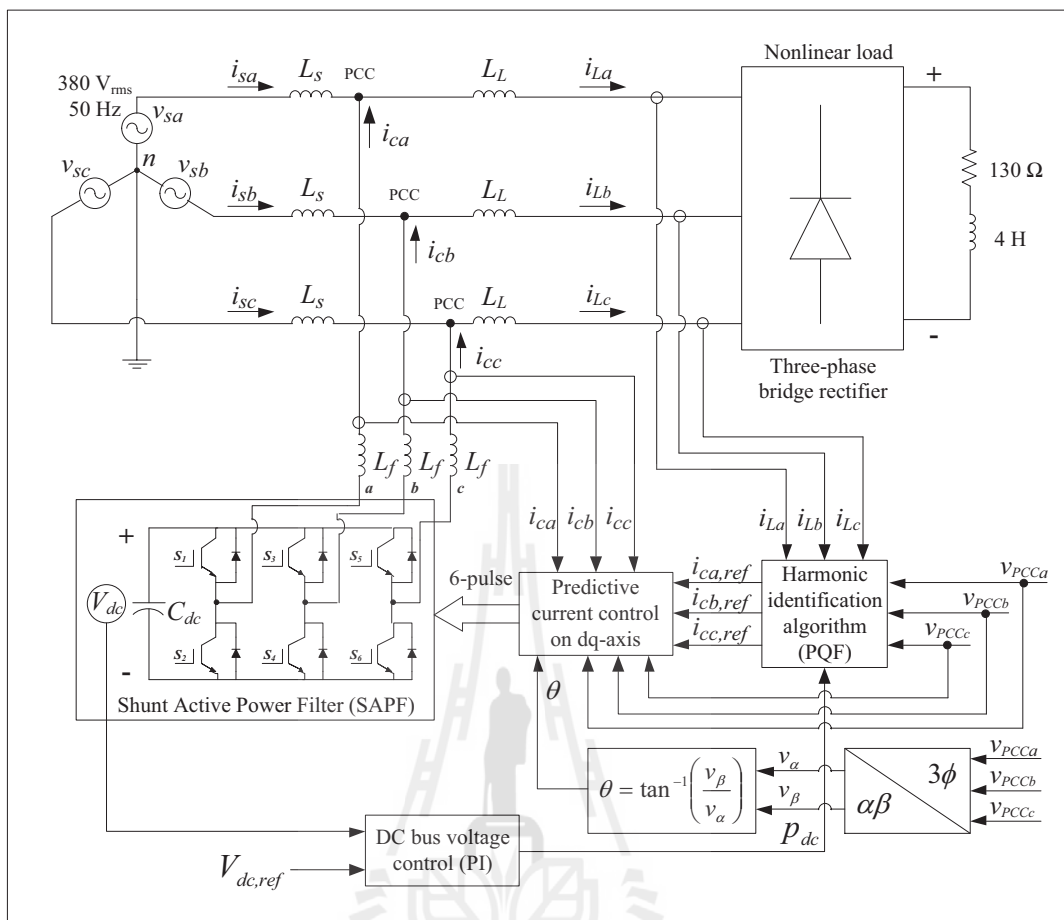
ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1998	Bruyant, N., Machmoum, M., and Chevrel, P.	นำเสนอแนวทางการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง 2 วิธี ได้แก่ การควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ และการควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ RST
2000	Mendalek, N., and Al-Haddad, K.	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอที่มีการใช้งานเชื่อมโยงกับระบบควบคุมกระแสบนแกน d-q
2001	Cho, J-H., and Song, E-H.	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ และการนำตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้ออกแบบแล้ว เชื่อมต่อการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ

ตารางที่ 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ
วงจรกรองกำลังแอททีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2009	ทศพร ฌรณกุลฤทธิ์	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอททีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ และการนำตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้ออกแบบแล้ว เชื่อมต่อการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ โดยจำลองสถานการณ์ทั้งระบบที่มีและไม่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

2.6 สรุป

จากข้อมูลปริทัศน์วรรณกรรมสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องดังตารางที่ 1-4 ทำให้ผู้วิจัยตัดสินใจเลือกใช้วงจรกรองกำลังแอททีฟแบบขนานเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เนื่องจากวงจรชนิดดังกล่าวมีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี มีความรวดเร็วในการตอบสนองต่อการทำงาน และมีกำลังงานสูญเสียต่ำ วิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้วิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบกับวิธีฟูริเยร์ (instantaneous power theory with Fourier) ซึ่งจะเรียกว่าวิธี PQF เป็นวิธีการใหม่ในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่ผู้วิจัยได้พัฒนาขึ้น โดยอาศัยหลักการของวิธี SWFA ผสมกับวิธี PQ เดิม โดยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF มีความแม่นยำในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่ดีกว่าวิธี PQ และยังสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้เช่นกัน โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอททีฟในงานวิจัยวิทยานิพนธ์มีลักษณะเป็นอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันที่มีการควบคุมการบิดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่ได้พัฒนาขึ้น โดยออกแบบตัวควบคุมให้มีความเหมาะสมกับระบบยิ่งขึ้นด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search) ซึ่งเรียกว่าวิธี ATS และมีการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ เนื่องจากโครงสร้างการควบคุมที่ไม่ซับซ้อน ให้ผลการควบคุมที่ดี กระบวนการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ แสดงไว้ดังรูปที่ 2.1 ซึ่งเป็นภาพรวมโดยสรุปของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยยืนยันผลจากการจำลองสถานการณ์ผ่านชุดบล็อก Simulink บนโปรแกรม MATLAB มีดัชนีชี้วัด คือ ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (%THD) ของกระแสที่แหล่งจ่าย ต้องอยู่ภายใต้กรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992



รูปที่ 2.1 ระบบที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 3

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบกับวิธีฟูริเยร์

3.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการกำจัดฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังในระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล ด้วยวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน (Shunt Active Power filter : SAPF) ที่มีการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงจากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบกับวิธีฟูริเยร์ (PQF) ซึ่งเป็นวิธีการใหม่ในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่ผู้วิจัยได้พัฒนาขึ้น วิธี PQF เป็นการผสมผสานระหว่างวิธี PQ (Akagi, Kanazawa, and Nabae, 1984) ร่วมกับการใช้วิธี SWFA (EI-Habrouk, and Darwish, 2001) โดยวิธี PQF ได้รวมเอาข้อดีของวิธี PQ และวิธี SWFA เข้าด้วยกัน ทำให้วิธี PQF มีความแม่นยำในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่ดีกว่าวิธี PQ รวมถึงมีการคำนวณค่ากำลังรีแอคทีฟเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงนำเสนอเนื้อหาของส่วนประกอบต่าง ๆ ของวิธี PQ อีกทั้งขั้นตอนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และ PQF อย่างละเอียด รวมถึงชี้ให้เห็นจุดเด่นของวิธี PQ และวิธี SWFA ที่ผู้วิจัยนำมาใช้ร่วมกันในวิธี PQF

3.2 นิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ในวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ สำหรับการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงให้กับวงจรกรองกำลังแอคทีฟ มีนิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ที่จำเป็นต้องทำความเข้าใจ ประกอบด้วย การแปลงแกน และอินเวอร์สการแปลงแกนของคาร์ก (Clarke's Transformation) การคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอคทีฟขณะหนึ่ง (p) และการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟขณะหนึ่ง (q) ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดดังต่อไปนี้

การแปลงปริมาณแรงดันไฟฟ้าสามเฟส (abc) เป็นปริมาณแรงดันไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta 0$ โดยใช้การแปลงแกนของคาร์ก แสดงดังสมการที่ (3-1) การแปลงปริมาณแรงดันไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta 0$ เป็นปริมาณแรงดันไฟฟ้าสามเฟส โดยใช้อินเวอร์สการแปลงแกนของคาร์ก แสดงดังสมการที่ (3-2) โดยทั้งสองสมการดังกล่าวข้างต้นมีการปรับคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ $\sqrt{\frac{2}{3}}$ เพื่อให้การคำนวณกำลังไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta 0$ ($p_{\alpha\beta 0}$, $q_{\alpha\beta 0}$) เท่ากับการคำนวณกำลังไฟฟ้าสามเฟส (p_{abc} , q_{abc})

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

$$\mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

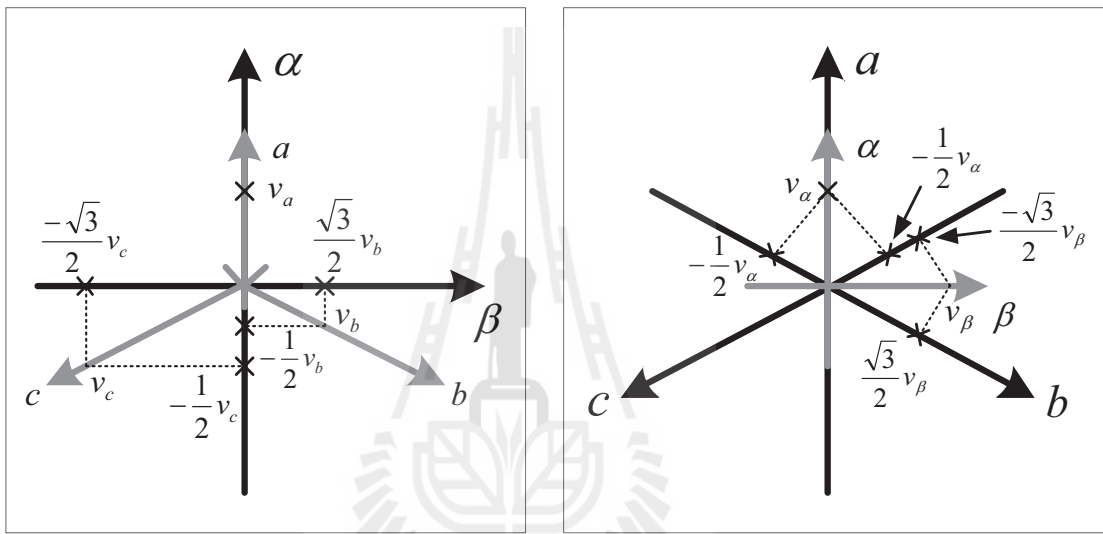
ในทำนองเดียวกัน การแปลงปริมาณกระแสไฟฟ้าสามเฟสเป็นปริมาณกระแสไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta 0$ โดยใช้การแปลงแกนของคาร์กแสดงดังสมการที่ (3-3) การแปลงปริมาณกระแสไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta 0$ เป็นปริมาณกระแสไฟฟ้าสามเฟส โดยใช้อินเวอร์สการแปลงแกนของคาร์กแสดงดังสมการที่ (3-4)

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

$$\mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

เมื่อพิจารณาในระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลจะไม่พิจารณาส่วนประกอบลำดับศูนย์ จึงไม่ปรากฏค่าแรงดันไฟฟ้าลำดับศูนย์ (v_0) และค่ากระแสไฟฟ้าลำดับศูนย์ (i_0) ดังนั้นแผนภาพการแปลงแกน และอินเวอร์สการแปลงแกนของคาร์กสามารถพิจารณาได้ดังรูปที่ 3.1 จากรูป

ดังกล่าว ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาปริมาณแรงดันไฟฟ้าสามเฟส (v_a, v_b, v_c) ที่มี ส่วนประกอบลำดับบวก (positive sequence) ทำมุมห่างกัน เท่ากับ $\frac{2\pi}{3}$ เรเดียน สำหรับแกน $\alpha\beta$ จะต้องทำมุมตั้งฉากโดยกำหนดให้แกน α วางตัวในแนวเดียวกันกับเฟส a การแปลงปริมาณแรงดันไฟฟ้าสามเฟสเป็นปริมาณแรงดันไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$ ด้วยการแปลงแกนของคาร์กแสดงดังสมการที่ (3-5) การแปลงปริมาณแรงดันไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$ เป็นปริมาณแรงดันไฟฟ้าสามเฟส ด้วยอินเวอร์สการแปลงแกนของคาร์กแสดงดังสมการที่ (3-6)



(ก) การแปลงแกน abc เป็นแกน $\alpha\beta$

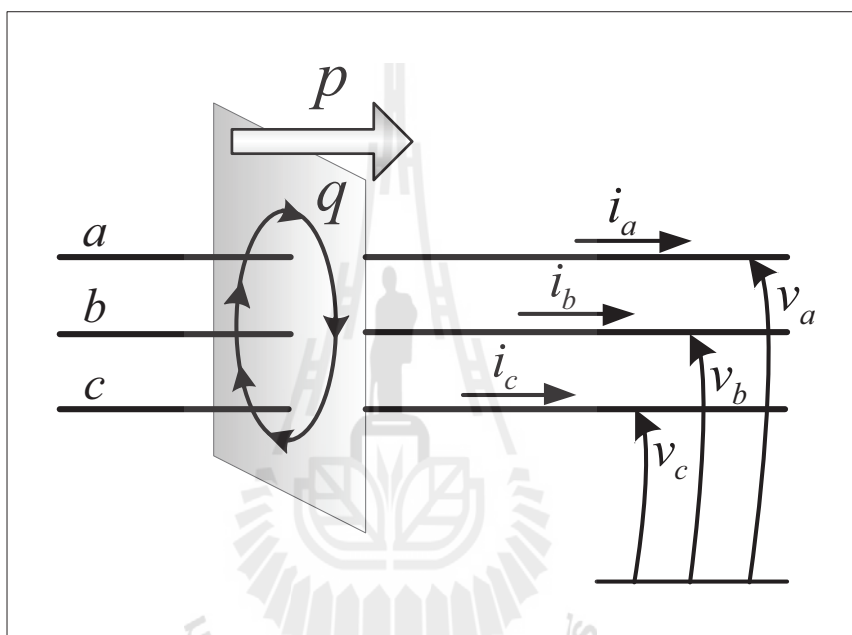
(ข) การแปลงแกน $\alpha\beta$ เป็นแกน abc

รูปที่ 3.1 แผนภาพการแปลงแกน และอินเวอร์สการแปลงแกนของคาร์ก

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

$$\mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

สำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล ความหมายทางฟิสิกส์ของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่ง หมายถึง การไหลของพลังงานรวมขณะหนึ่งต่อหน่วยเวลาที่ถูกถ่ายโอนไปยังโหลดแสดงดังรูปที่ 3.2 และกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่ง หมายถึง การแลกเปลี่ยนพลังงานระหว่างเฟสต่าง ๆ โดยไม่มีการถ่ายโอนพลังงานไปยังโหลด แสดงดังรูปที่ 3.2 ดังนั้นกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ จึงเป็นส่วนที่ถูกนำไปใช้ประโยชน์ และกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟเป็นส่วนที่ไม่ได้ถูกนำไปใช้ประโยชน์เปรียบเสมือน กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในระบบ



รูปที่ 3.2 ความหมายทางฟิสิกส์ของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่งและกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่ง

นิยามของค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่ง พิจารณาได้ดังสมการที่ (3-7) จากสมการดังกล่าว เมื่อนำมาพิจารณาการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่งสามเฟส (p_{abc}) แสดงดังสมการที่ (3-8) และการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน $\alpha\beta 0$ ($p_{\alpha\beta 0}$) แสดงดังสมการที่ (3-9) จากสมการดังกล่าว เมื่อพิจารณาในระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลจะไม่พิจารณาส่วนประกอบลำดับศูนย์ จึงไม่ปรากฏค่าแรงดันไฟฟ้าลำดับศูนย์ และค่ากระแสไฟฟ้าลำดับศูนย์ ทำให้สามารถพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน $\alpha\beta 0$ ได้ดังสมการที่ (3-10)

$$p = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} \quad (3-7)$$

$$p_{abc} = \mathbf{v}_{abc} \cdot \mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (3-8)$$

$$p_{\alpha\beta 0} = \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (3-9)$$

$$p = p_{\alpha\beta 0} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (3-10)$$

นิยามของเวกเตอร์กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่ง ($\mathbf{q}$) สามารถพิจารณาได้ดังสมการที่ (3-11) จากสมการดังกล่าว เมื่อนำมาพิจารณาการคำนวณเวกเตอร์กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน $\alpha\beta 0$ ($\mathbf{q}_{\alpha\beta 0}$) แสดงได้ดังสมการที่ (3-12) จากสมการดังกล่าว เมื่อพิจารณาในระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลจะไม่พิจารณาส่วนประกอบลำดับศูนย์ ทำให้สามารถพิจารณาเวกเตอร์กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน $\alpha\beta 0$ ได้ดังสมการที่ (3-13) จากสมการดังกล่าว เมื่อพิจารณาเฉพาะขนาดของเวกเตอร์กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน $\alpha\beta 0$ จะได้ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน $\alpha\beta 0$ ($q_{\alpha\beta 0}$) ดังสมการที่ (3-14)

$$\mathbf{q} = \mathbf{v} \times \mathbf{i} \quad (3-11)$$

$$\mathbf{q}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} q_\alpha \\ q_\beta \\ q_0 \end{bmatrix} = \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \times \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\beta i_0 - v_0 i_\beta \\ v_0 i_\alpha - v_\alpha i_0 \\ v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

$$\mathbf{q}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} q_\alpha \\ q_\beta \\ q_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

$$q = q_{\alpha\beta 0} = \|\mathbf{q}_{\alpha\beta 0}\| = \sqrt{q_\alpha^2 + q_\beta^2 + q_0^2} = q_0 = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (3-14)$$

3.3 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง หรือวิธี PQ สำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล ใช้อินพุตในการคำนวณ คือ แรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ($v_{PCCa}, v_{PCCb}, v_{PCCc}$) และกระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) โดยที่เอาต์พุตของการคำนวณ คือ กระแสไฟฟ้าอ้างอิง ($i_{ca,ref}, i_{cb,ref}, i_{cc,ref}$) ให้กับวงจรกรองกำลังแยกทีฟแบบขนาน ซึ่งการคำนวณแบ่งออกเป็น 5 ขั้นตอน ดังนี้

ขั้นที่ 1 แปลงค่าแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่โหลด จากปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสเป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$ โดยใช้การแปลงแกนของคาร์กดังสมการที่ (3-15) และ (3-16) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} v_{PCC\alpha} \\ v_{PCC\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{PCCa} \\ v_{PCCb} \\ v_{PCCc} \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

ขั้นที่ 2 คำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแยกทีฟขณะหนึ่ง (p_L) และกำลังไฟฟ้รีแยกทีฟขณะหนึ่ง (q_L) ทางด้านโหลด โดยอาศัยค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$ ดังสมการที่ (3-17) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{PCC\alpha} & v_{PCC\beta} \\ -v_{PCC\beta} & v_{PCC\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

ขั้นที่ 3 เป็นขั้นตอนการแยกกำลังไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งเป็นปริมาณฮาร์มอนิก จากความสัมพันธ์ $p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L$ โดยที่ $\bar{p}_L$ คือ กำลังไฟฟ้าแยกทีฟกระแสตรงที่มีปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน $\tilde{p}_L$ คือ กำลังไฟฟ้าแยกทีฟกระแสสลับที่มีปริมาณกระแสฮาร์มอนิก และจากความสัมพันธ์ $q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L$ โดยที่ $\bar{q}_L$ คือ กำลังไฟฟ้รีแยกทีฟกระแสตรงที่มีปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน $\tilde{q}_L$ คือ กำลังไฟฟ้รีแยกทีฟกระแสสลับที่มีปริมาณกระแสฮาร์มอนิก ซึ่งการแยกปริมาณกระแสสลับดังกล่าวสามารถทำได้โดยใช้วงจรกรองผ่านสูง (High Pass Filter : HPF) โดยค่า p_L^* และ q_L^* ที่ใช้สำหรับการคำนวณกระแสอ้างอิงแบ่งได้เป็น 2 กรณีดังตารางที่ 3.1 กรณี 1

จะกำจัดเฉพาะปริมาณฮาร์มอนิก และกรณี 2 กำจัดฮาร์มอนิกและชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ เพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง

ตารางที่ 3.1 ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟที่ใช้คำนวณกระแสอ้างอิงในแต่ละกรณี

กรณี	p_L^*	q_L^*
1	$\tilde{p}_L$	$\tilde{q}_L$
2	$\tilde{p}_L$	q_L

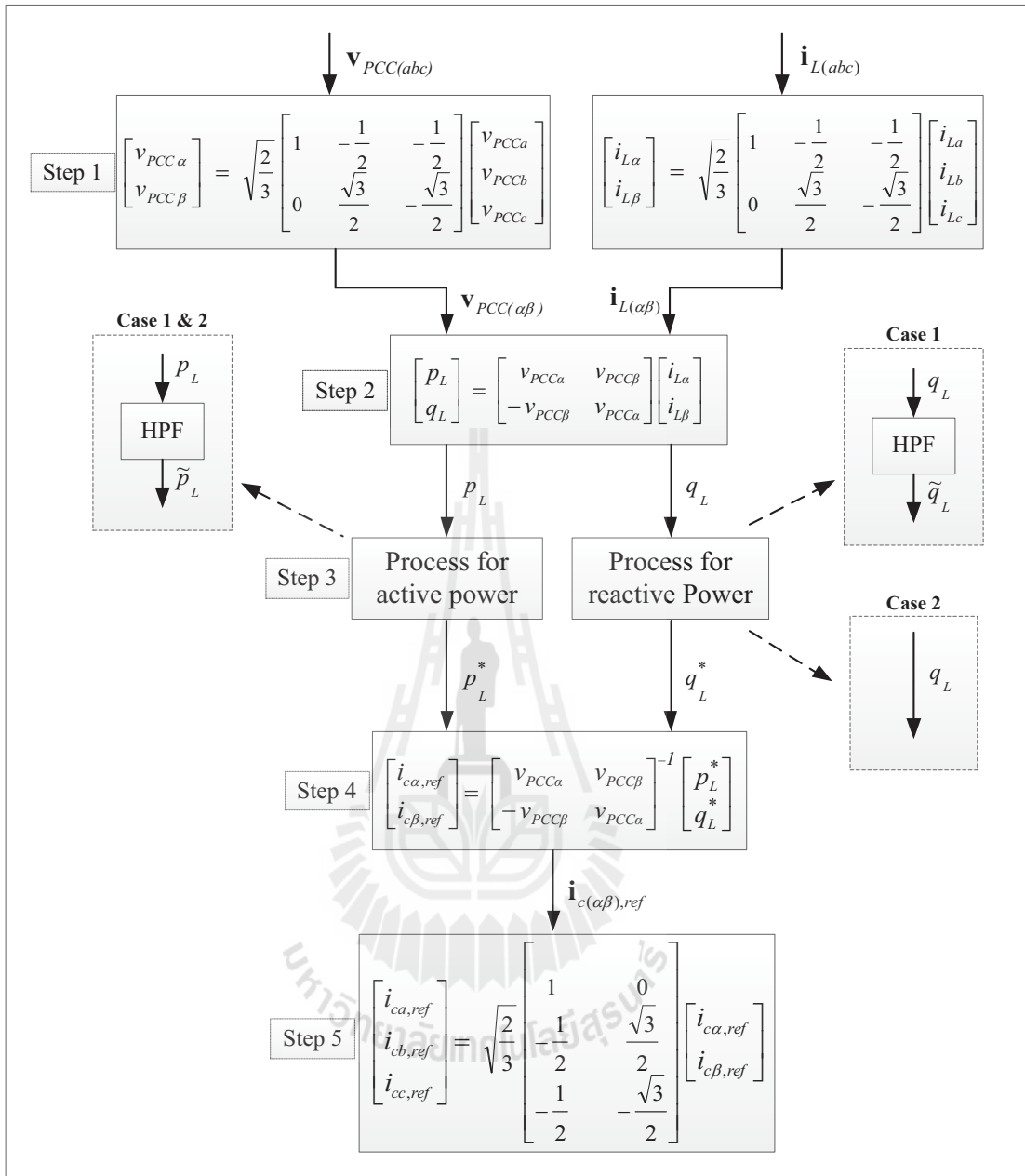
ขั้นที่ 4 ใช้ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟที่ได้จากขั้นที่ 3 ตามตารางที่ 3.1 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกน $\alpha\beta$ ($i_{ca,ref}$, $i_{cb,ref}$) ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (3-18) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{ca,ref} \\ i_{cb,ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{PCC\alpha} & v_{PCC\beta} \\ -v_{PCC\beta} & v_{PCC\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_L^* \\ q_L^* \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

ขั้นที่ 5 แปลงค่ากระแสอ้างอิงบนแกน $\alpha\beta$ เป็นกระแสอ้างอิงสามเฟส ($i_{ca,ref}$, $i_{cb,ref}$, $i_{cc,ref}$) โดยใช้อินเวอร์สการแปลงแกนของคาร์กดังสมการที่ (3-19)

$$\begin{bmatrix} i_{ca,ref} \\ i_{cb,ref} \\ i_{cc,ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca,ref} \\ i_{cb,ref} \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

การคำนวณค่ากระแสอ้างอิงจากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ตามที่ได้นำเสนอ มีขั้นตอนการคำนวณทั้งหมด 5 ขั้นตอนสามารถสรุปเป็นแผนภาพการคำนวณได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แผนภาพการคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQ

3.4 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบกับวิธีฟูริเยร์

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบกับวิธีฟูริเยร์ หรือวิธี PQF สำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลใช้ขั้นตอนในการคำนวณ คือ แรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และ กระแสไฟฟ้าที่โหลดเช่นเดียวกับวิธี PQ โดยที่เอาต์พุตของการคำนวณ คือ กระแสไฟฟ้าอ้างอิงให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ซึ่งการคำนวณแบ่งออกเป็น 5 ขั้นตอน โดยจะมีขั้นตอน

ที่เหมือนกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ในขั้นตอนที่ 1, 2, 4 และ 5 ส่วนขั้นตอนที่ 3 ซึ่งเป็นขั้นตอนการแยกกำลังไฟฟ้ากระแสสลับที่เป็นปริมาณฮาร์มอนิกจะแตกต่างกัน คือ การแยกปริมาณฮาร์มอนิกดังกล่าวในวิธี PQ จะใช้วงจรกรองผ่านสูง ซึ่งแตกต่างกับวิธี PQF ที่ใช้หลักการของวิธี SWFA ซึ่งการแยกปริมาณฮาร์มอนิกโดยใช้หลักการของ SWFA จะมีความถูกต้องแม่นยำกว่าการใช้วงจรกรองผ่านสูง อีกทั้งประสิทธิภาพของวิธี PQ ยังขึ้นอยู่กับการออกแบบวงจรกรองผ่านสูงให้เหมาะสมกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งวิธี PQF ใช้หลักการของวิธี SWFA จึงไม่มีข้อจำกัดในส่วนนี้ โดยเริ่มแรกจะนำสมการอนุกรมฟูรีเยร์ในวิธี SWFA มาใช้วิเคราะห์กำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟดังสมการที่ (3-20) และ (3-21) ตามลำดับ จากสมการดังกล่าวสังเกตได้ว่าสมการ

$$p_L(kT_s) = \frac{A_{op}}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [A_{hp} \cos(h\omega kT_s) + B_{hp} \sin(h\omega kT_s)] \quad (3-20)$$

$$q_L(kT_s) = \frac{A_{oq}}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [A_{hq} \cos(h\omega kT_s) + B_{hq} \sin(h\omega kT_s)] \quad (3-21)$$

อนุกรมฟูรีเยร์มีอยู่ด้วยกัน 2 องค์ประกอบ คือ องค์ประกอบสัญญาณกระแสตรงและองค์ประกอบสัญญาณกระแสสลับ ซึ่งการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟที่มีปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐานเปรียบเสมือนองค์ประกอบสัญญาณกระแสตรงคำนวณได้ดังสมการที่ (3-22) และ (3-23)

$$\bar{p}_L(kT_s) = \frac{A_{op}}{2} \quad (3-22)$$

$$\bar{q}_L(kT_s) = \frac{A_{oq}}{2} \quad (3-23)$$

ตามลำดับ ดังนั้นการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF จึงคำนวณเฉพาะสัมประสิทธิ์ A_{op} และ A_{oq} เท่านั้น ซึ่งคำนวณได้จากการแทนค่า $h = 0$ ในสมการที่ (3-24) และ (3-25) จะได้ดังสมการที่ (3-26) และ (3-27) ตามลำดับ การคำนวณเริ่มแรกจะรับข้อมูลกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟ

$$A_{hp} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} p_L(nT_s) \cos(nh\omega T_s) \quad (3-24)$$

$$A_{hq} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} q_L(nT_s) \cos(nh\omega T_s) \quad (3-25)$$

$$A_{op} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} p_L(nT_s) \quad (3-26)$$

$$A_{oq} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} q_L(nT_s) \quad (3-27)$$

มาหนึ่งคาบ ซึ่งมีจำนวน N ข้อมูล มาคำนวณค่า A_{op} และ A_{oq} ตามสมการที่ (3-26) และ (3-27) หลังจากนั้นในรอบการทำงานถัดไปสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 3.4 โดยจะเพิ่มข้อมูลใหม่ คือ $p_L(N_0 + N)$ และ $q_L(N_0 + N)$ และลบข้อมูลเก่า คือ $p_L(N_0 - 1)$ และ $q_L(N_0 - 1)$ ออกจากค่า $A_{op}^{(old)}$ และ $A_{oq}^{(old)}$ เพื่อคำนวณค่า $A_{op}^{(new)}$ และ $A_{oq}^{(new)}$ ดังสมการที่ (3-28) โดยช่วงเวลาการรับข้อมูลในแต่ละรอบจะเท่ากับ T_s (sampling time) วินาที ซึ่งจะทำให้ได้ค่า $\bar{p}_L$ และ $\bar{q}_L$ ตามสมการที่ (3-22) และ (3-23) ตามลำดับ ในทุกรอบของการคำนวณ หลังจากนั้นนำค่า $\bar{p}_L$ และ $\bar{q}_L$ ลบออกจากค่า p_L และ q_L จะได้ค่า $\tilde{p}_L$ และ $\tilde{q}_L$ ดังสมการที่ (3-29) และ (3-30) ตามลำดับ ซึ่งเป็น

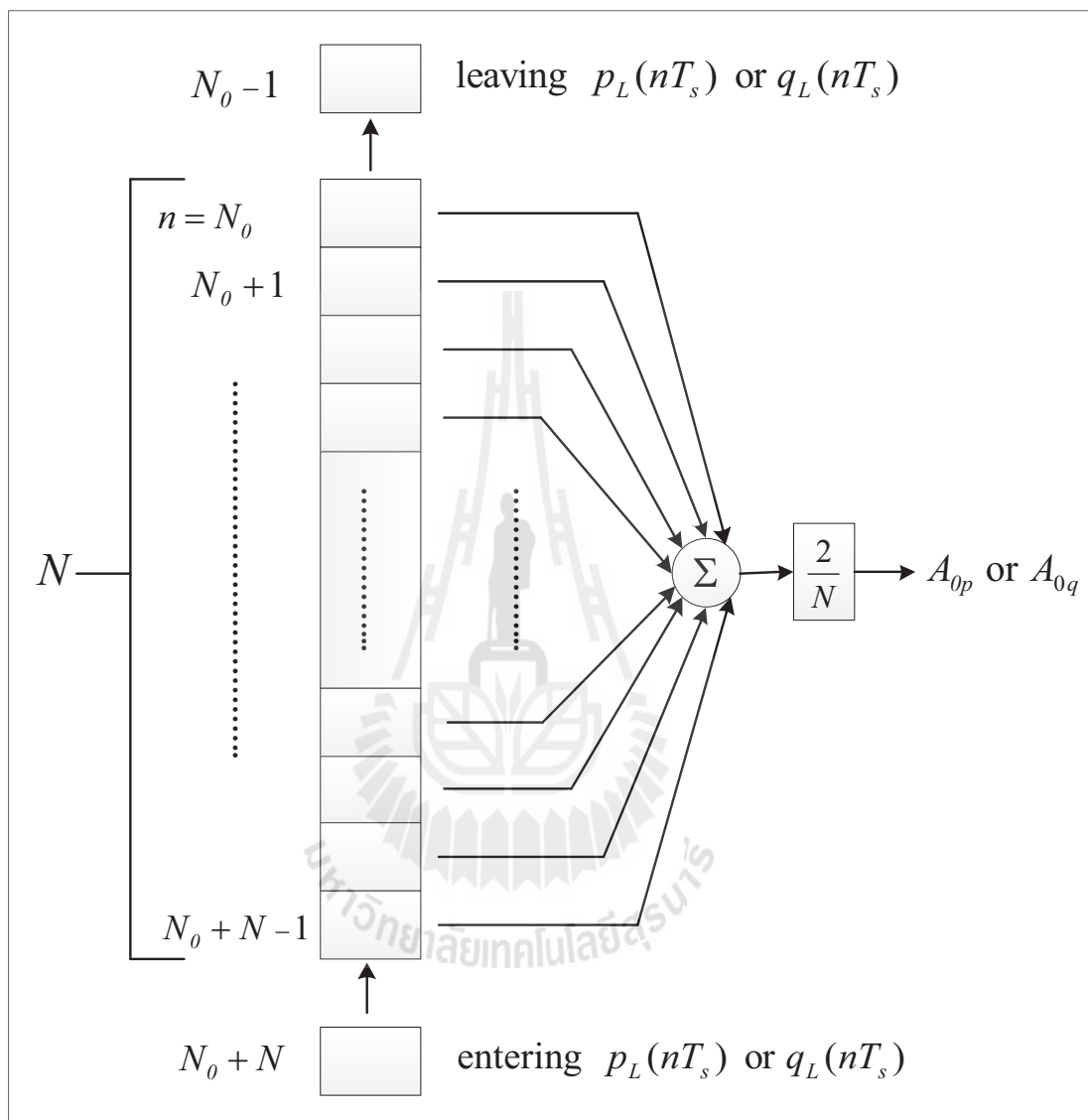
$$\begin{bmatrix} A_{op}^{(new)} \\ A_{oq}^{(new)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{op}^{(old)} \\ A_{oq}^{(old)} \end{bmatrix} - \frac{2}{N} \begin{bmatrix} p_L[(N_0 - 1)T_s] \\ q_L[(N_0 - 1)T_s] \end{bmatrix} + \frac{2}{N} \begin{bmatrix} p_L[(N_0 + N)T_s] \\ q_L[(N_0 + N)T_s] \end{bmatrix} \quad (3-28)$$

$$\tilde{p}_L = p_L - \bar{p}_L \quad (3-29)$$

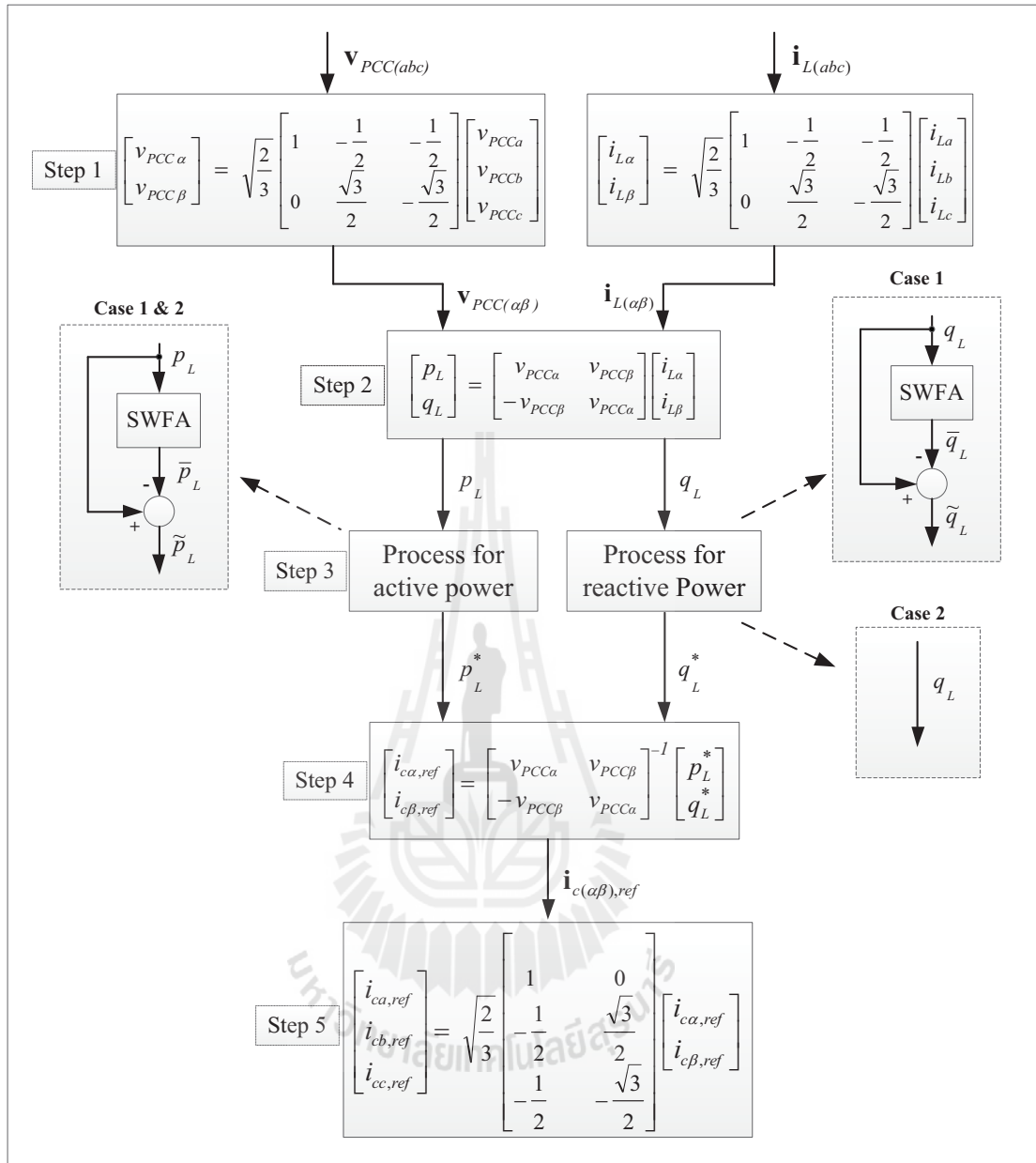
$$\tilde{q}_L = q_L - \bar{q}_L \quad (3-30)$$

กำลังไฟฟ้าแอกทีฟ และรีแอกทีฟในส่วนที่มีปริมาณกระแสฮาร์มอนิก โดยค่า p_L^* และ q_L^* ที่ใช้คำนวณกระแสอ้างอิงจะแบ่งเป็น 2 กรณี ดังตารางที่ 3.1 กรณี 1 จะกำหนดเฉพาะปริมาณฮาร์มอนิก และกรณี 2 กำหนดฮาร์มอนิกและชดเชยกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง การคำนวณค่ากระแสอ้างอิงจากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ตามที่ได้นำเสนอ สามารถพิจารณาเป็นแผนภาพการคำนวณได้ดังรูปที่ 3.5 และจากข้อแตกต่างในขั้นตอนการคำนวณ

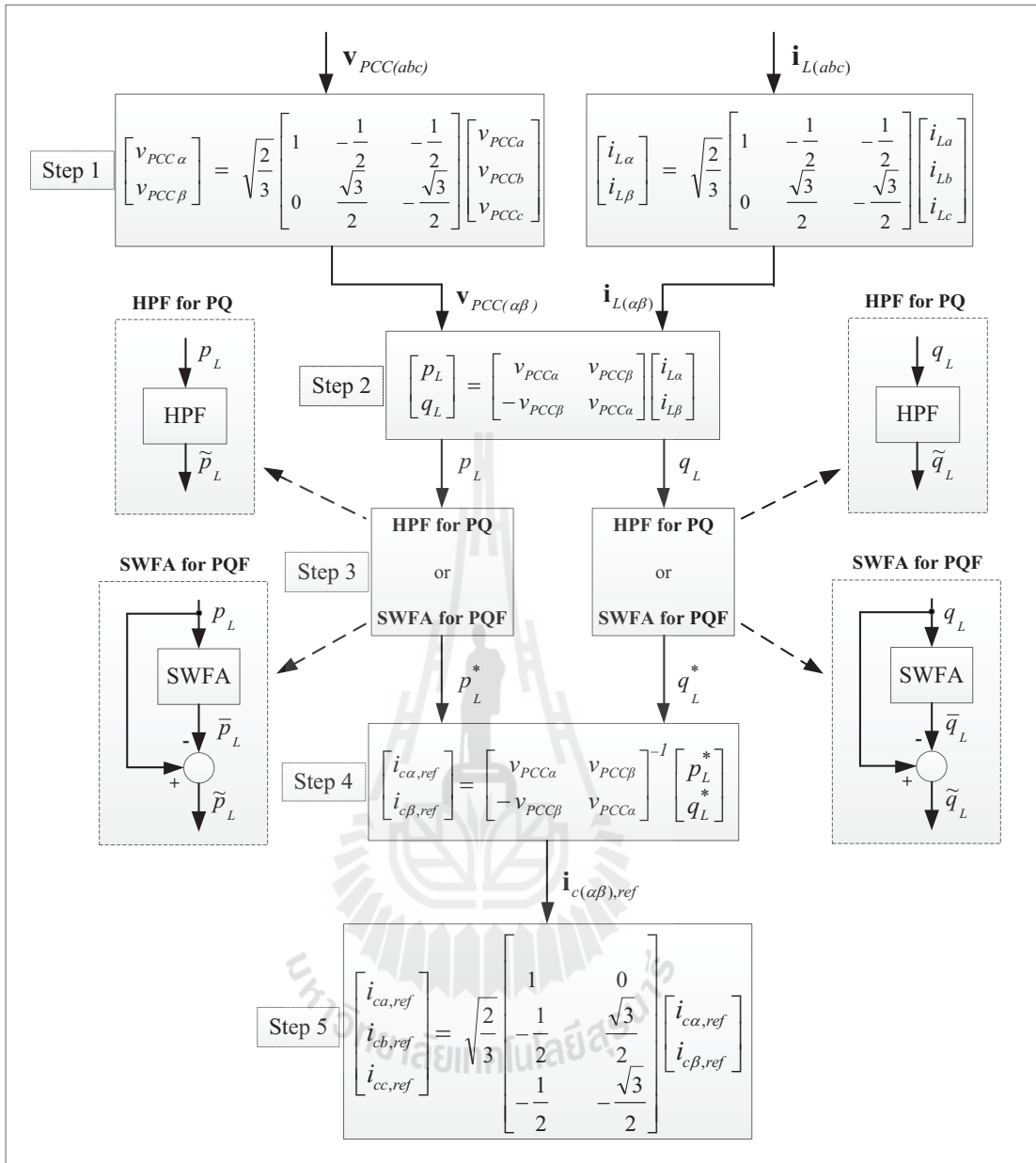
กระแสน้ำอิงระหว่างการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกด้วยวิธี PQ และวิธี PQF สามารถพิจารณาเป็นแผนภาพการคำนวณได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.4 แผนภาพการคำนวณค่า A_{op} และ A_{oq}



รูปที่ 3.5 แผนภาพการคำนวณกระแสอ้างอิงจากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF



รูปที่ 3.6 แผนภาพการคำนวณกระแสอ้างอิงจากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก
ด้วยวิธี PQ และวิธี PQF

3.5 สรุป

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ตามที่ได้นำเสนอในบทนี้ เป็นการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการใหม่ที่ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์ได้พัฒนาขึ้น จากการผสมผสานข้อดีของวิธี PQ และวิธี SWFA เข้าด้วยกัน โดยจุดเด่นของวิธี PQ คือ มีการคำนวณค่ากำลังรีแอกทีฟเพื่อปรับปรุง

ค่าตัวประกอบกำลัง ช่วยลดการสูญเสียพลังงานในระบบ และทำให้การใช้ไฟฟ้ามีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น ส่งผลให้ค่าไฟฟ้าลดลง ส่วนจุดเด่นของวิธี SWFA ที่นำมาใช้กับวิธี PQF คือ การคำนวณเพื่อแยกองค์ประกอบสัญญาณกระแสตรงออกจากสัญญาณกระแสสลับให้ความถูกต้องสูง และมีความอ่อนตัว สามารถปรับใช้กับระบบใด ๆ ได้ง่ายกว่าการใช้วงจรกรองผ่านสูง นอกจากนี้การคำนวณด้วยวิธี SWFA ใช้เวลาการคำนวณสั้น ซึ่งเหมาะกับการใช้งานในเวลาจริง นอกจากนั้นแล้ววิธี PQF ยังสามารถแก้จุดด้อยของวิธี PQ และวิธี SWFA ได้อีกด้วย โดยจุดด้อยของวิธี PQ คือการแยกองค์ประกอบสัญญาณกระแสตรงออกจากองค์ประกอบสัญญาณกระแสสลับ ที่ใช้วงจรกรองผ่านสูงมีความคลาดเคลื่อนมากกว่าวิธี PQF ส่วนจุดด้อยของวิธี SWFA คือ ไม่มีการคำนวณค่ากำลังรีแอกทีฟ ซึ่งส่งผลให้ไม่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังเปรียบเทียบระหว่างการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี PQF จะนำเสนอในบทที่ 4

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในบทที่ 3 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบกับวิธีฟูริเยร์สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน โปรแกรมการคำนวณบน SIMULINK ได้ขึ้นจดลิขสิทธิ์ดังนี้

กองพล อารีรักษ์ และสุชนันต์ ตีয়ারชกุล (2554). บล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีพีคิวเอฟ

สำหรับโปรแกรม SIMULINK. 2 พฤศจิกายน, เลขที่คำขอ 266184

บทที่ 4

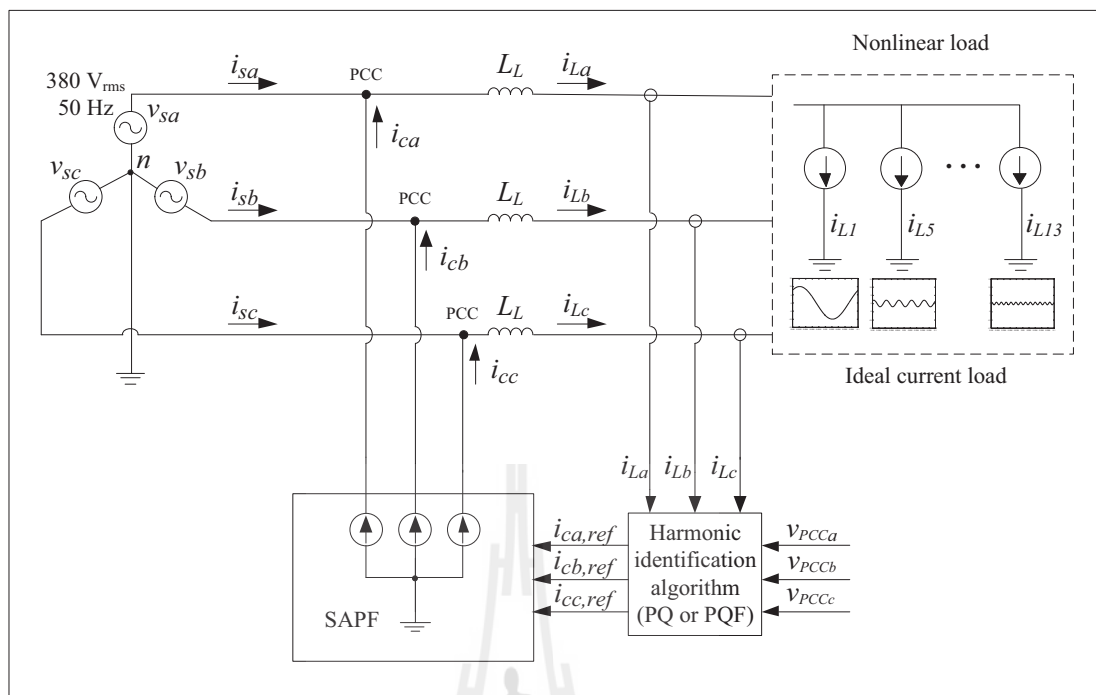
ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก

4.1 บทนำ

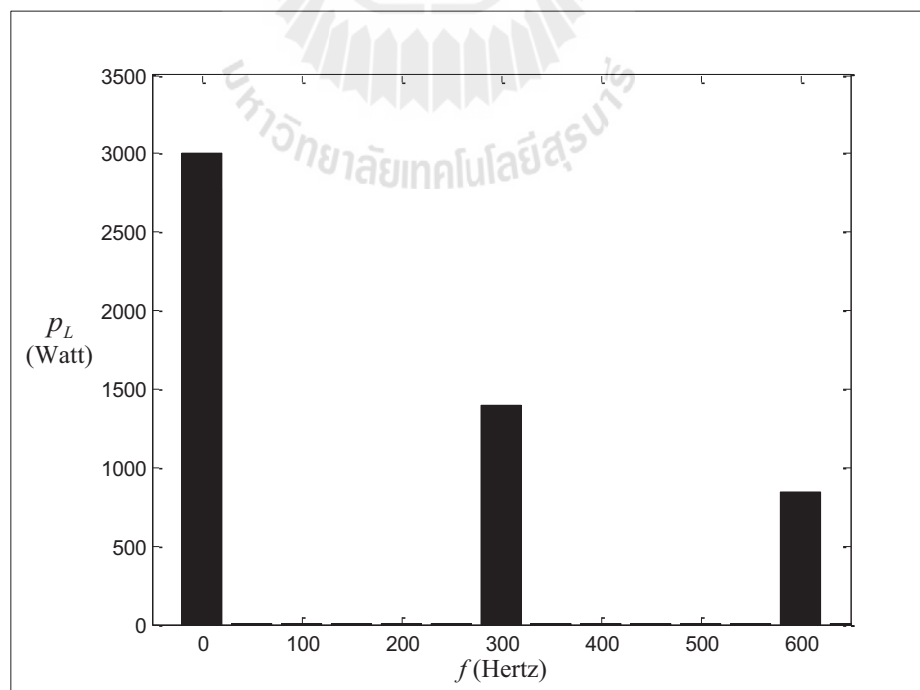
การเปรียบเทียบสมรรถนะในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกระหว่างวิธี PQ และวิธี PQF จะจำลองสถานการณ์โดยใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบอุดมคติเพื่อลดผลกระทบจากตัวควบคุมกระแสชดเชยและตัวควบคุมแรงดันบัลไฟตรงในกรณีวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ โดยระบบในการจำลองสถานการณ์แบ่งเป็น 2 ระบบ ซึ่งมีโหลดแตกต่างกัน คือ ระบบแรกเป็นระบบที่มีกระแสโหลดแบบอุดมคติ ซึ่งสามารถกำหนดรูปแบบกระแสโหลดได้ตามต้องการ ทำให้ง่ายต่อการกำหนดเงื่อนไขต่าง ๆ โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะกำหนดให้มีค่าตัวประกอบกำลังต่ำและมีปริมาณฮาร์มอนิกสูง เพื่อทดสอบสมรรถนะในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกและการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ระบบที่สองเป็นระบบที่มีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำซึ่งเป็นโหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ก่อให้เกิดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกในระบบ และเป็นโหลดที่มีการใช้งานใกล้เคียงกับทางปฏิบัติจริง

4.2 ผลการจำลองสถานการณ์ของระบบที่มีกระแสโหลดแบบอุดมคติ

การจำลองสถานการณ์ของระบบที่มีกระแสโหลดแบบอุดมคติ โดยใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบอุดมคติ มีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบแสดงดังรูปที่ 4.1 จากรูปดังกล่าว กระแสโหลดแบบอุดมคติประกอบด้วยกระแสองค์ประกอบมูลฐาน และกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5, 7, 11, 13 ($i_{L1} = 10$ A, $i_{L5} = 2$ A, $i_{L7} = 1$ A, $i_{L11} = 1$ A, $i_{L13} = 0.8$ A, $\phi_{L1,L5,L7,L11,L13} = 50^\circ$) ค่าตัวเหนี่ยวนำด้านโหลด (L_L) เท่ากับ 10 มิลลิเฮนรี การเลือกใช้ค่าความถี่ตัดของวงจรกรองผ่านสูงในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกสำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQ จะพิจารณาจากค่าความถี่ต่ำสุดที่เริ่มมีปริมาณฮาร์มอนิก โดยการอธิบายจะพิจารณาปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับเพื่อให้ง่ายต่อการทำความเข้าใจ โดยสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ (p_L) แสดงดังรูปที่ 4.2 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับจะมีปริมาณฮาร์มอนิกเริ่มต้นที่ความถี่ 300 เฮิร์ตซ์ ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่าความถี่ตัดของวงจรกรองผ่านสูงในช่วงระหว่าง 0 ถึง 300 เฮิร์ตซ์ การทดสอบค่าความถี่ตัดที่เหมาะสมสำหรับวงจรกรองผ่านสูงอันดับหนึ่งจะพิจารณาเฉพาะกรณีที่ 1 ซึ่งกำหนดเฉพาะปริมาณฮาร์มอนิกโดยแบ่งค่าความถี่ตัดที่ใช้ทดสอบเป็น 2 ค่า ได้แก่ ความถี่ตัดเท่ากับ 100 เฮิร์ตซ์ และ 280 เฮิร์ตซ์

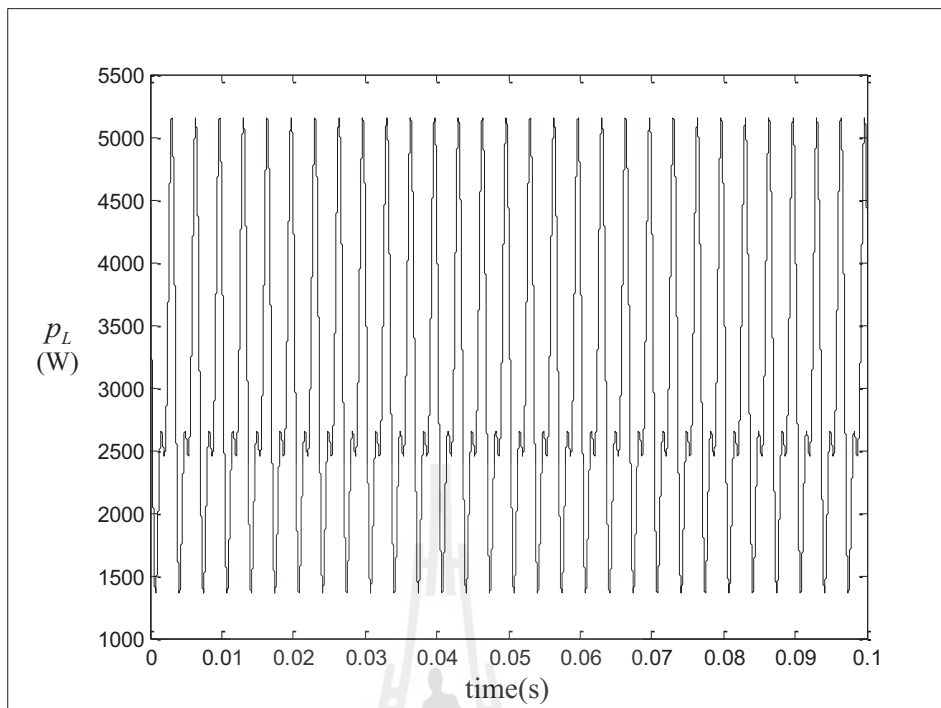


รูปที่ 4.1 ระบบที่มีกระแสโหลดแบบอุดมคติและวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบอุดมคติ

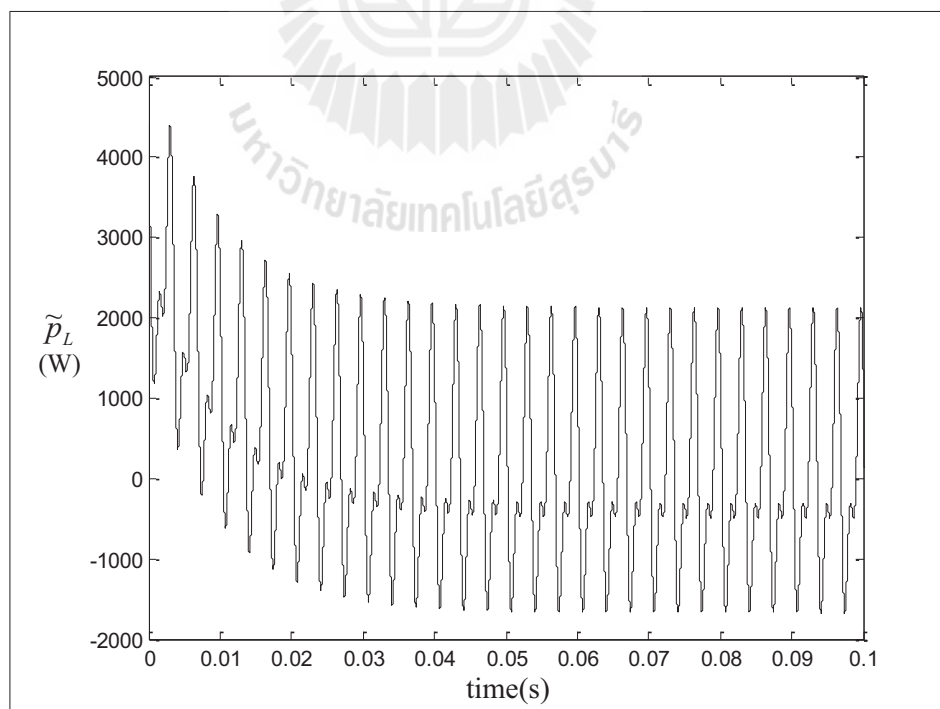


รูปที่ 4.2 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ

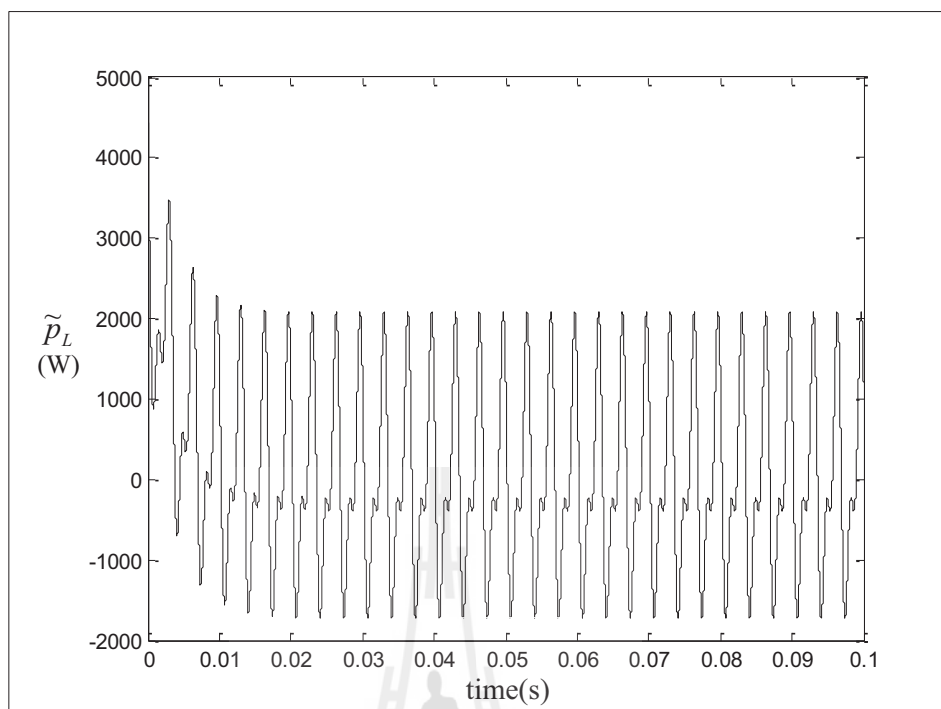
รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟก่อนเข้าสู่วงจรกรองผ่านสูงแสดงดังรูปที่ 4.3 จากรูปดังกล่าว กำลังไฟฟ้าแอกทีฟจะมีทั้งองค์ประกอบกระแสตรง และกระแสสลับ ซึ่งหลังเข้าสู่วงจรกรองผ่านสูงจะเหลือเพียงกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับ โดยกรณีใช้ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 100 เฮิร์ตซ์ ให้ผลค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 1.23% และรูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับแสดงดังรูปที่ 4.4 จากรูปดังกล่าว กำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับจะเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลา 0.04 วินาที เนื่องจาเวลาการประจิงของวงจรกรองผ่านสูง และกรณีใช้ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 280 เฮิร์ตซ์ ให้ผลค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 3.42% และรูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับแสดงดังรูปที่ 4.5 จากรูปดังกล่าว กำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับจะเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลา 0.02 วินาที ซึ่งกรณีใช้ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 100 เฮิร์ตซ์ จะมีเวลาการประจิงของวงจรกรองผ่านสูงที่นานกว่าทำให้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวของรูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับเป็นไปได้ช้า โดยใช้เวลานานเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับกรณีใช้ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 280 เฮิร์ตซ์ จากการทดสอบค่าความถี่ตัดที่มีค่าต่างกัน พบว่าหากกำหนดค่าความถี่ตัดให้มีค่าน้อยลงจะส่งผลให้การแยกปริมาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับ ซึ่งเป็นปริมาณฮาร์มอนิกมีความแม่นยำมากขึ้น แต่จะทำให้ความเร็วในการตอบสนองลดลง และหากกำหนดค่าความถี่ตัดให้มีค่ามากขึ้นจะส่งผลให้การแยกปริมาณฮาร์มอนิกมีความแม่นยำน้อยลง แต่จะให้ความเร็วในการตอบสนองที่เร็วขึ้น ดังนั้นผู้วิจัยวิทยานิพนธ์จึงเลือกใช้วงจรกรองผ่านสูงอันดับหนึ่งที่มีค่าความถี่ตัดเท่ากับ 280 เฮิร์ตซ์ เนื่องจากคำนึงถึงผลการตอบสนองของสัญญาณที่รวดเร็ว และในกรณีใช้เทคนิค SWFA ในการแยกองค์ประกอบดังกล่าว รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับจากการใช้วิธี SWFA แสดงดังรูปที่ 4.6 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่าการใช้วิธี SWFA ในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกสำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF แทนการใช้วงจรกรองผ่านสูง จะให้ผลการตอบสนองของสัญญาณที่รวดเร็วมก โดยกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับจะเข้าสู่สภาวะคงตัวทันทีหลังจากผ่านการเก็บข้อมูลสำหรับการคำนวณด้วยวิธี SWFA ในคาบแรก ผลการจำลองสถานการณ์ก่อนการชดเชยและหลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังตารางที่ 4.1 โดยค่าในตารางที่ 4.1 ประกอบด้วย ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย ($\%THD_{i,av}$) ซึ่งค่าดังกล่าวคำนวณได้จากข้อมูลค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมต่อเฟส ($\%THD_{i,k}$) ค่าตัวประกอบกำลัง (power factor : pf) ค่าตัวประกอบกำลังการกระจัด (displacement power factor : pf_{disp}) และค่าตัวประกอบกำลังความเพี้ยน (distortion power factor : pf_{dist}) ซึ่งค่าดังกล่าว สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (4-1) ถึง (4-5) ตามลำดับ โดยกรณี 1 กำจัดเฉพาะปริมาณฮาร์มอนิกโดยไม่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ซึ่งการกำจัดเฉพาะปริมาณฮาร์มอนิกจะช่วยลดภาระการฉีดกระแสชดเชยในส่วนที่เป็นกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQ ในกรณี 1 รูปสัญญาณจากการ



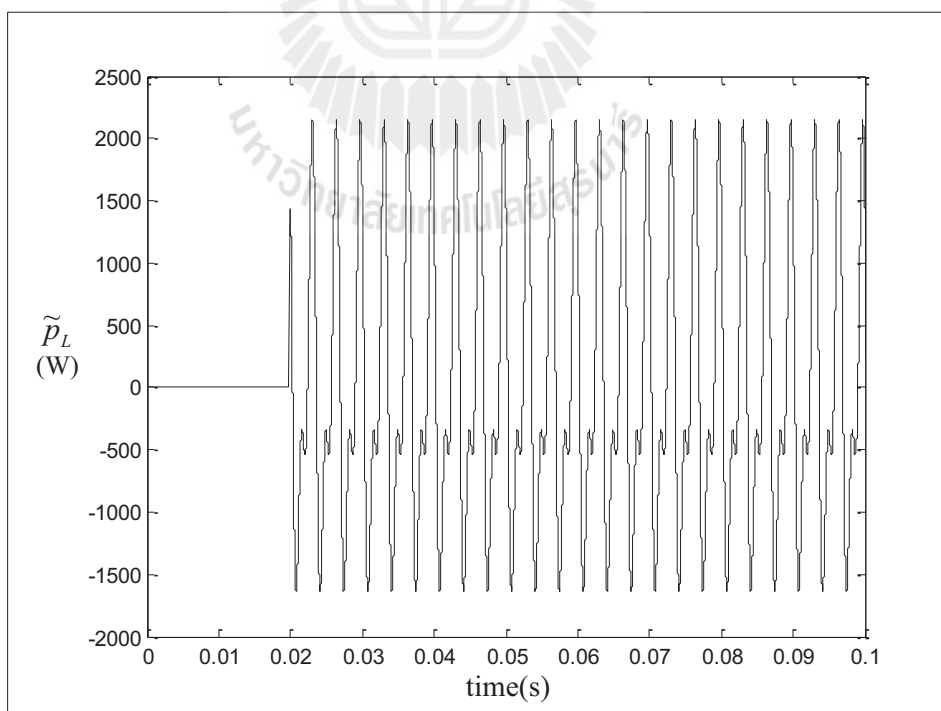
รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าเอกทีฟ



รูปที่ 4.4 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าเอกทีฟกระแสสลับในกรณีใช้ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 100 เฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.5 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าเอกที่กระแสสลับในกรณีใช้ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 280 เฮิรตซ์



รูปที่ 4.6 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าเอกที่กระแสสลับในกรณีใช้วิธี SWFA

$$\%THD_{i,av} = \sqrt{\frac{\sum_{k=a,b,c} \%THD_{i,k}^2}{3}} \quad (4-1)$$

$$\%THD_{i,k} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n,k}^2}}{I_{1,k}} \times 100\% \quad (4-2)$$

$$pf = \frac{P}{S} = pf_{disp} \times pf_{dist} \quad (4-3)$$

$$pf_{disp} = \frac{P}{S_1} \quad (4-4)$$

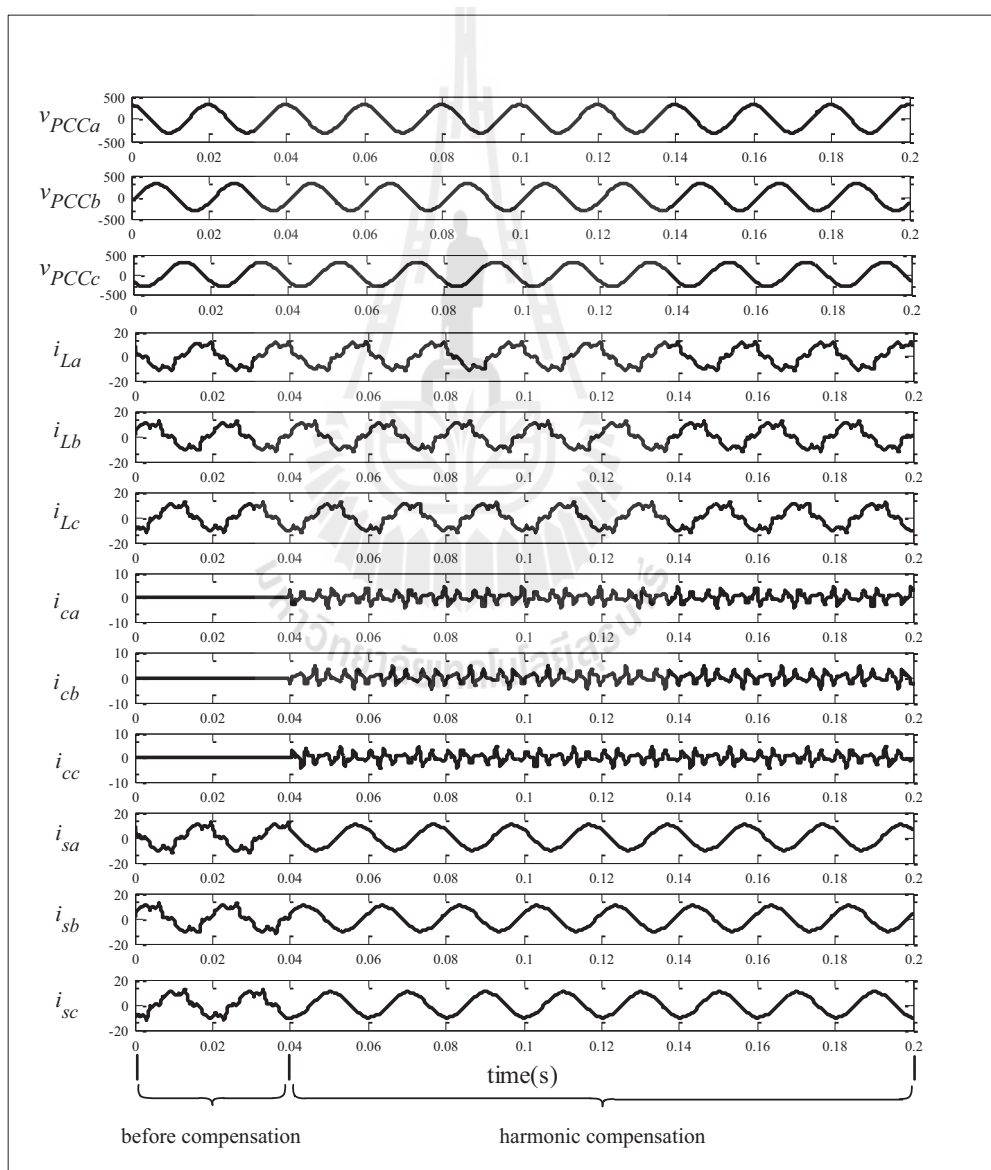
$$pf_{dist} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_v^2} \times \sqrt{1 + THD_i^2}} \quad (4-5)$$

ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังระหว่างวิธี PQ และวิธี PQF

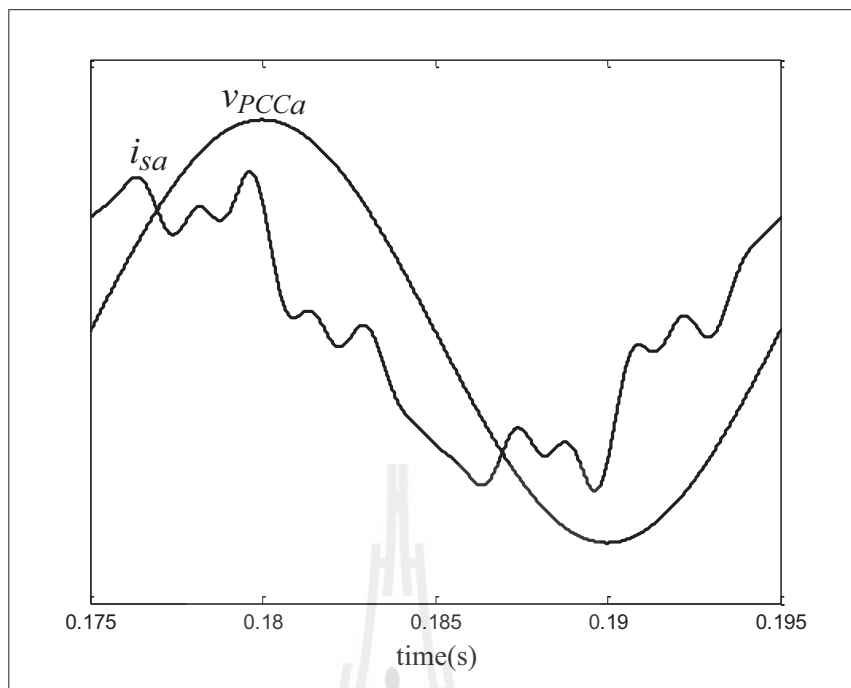
วิธีระบุ เอกลักษณ์ ฮาร์มอนิก	กรณี	ก่อนการชดเชย				หลังการชดเชย			
		$\%THD_{i,av}$	pf_{disp}	pf_{dist}	pf	$\%THD_{i,av}$	pf_{disp}	pf_{dist}	pf
PQ	1	25.76	0.64	0.97	0.62	3.42	0.64	1	0.64
	2					5.06	1	1	1
PQF	1					0	0.64	1	0.64
	2					0	1	1	1

จำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสแสดงดังรูปที่ 4.7 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาทีเป็นช่วงเวลาที่ไม่มีผลการกำจัดฮาร์มอนิกอุปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) ก่อนการชดเชย จึงมีลักษณะเหมือนกระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) และหลังจากเวลา 0.04 วินาที

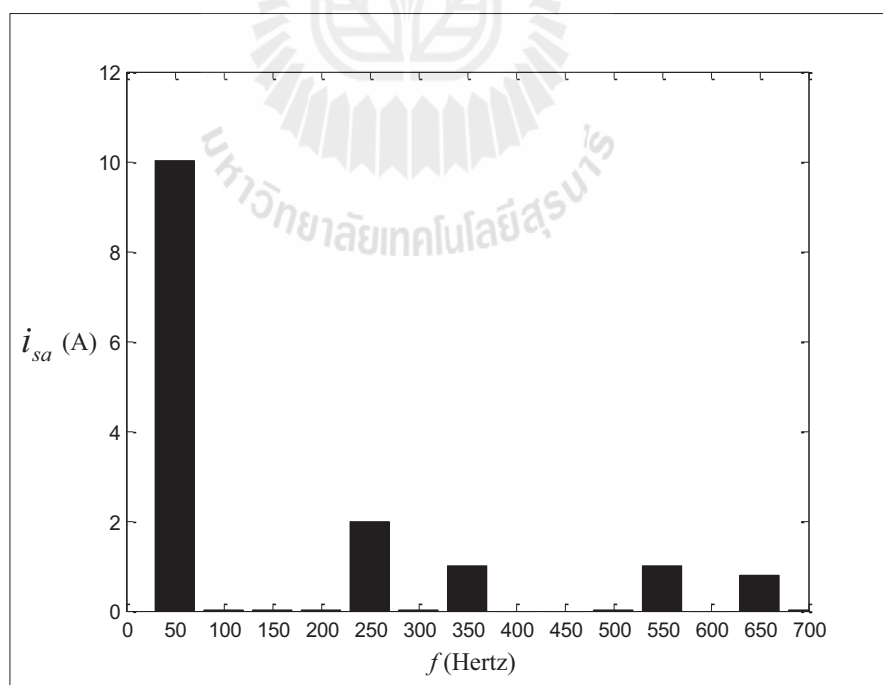
เป็นต้นไปมีการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชย การเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 4.8 จากรูปดังกล่าว ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งไม่มีการกำจัดฮาร์โมนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ ซึ่งกระแสดังกล่าวประกอบด้วยปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์โมนิกอันดับที่ 5, 7,



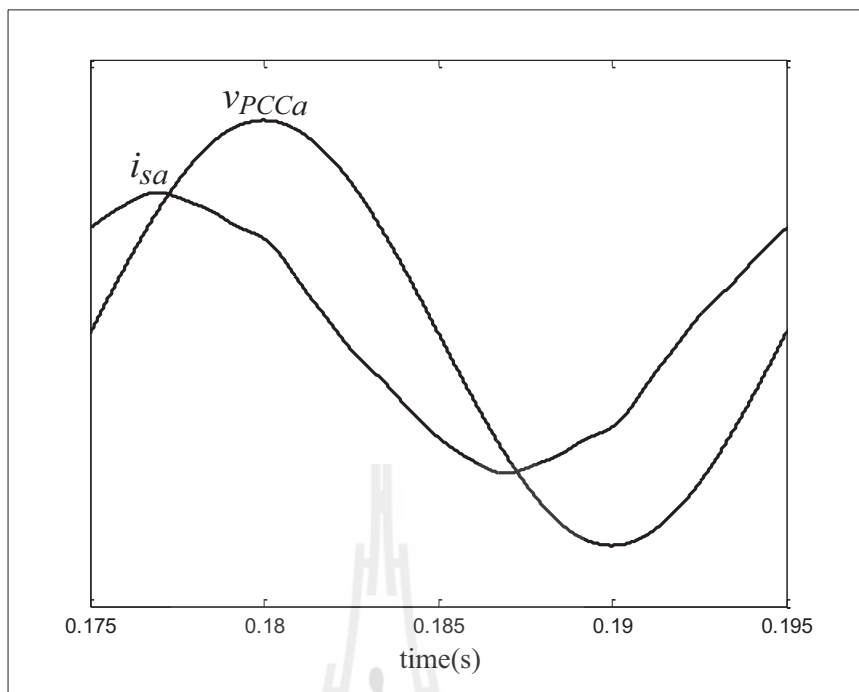
รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQ ในกรณี 1



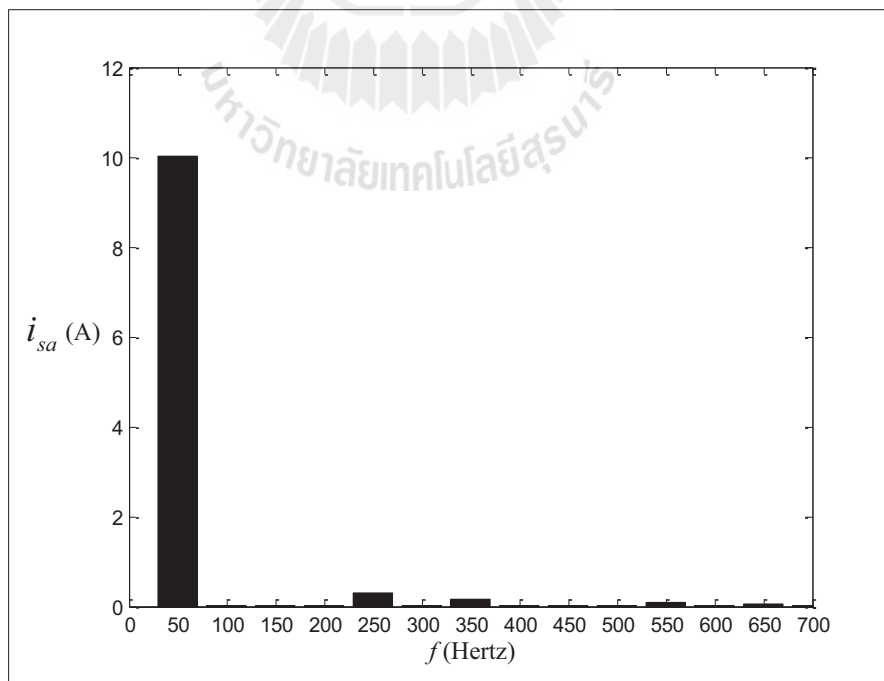
รูปที่ 4.8 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ก่อนการชดเชย



รูปที่ 4.9 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ก่อนการชดเชย



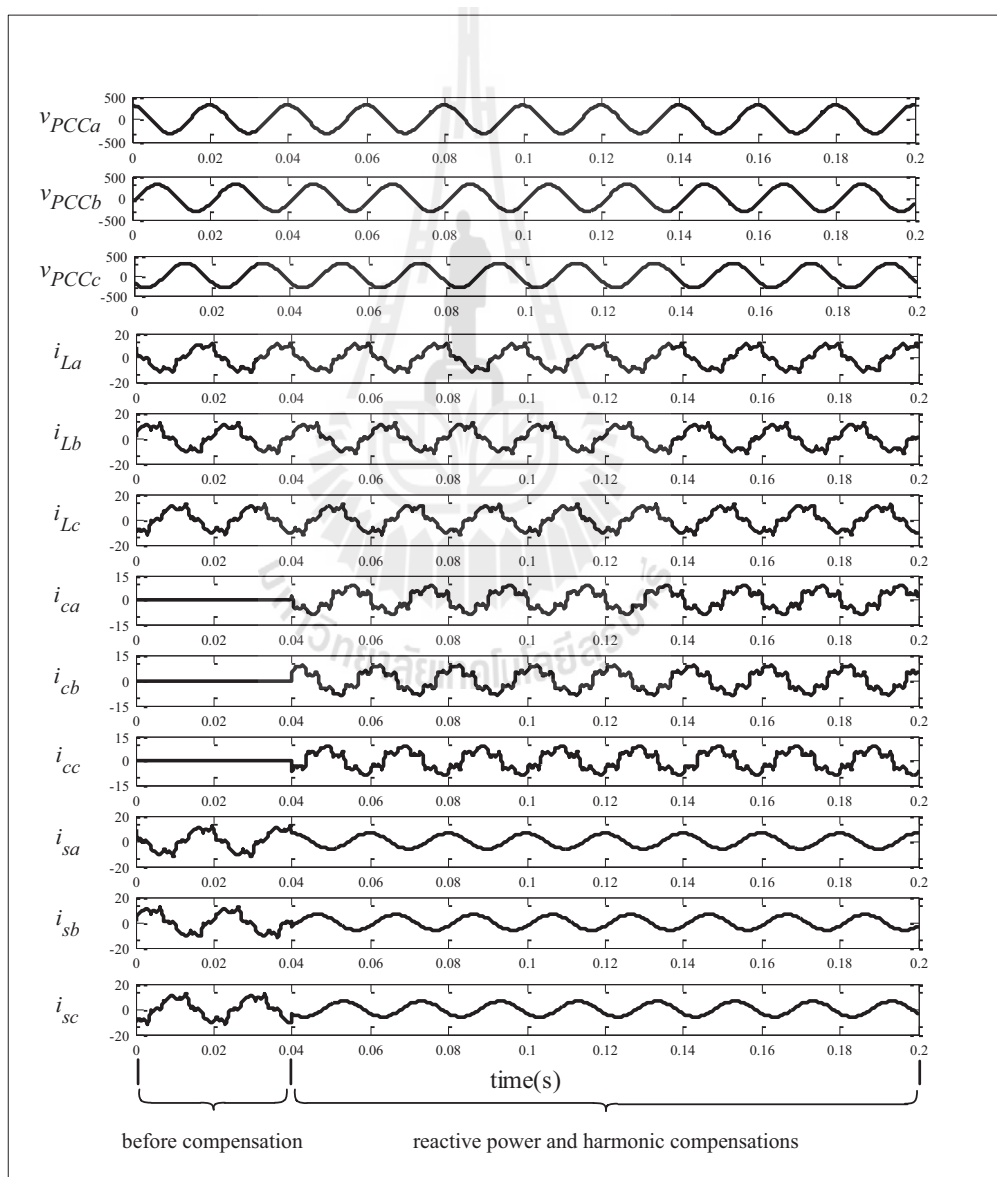
รูปที่ 4.10 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 1



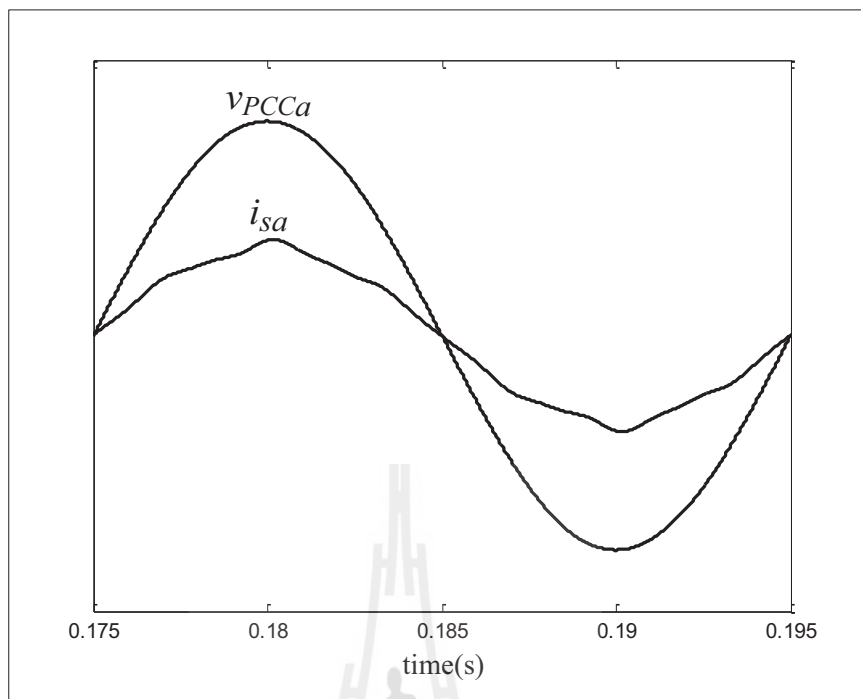
รูปที่ 4.11 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 1

11 และ 13 แสดงในรูปของสเปกตรัมดังรูปที่ 4.9 โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 25.76% และค่าตัวประกอบกำลังความเพี้ยน (pf_{dist}) เท่ากับ 0.97 อีกทั้งกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a ยังคงเกิดการเลื่อนเฟส (phase shift) ระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a โดยมีค่าตัวประกอบกำลังการกระจัด (pf_{disp}) เท่ากับ 0.64 ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลัง (pf) เท่ากับ 0.62 การเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 4.10 จากรูปดังกล่าว หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิกทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยแต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนเล็กน้อย ซึ่งกระแสดังกล่าวประกอบด้วยปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5, 7 และ 11 แสดงในรูปของสเปกตรัมดังรูปที่ 4.11 โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 3.42% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 อีกทั้งยังเกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 0.64 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 0.64 และเมื่อพิจารณาในกรณี 2 ที่มีการกำจัดฮาร์มอนิก และมีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ผลการจำลองสถานการณ์กรณีใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQ ในกรณี 2 แสดงดังรูปที่ 4.12 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาทีรูปสัญญาณมีลักษณะเหมือนวิธี PQ ในกรณี 1 และหลังจากเวลา 0.04 วินาทีเป็นต้นไปมีการกำจัดฮาร์มอนิกจึงทำให้รูปสัญญาณมีลักษณะคล้ายวิธี PQ ในกรณี 1 แต่จะมีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังเพิ่มเติม การเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 4.13 จากรูปดังกล่าว หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยแต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยน ซึ่งกระแสดังกล่าวประกอบด้วยปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 แสดงในรูปของสเปกตรัมดังรูปที่ 4.14 โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 5.06% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ดังนั้นสัญญาณทั้งสองจึงมีเฟสตรงกัน โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 1 ซึ่งการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQ ในกรณีที่ 2 มีค่า $\%THD_{i,av}$ ที่มากกว่าในกรณีที่ 1 เนื่องจากในกรณีที่ 2 มีการฉีดกระแสชดเชยที่มีความถี่มูลฐานเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังในปริมาณมาก ทำให้กระแสที่แหล่งจ่ายที่มีความถี่มูลฐานมีค่าแอมพลิจูดลดลง เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ในสมการที่ (4-2) จะเห็นได้ว่าเมื่อค่าแอมพลิจูดดังกล่าวมีค่าลดลงจะส่งผลให้ $\%THD_{i,k}$ มีค่าเพิ่มมากขึ้น ทำให้ $\%THD_{i,av}$ มีค่าเพิ่มขึ้นด้วยเช่นกันดังความสัมพันธ์ในสมการที่

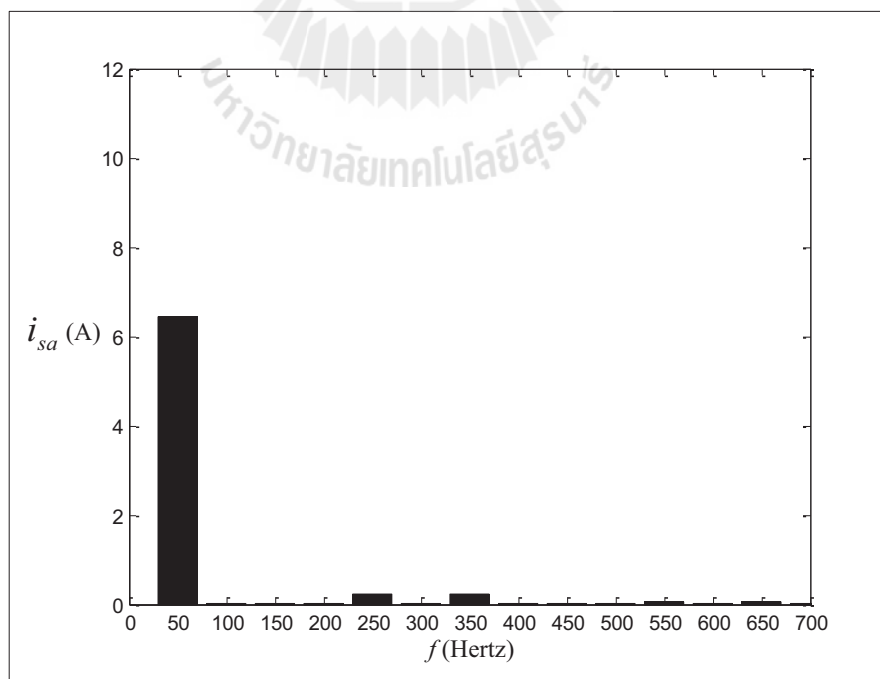
(4-1) เมื่อพิจารณาการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ในกรณี 1 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสแสดงดังรูปที่ 4.15 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาทีรูปสัญญาณมีลักษณะเหมือนวิธี PQ ในกรณี 1 คือ ไม่มีการฉีดกระแสชดเชยในช่วงนี้และช่วงเวลา 0.04 ถึง 0.06 วินาทีเป็นช่วงเวลาที่เริ่มต้นในการเก็บข้อมูล (initialization) เพื่อนำไปคำนวณด้วยวิธี SWFA ซึ่งจะคำนวณเสร็จสิ้นเมื่อเริ่มคาบถัดไป ทำให้หลังจากเวลา 0.06 วินาทีเป็นต้นไปจึงเริ่มมีการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชย การเปรียบเทียบ



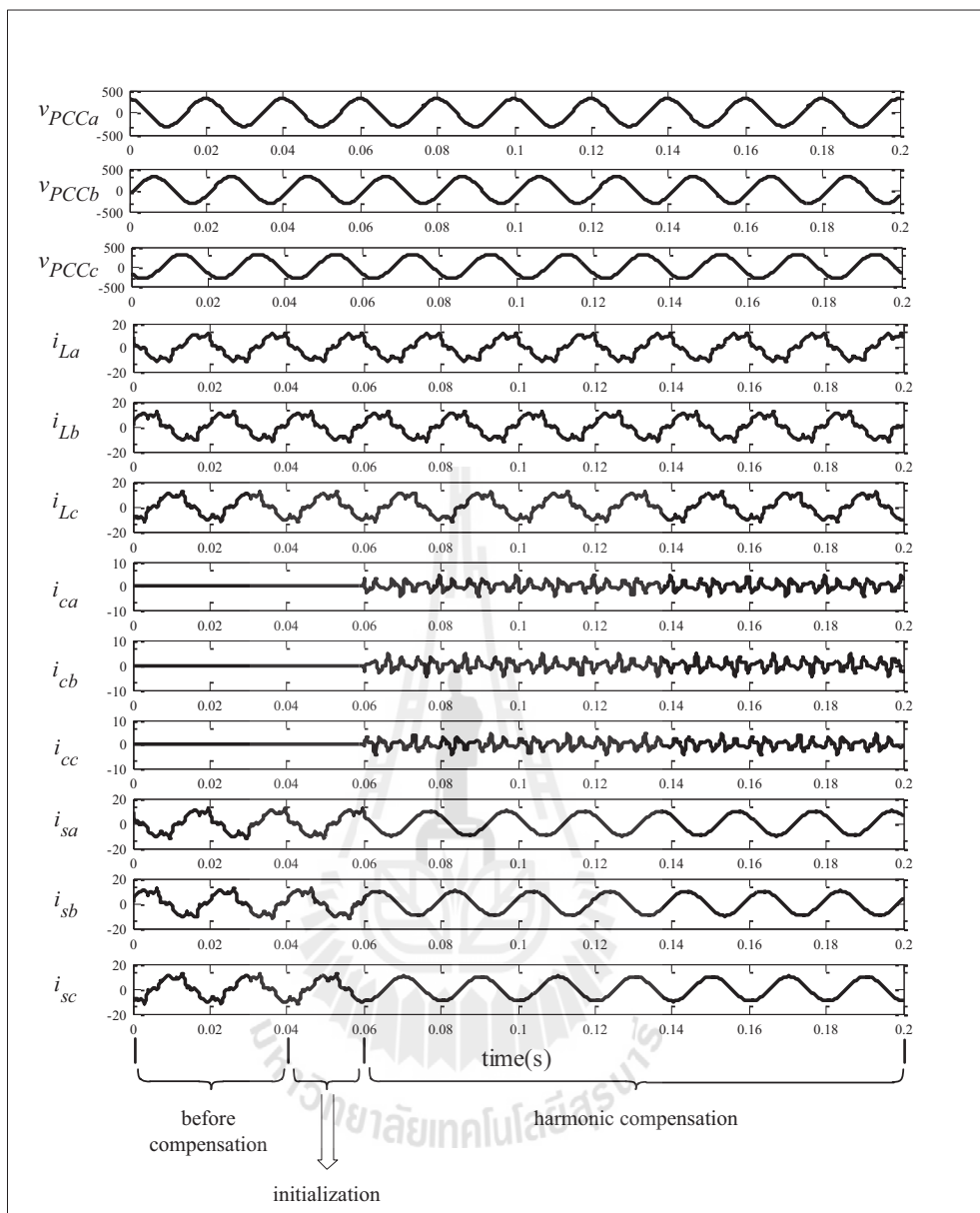
รูปที่ 4.12 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQ ในกรณี 2



รูปที่ 4.13 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 2

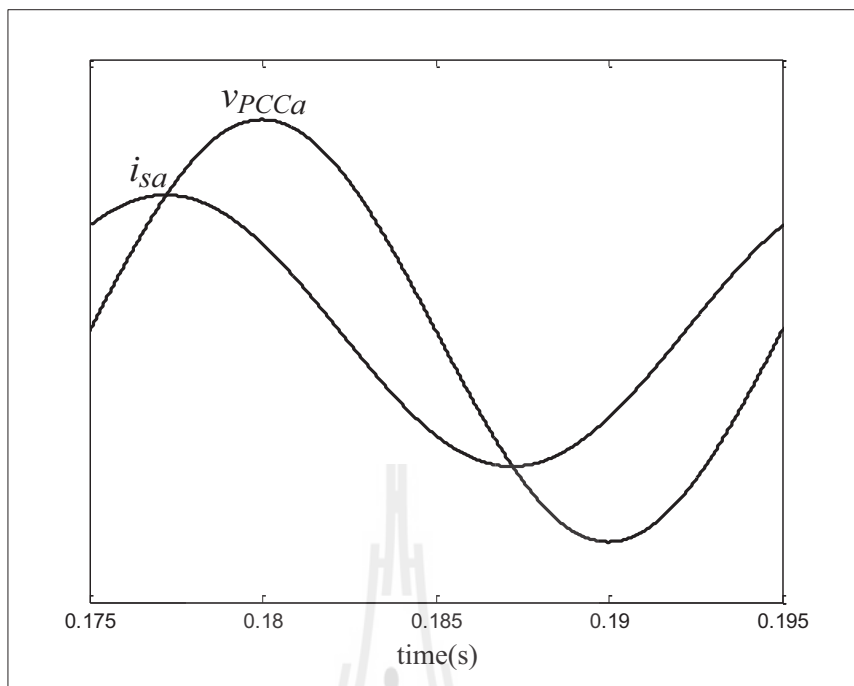


รูปที่ 4.14 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 2

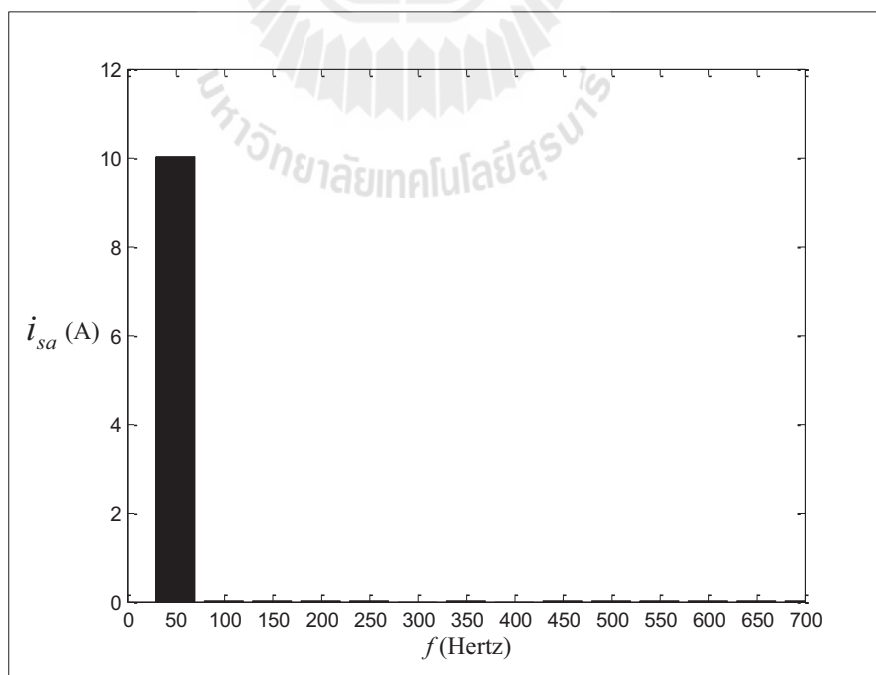


รูปที่ 4.15 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQF ในกรณี 1

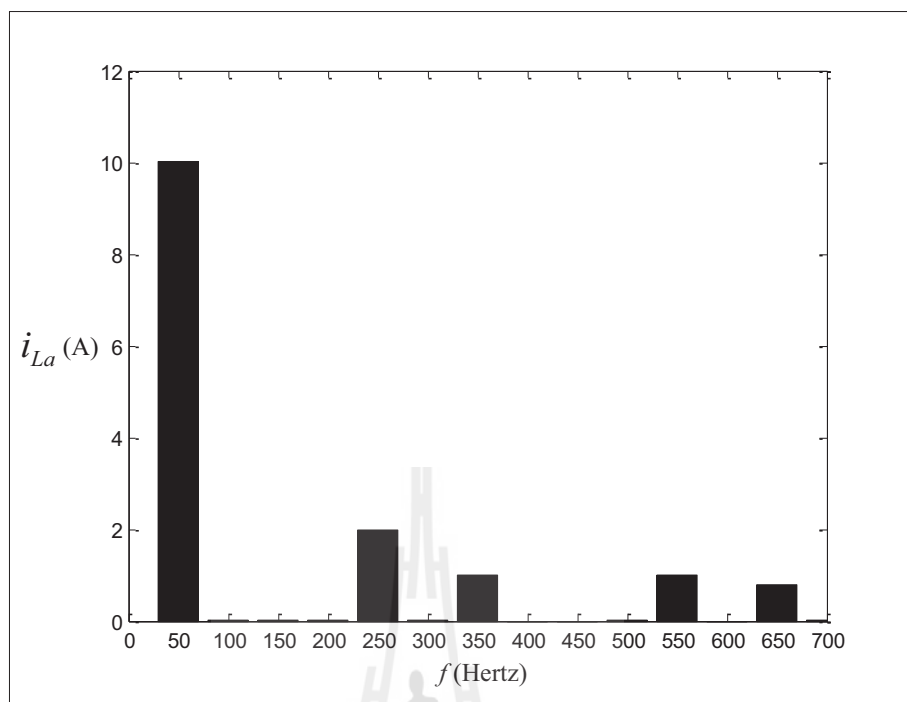
ระหว่างรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 4.16 จากรูปดังกล่าว หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ไม่เกิดความผิดเพี้ยน จึงมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์โดยสมบูรณ์ ซึ่งกระแสดังกล่าวมีเฉพาะปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานโดยไม่ปรากฏปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับใด ๆ แสดงในรูปของสเปกตรัมดังรูปที่ 4.17 โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 0% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 อีกทั้งยังคงเกิดการเลื่อนเฟสระหว่าง



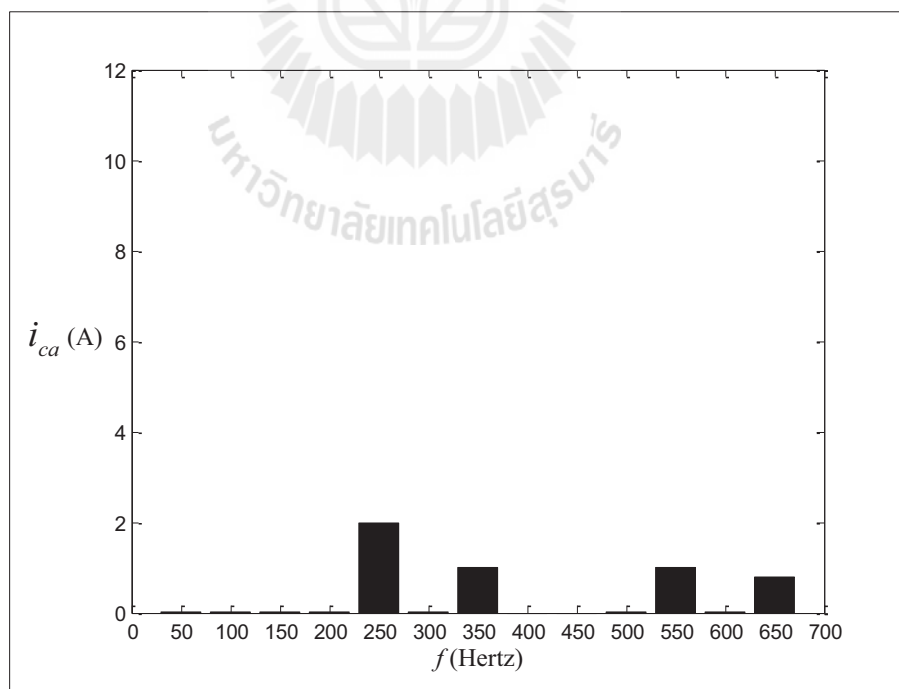
รูปที่ 4.16 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 1



รูปที่ 4.17 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 1



รูปที่ 4.18 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่โหลดในเฟส a



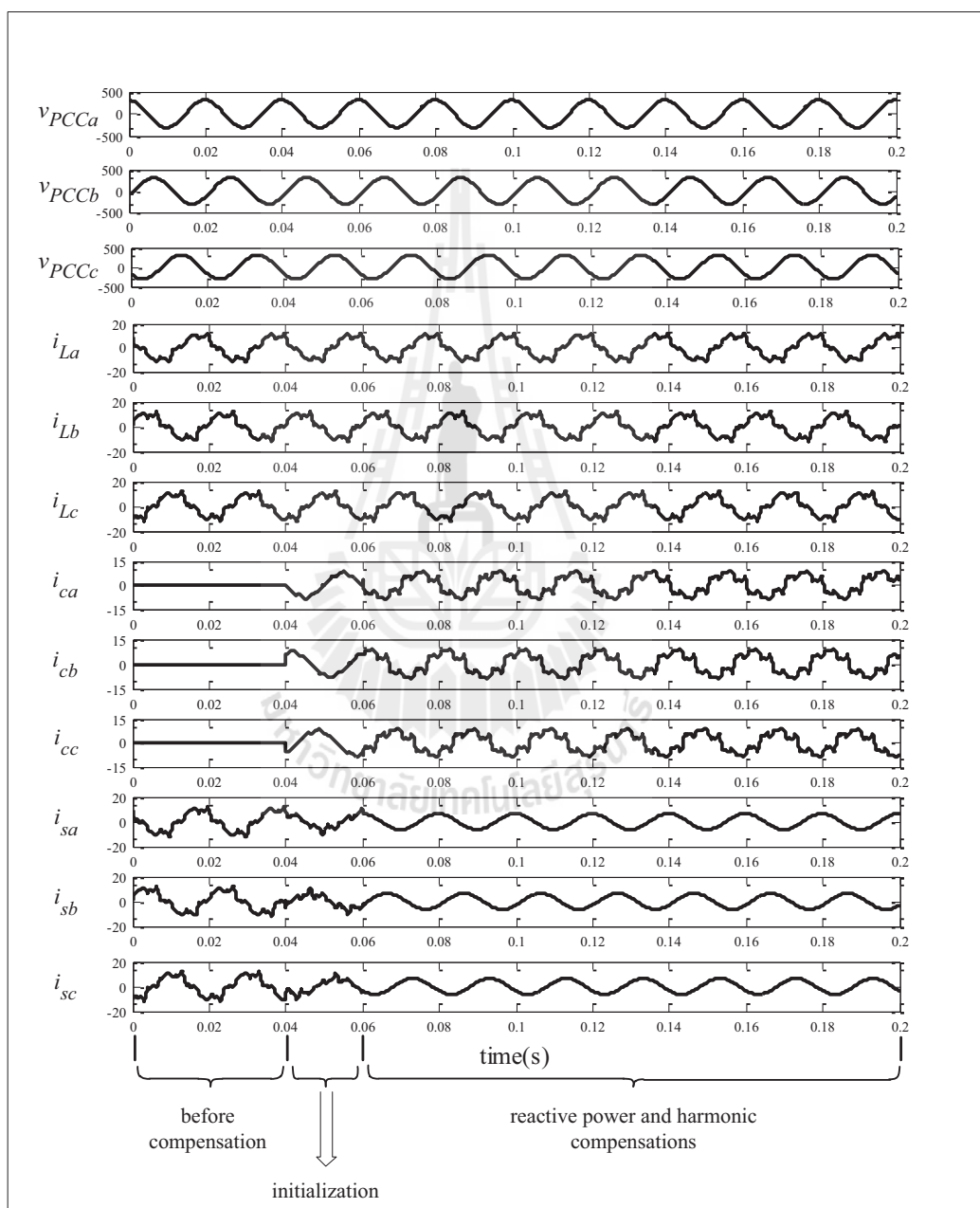
รูปที่ 4.19 สเปกตรัมกระแสชดเชยเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 1

สัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 0.64 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 0.64 สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่โหลดในเฟส a แสดงดังรูปที่ 4.18 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่โหลดในเฟส a ประกอบด้วยปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5, 7, 11 และ 13 สเปกตรัมของกระแสชดเชยในเฟส a (i_{ca}) แสดงดังรูปที่ 4.19 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่ากระแสชดเชยในเฟส a ประกอบด้วยปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5, 7, 11 และ 13 สำหรับการกำจัดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (4-6) การกำจัดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ

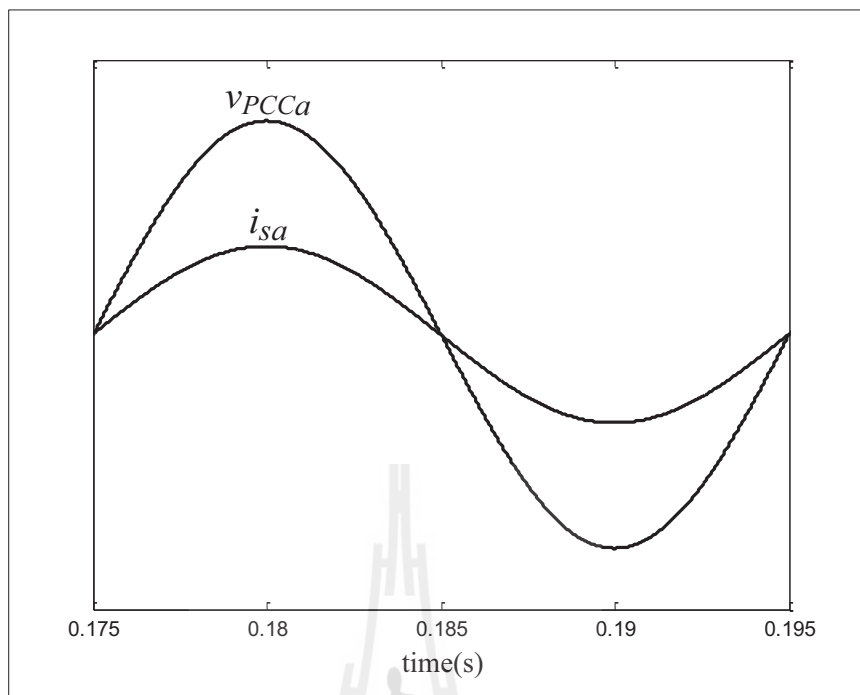
$$i_{sa} = i_{La} - i_{ca} \quad (4-6)$$

ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a เหลือเพียงปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานเท่านั้น ซึ่งแสดงในรูปของสเปกตรัมดังรูปที่ 4.17 นอกจากนี้ผลการจำลองสถานการณ์ที่ใช้การระบุนอกลักษณะฮาร์มอนิกวิธี PQF ในกรณี 2 แสดงได้ดังรูปที่ 4.20 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาทีรูปสัญญาณมีลักษณะเหมือนวิธี PQF กรณี 1 และหลังจากเวลา 0.06 วินาทีเป็นต้นไปมีการกำจัดฮาร์มอนิกจึงทำให้รูปสัญญาณมีลักษณะคล้ายวิธี PQF ในกรณี 1 แต่จะมีการปรับปรุค่าตัวประกอบกำลังเพิ่มเติม การเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 4.21 จากรูปดังกล่าว หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ไม่เกิดความผิดเพี้ยน จึงมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์โดยสมบูรณ์ ซึ่งกระแสดังกล่าวมีเฉพาะปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานโดยไม่ปรากฏปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับใด ๆ แสดงในรูปของสเปกตรัมดังรูปที่ 4.22 โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 0% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ดังนั้นสัญญาณทั้งสองจึงมีเฟสตรงกัน โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 1 สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่โหลดในเฟส a แสดงดังรูปที่ 4.18 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่โหลดในเฟส a ประกอบด้วยปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5, 7, 11 และ 13 สเปกตรัมของกระแสชดเชยในเฟส a แสดงดังรูปที่ 4.23 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่ากระแสชดเชยในเฟส a ประกอบด้วยปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานสำหรับการชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟเพื่อปรับปรุค่าตัวประกอบกำลัง และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5, 7, 11 และ 13 สำหรับการกำจัดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (4-6) การกำจัดปริมาณ

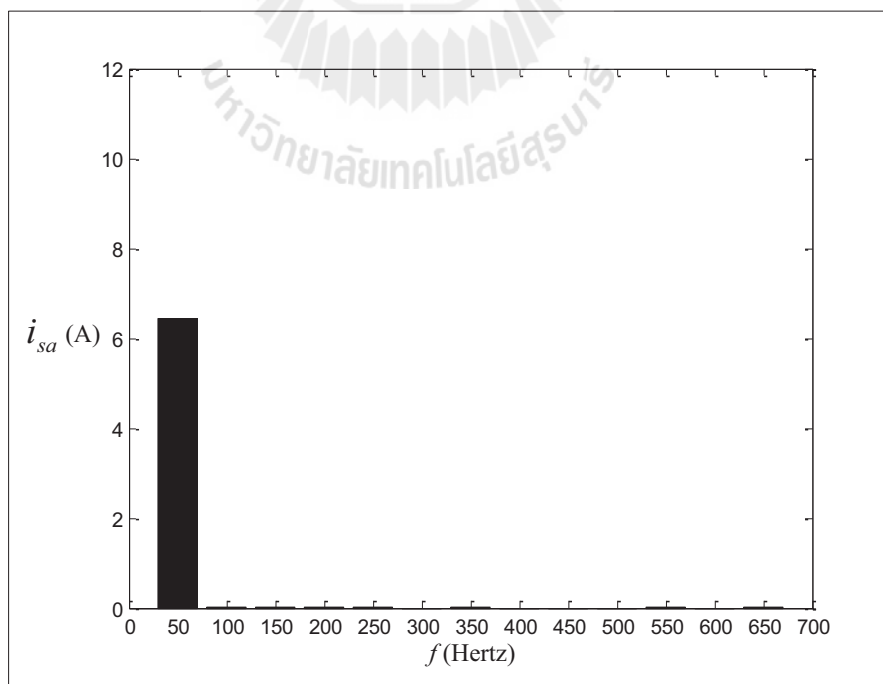
กระแสฮาร์โมนิกทั้งหมดในระบบทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเหลือเพียงปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานเท่านั้น และการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายที่มีความถี่มูลฐานมีค่าแอมพลิจูดลดลงเมื่อเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่โหลดที่มีความถี่มูลฐานแสดงในรูปของสเปกตรัมดังรูปที่ 4.22



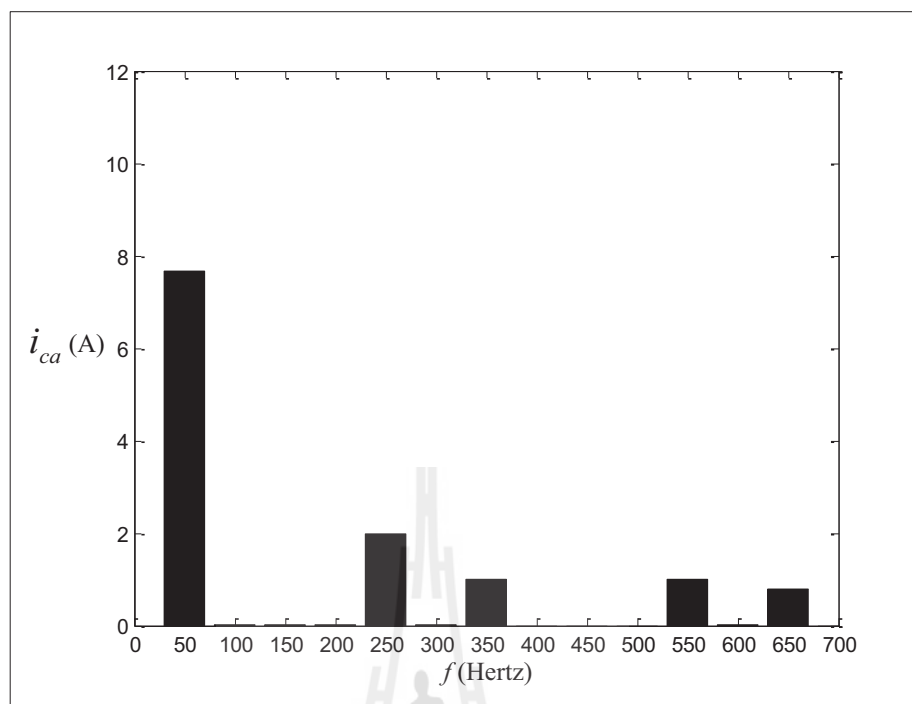
รูปที่ 4.20 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQF ในกรณี 2



รูปที่ 4.21 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 2



รูปที่ 4.22 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 2

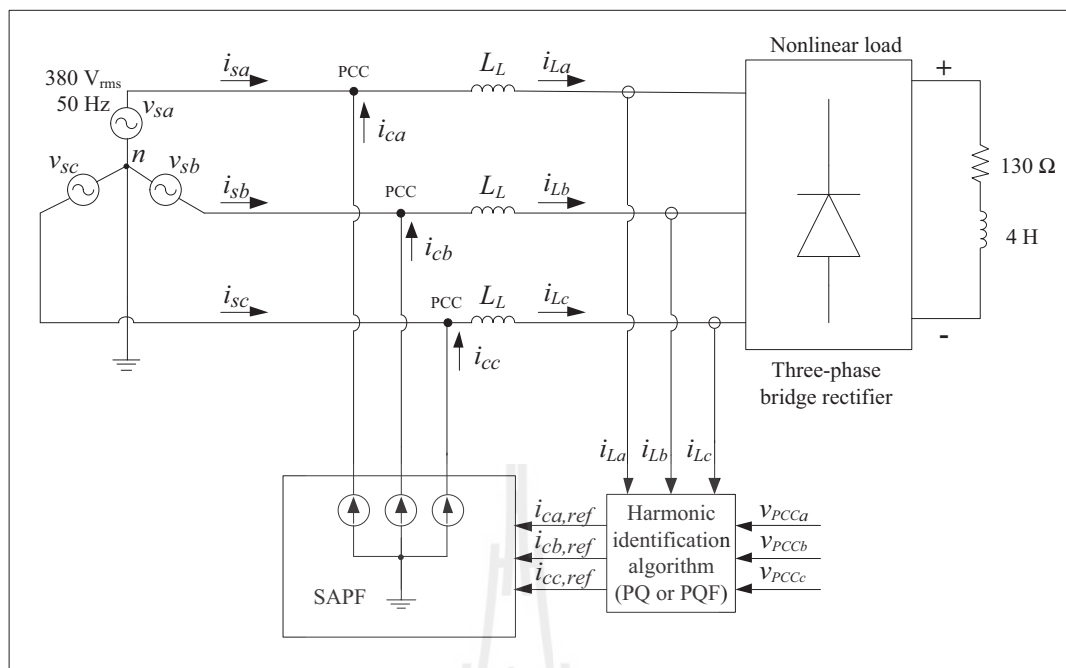


รูปที่ 4.23 สเปกตรัมกระแสชดเชยเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 2

4.3 ผลการจำลองสถานการณ์ของระบบที่มีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟส

ต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

การจำลองสถานการณ์ของระบบที่มีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้วงจรกรองกำลังแอททีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบอุดมคติ มีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบแสดงดังรูปที่ 4.24 จากรูปดังกล่าว ค่าตัวเหนี่ยวนำด้านโหลดเท่ากับ 10 มิลลิเฮนรี การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ใช้วงจรกรองผ่านสูงอันดับหนึ่งที่มีความถี่ตัด 280 เฮิร์ตซ์ ผลการจำลองสถานการณ์ก่อนการชดเชยและหลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอททีฟแสดงดังตารางที่ 4.2 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQ ในกรณี 1 แสดงดังรูปที่ 4.25 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาทีเป็นช่วงเวลาที่ไม่มีกรอกำลังฮาร์มอนิก รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายก่อนการชดเชย จึงมีลักษณะเหมือนกระแสไฟฟ้าที่โหลด และหลังจากเวลา 0.04 วินาทีเป็นต้นไปมีการกรอกำลังฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอททีฟ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น เมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชย การเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอททีฟแสดงดังรูปที่ 4.26 จากรูปดังกล่าว ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอททีฟซึ่งไม่มีการกรอกำลังฮาร์มอนิก และ



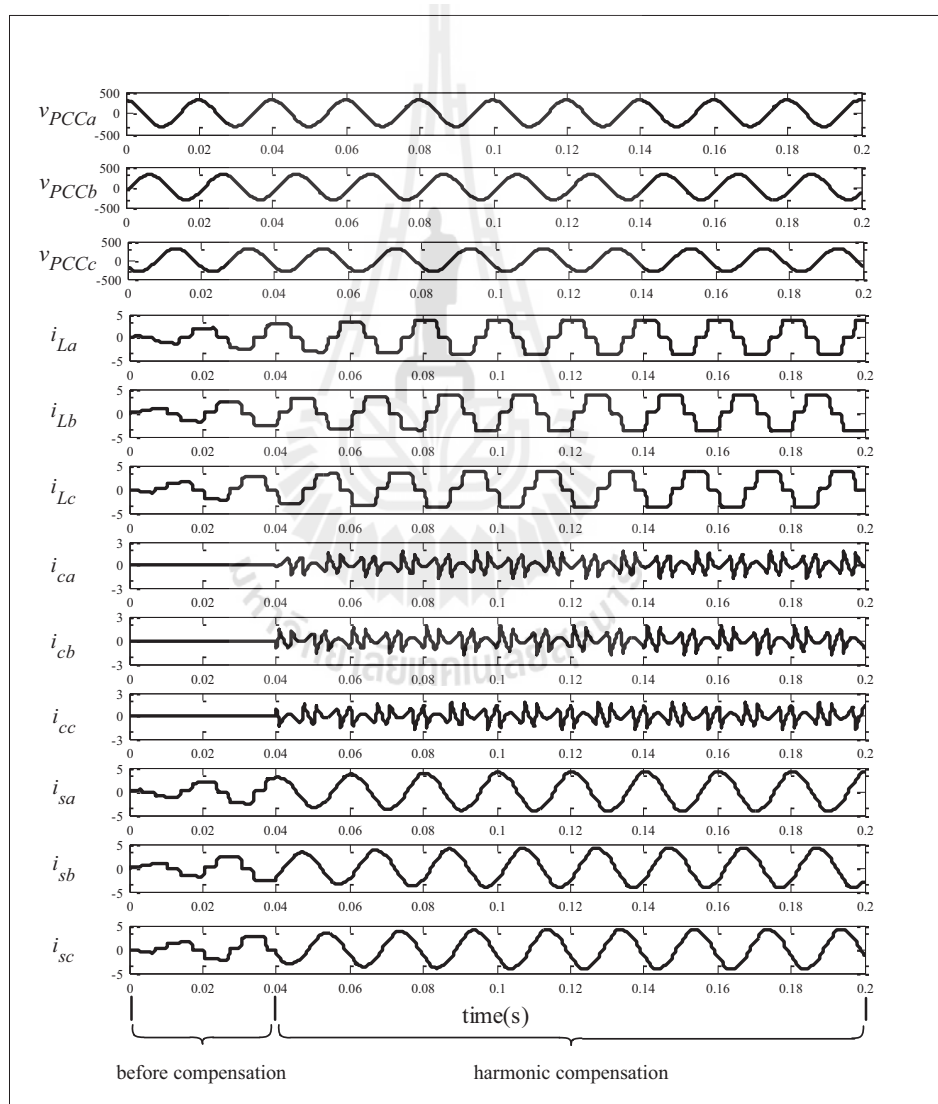
รูปที่ 4.24 ระบบที่มีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และวงจรรอกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบอุดมคติ

ตารางที่ 4.2 เปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังระหว่างวิธี PQ และวิธี PQF เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส

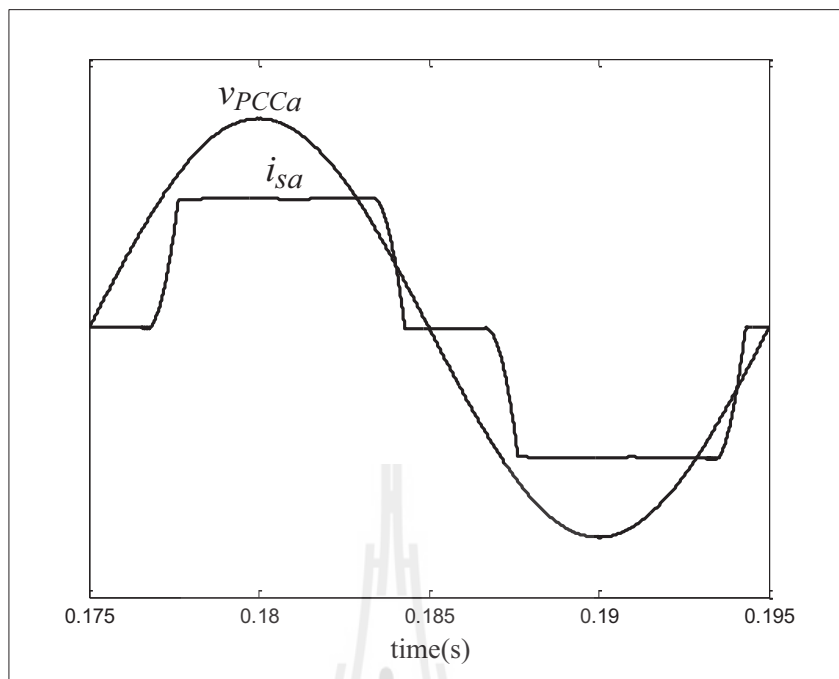
วิธีระบุ เอกลักษณ์ ฮาร์มอนิก	กรณี	ก่อนการชดเชย				หลังการชดเชย			
		$\%THD_{i,av}$	pf_{disp}	pf_{dist}	pf	$\%THD_{i,av}$	pf_{disp}	pf_{dist}	pf
PQ	1	24.48	0.98	0.97	0.95	3.40	0.98	1	0.98
	2					0.95	1	1	1
PQF	1					0.04	0.98	1	0.98
	2					0.04	1	1	1

ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ ซึ่งกระแสดังกล่าวประกอบด้วยปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ แสดงในรูปของสเปกตรัมดังรูปที่ 4.27 โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$

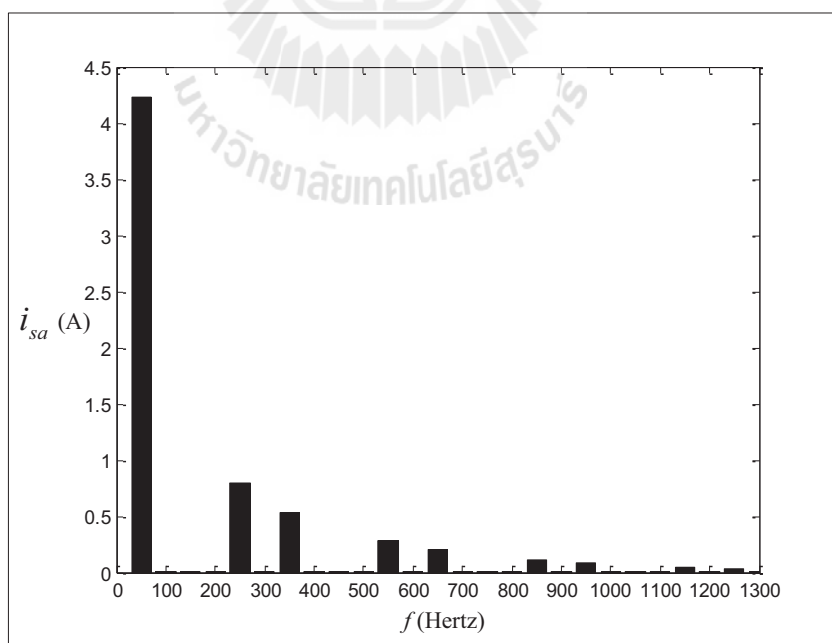
เท่ากับ 24.48% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 0.97 อีกทั้งกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a ยังคงเกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 0.98 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 0.95 การเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 4.28 จากรูปดังกล่าว หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยแต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยน ซึ่งกระแสดังกล่าวประกอบด้วยปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน



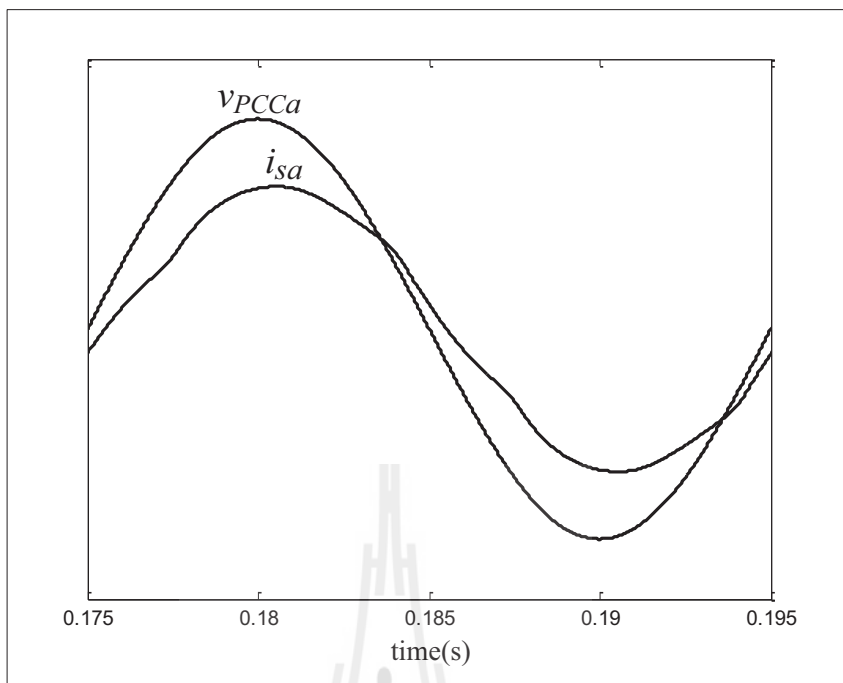
รูปที่ 4.25 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQ ในกรณี 1 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส



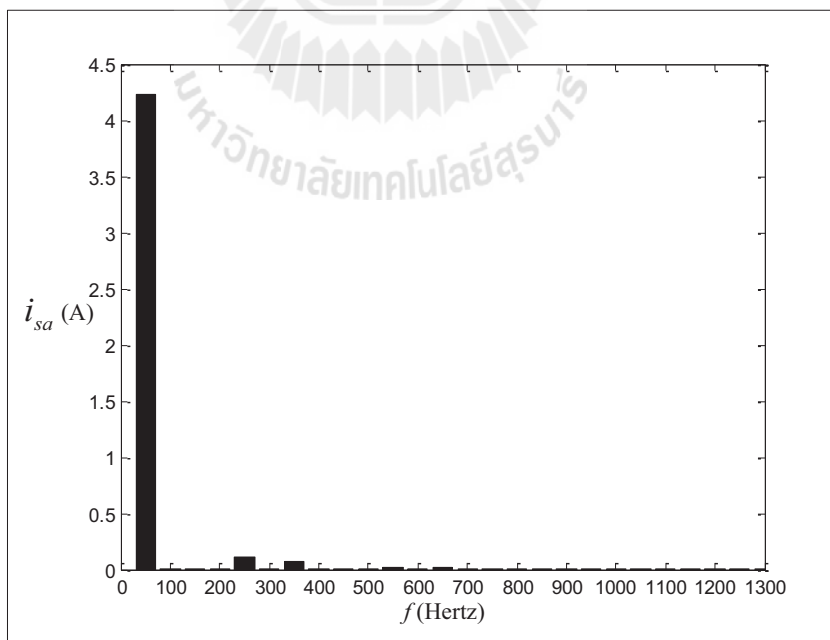
รูปที่ 4.26 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ก่อนการชดเชย กรณี โหลดเป็นวงจรเรียงกระแส



รูปที่ 4.27 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ก่อนการชดเชย กรณี โหลดเป็นวงจรเรียงกระแส

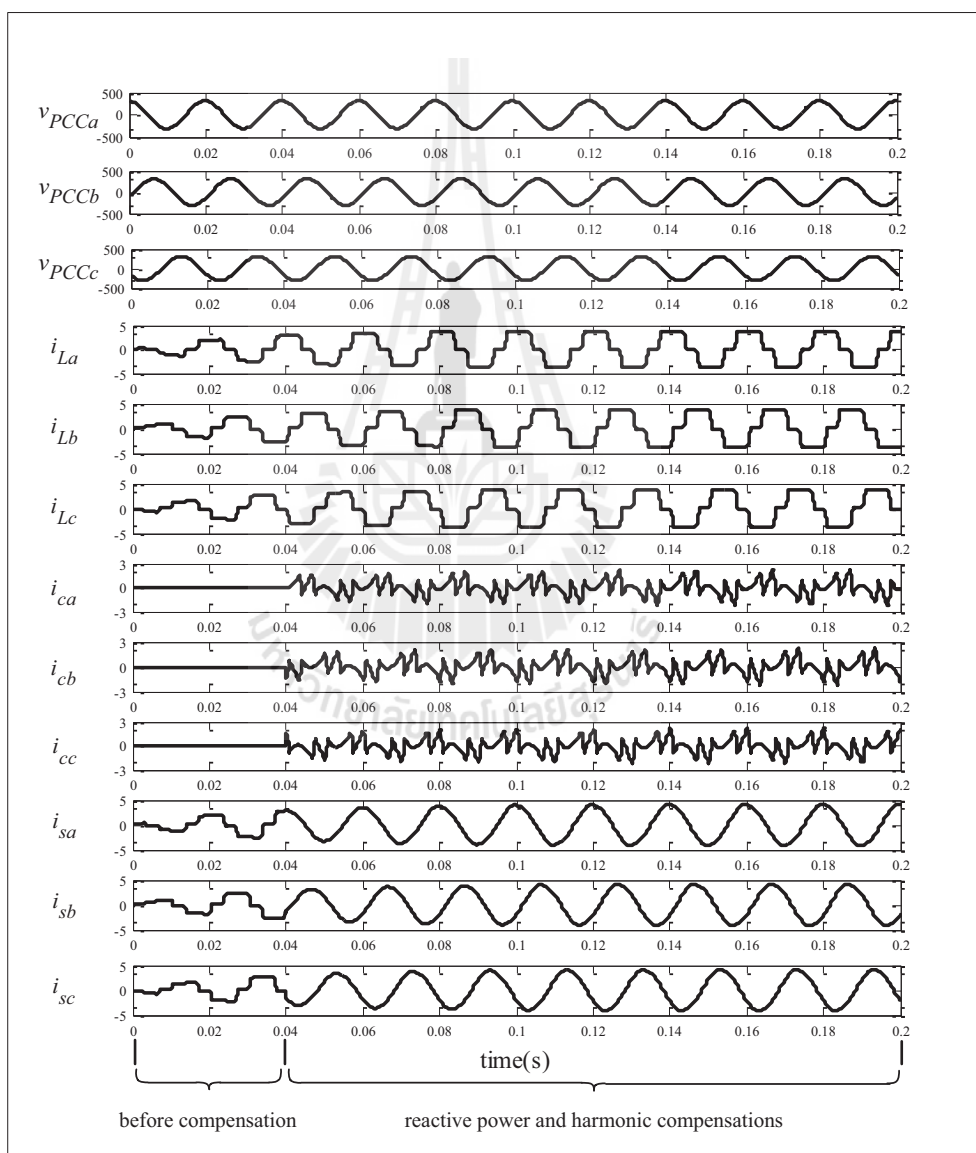


รูปที่ 4.28 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 1 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส

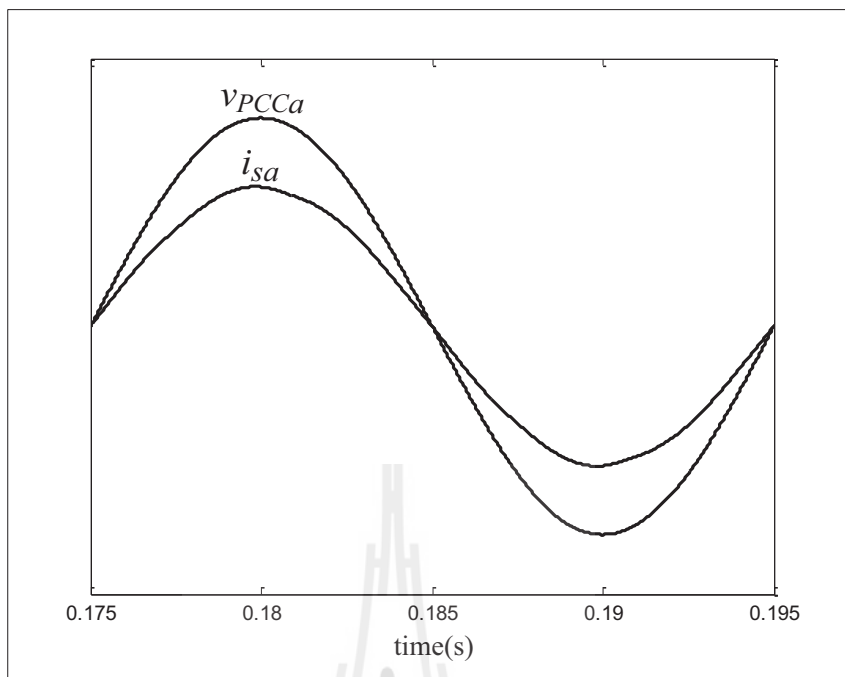


รูปที่ 4.29 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 1 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส

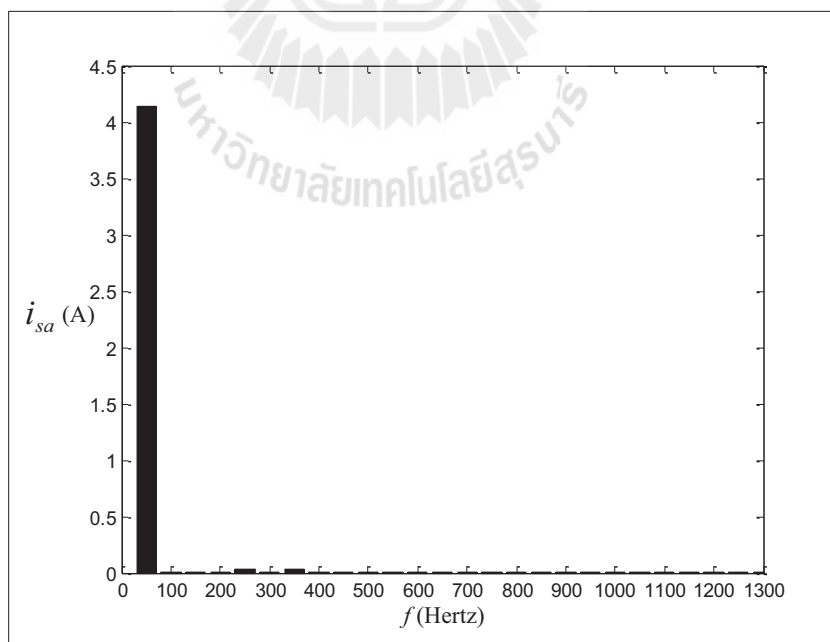
และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 แสดงในรูปของสเปกตรัมดังรูปที่ 4.29 โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 3.40% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 อีกทั้งยังคงเกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 0.98 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 0.98 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQ ในกรณี 2 แสดงดังรูปที่ 4.30 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาทีรูปสัญญาณมีลักษณะเหมือนวิธี PQ ในกรณี 1 และหลังจากเวลา 0.04 วินาทีเป็นต้นไปมีการกำจัดฮาร์มอนิกจึงทำให้รูปสัญญาณ



รูปที่ 4.30 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์สามเฟสของวิธี PQ ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส



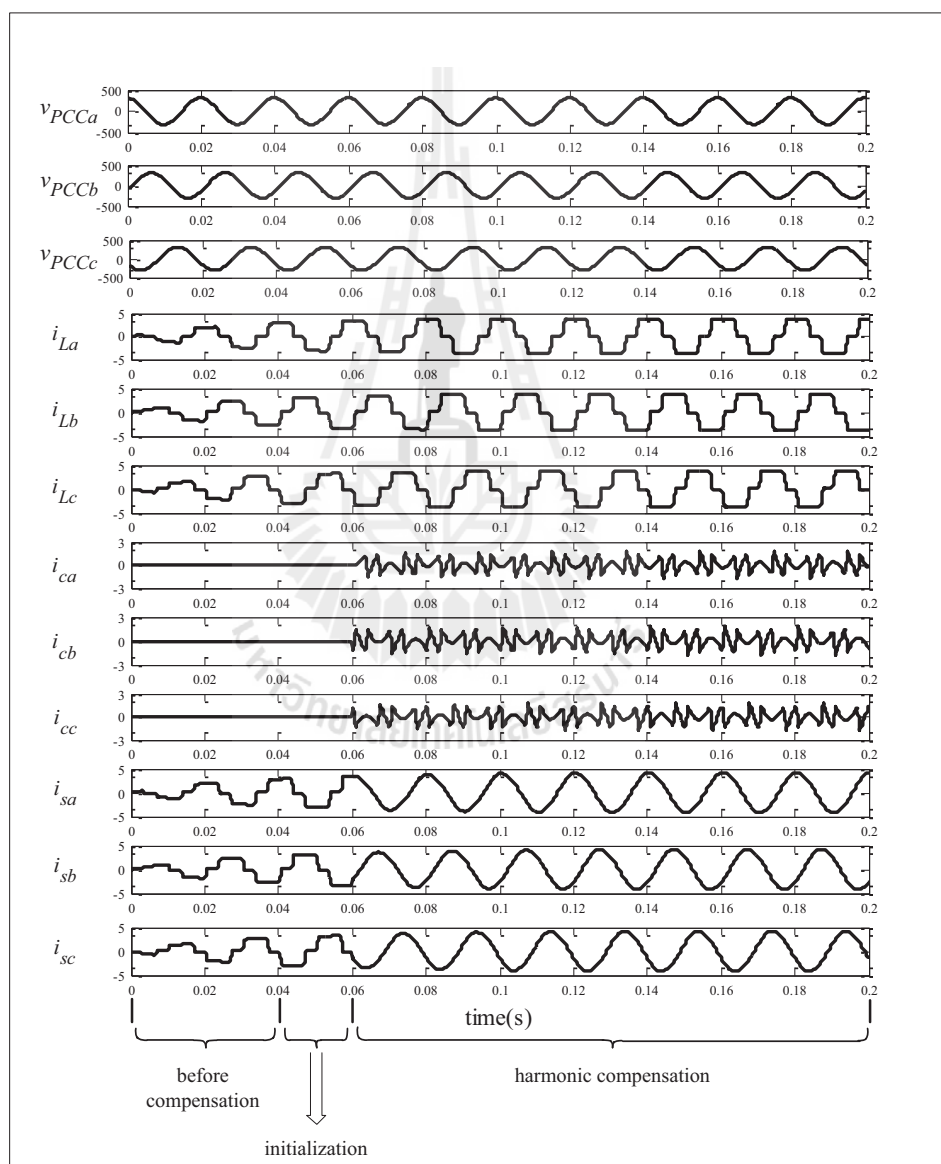
รูปที่ 4.31 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส



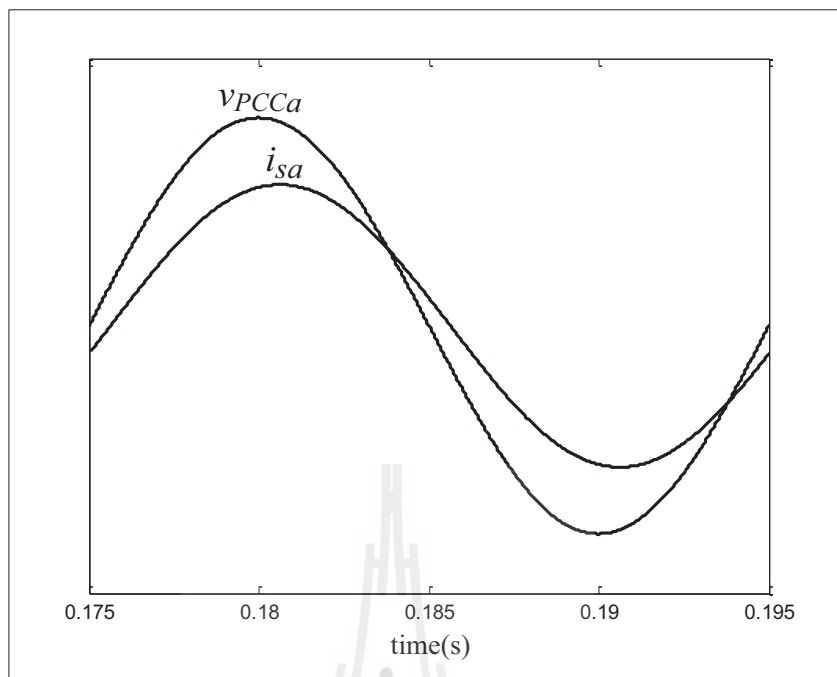
รูปที่ 4.32 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส

มีลักษณะคล้ายวิธี PQ ในกรณี 1 แต่จะมีการปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลังเพิ่มเติม การเปรียบเทียบระหว่างลักษณะสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 4.31 จากรูปดังกล่าว หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยแต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนเล็กน้อย ซึ่งกระแสดังกล่าวประกอบด้วยปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 แสดงในรูปของสเปกตรัมดังรูปที่ 4.32 โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 0.95% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ดังนั้นสัญญาณทั้งสองจึงมีเฟสตรงกัน โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 1 ซึ่งการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQ ในกรณีที่ 1 มีค่า $\%THD_{i,av}$ ที่มากกว่าในกรณีที่ 2 เนื่องจากในกรณีที่ 1 มีการใช้ทั้งกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟเข้าสู่วงจรกรองผ่านสูง ซึ่งมีความคลาดเคลื่อนในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก ส่วนในกรณีที่ 2 ใช้เพียงกำลังไฟฟ้าแอกทีฟเข้าสู่วงจรกรองผ่านสูงทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนน้อยกว่า โดยในกรณีที่ 2 อิทธิพลจากค่าแอมพลิจูดของกระแสที่แหล่งจ่ายที่ความถี่มูลฐานที่มีค่าลดลงมีเพียงเล็กน้อย เนื่องจากมีการฉีดกระแสชดเชยที่ความถี่มูลฐานเพื่อปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลังในปริมาณไม่มากนัก เมื่อพิจารณาการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ในกรณี 1 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสแสดงดังรูปที่ 4.33 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาทีรูปสัญญาณมีลักษณะเหมือนวิธี PQ ในกรณีที่ 1 คือ ไม่มีการฉีดกระแสชดเชยในช่วงนี้ และช่วงเวลา 0.04 ถึง 0.06 วินาทีเป็นช่วงเวลาเริ่มต้นในการเก็บข้อมูลเพื่อนำไปคำนวณด้วยวิธี SWFA ซึ่งจะคำนวณเสร็จสิ้นเมื่อเริ่มคาบถัดไป ทำให้หลังจากเวลา 0.06 วินาทีเป็นต้นไปจึงเริ่มมีการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชยการเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 4.34 จากรูปดังกล่าว หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ไม่เกิดความผิดเพี้ยน จึงมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์โดยสมบูรณ์ ซึ่งกระแสดังกล่าวมีเฉพาะปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานโดยไม่ปรากฏปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับใด ๆ แสดงในรูปของสเปกตรัมดังรูปที่ 4.35 โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 0.04% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 อีกทั้งยังคงเกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 0.98 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 0.98 สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่โหลดในเฟส a แสดงดังรูปที่ 4.36 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่า

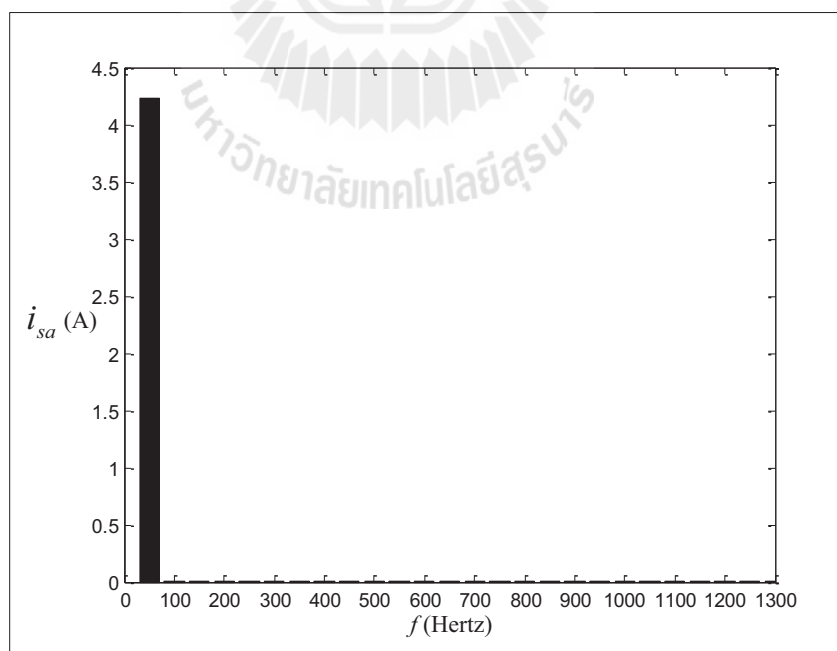
กระแสไฟฟ้าที่ไหลในเฟส a ประกอบด้วยปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ สเปกตรัมของกระแสชดเชยในเฟส a แสดงดังรูปที่ 4.37 จากรูปดังกล่าว จะเห็นว่ากระแสชดเชยในเฟส a ประกอบด้วยปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ สำหรับการกำจัดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (4-6) การกำจัดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a เหลือเพียงปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐานเท่านั้นแสดงในรูปของสเปกตรัมดังรูปที่ 4.35 นอกจากนี้ผล



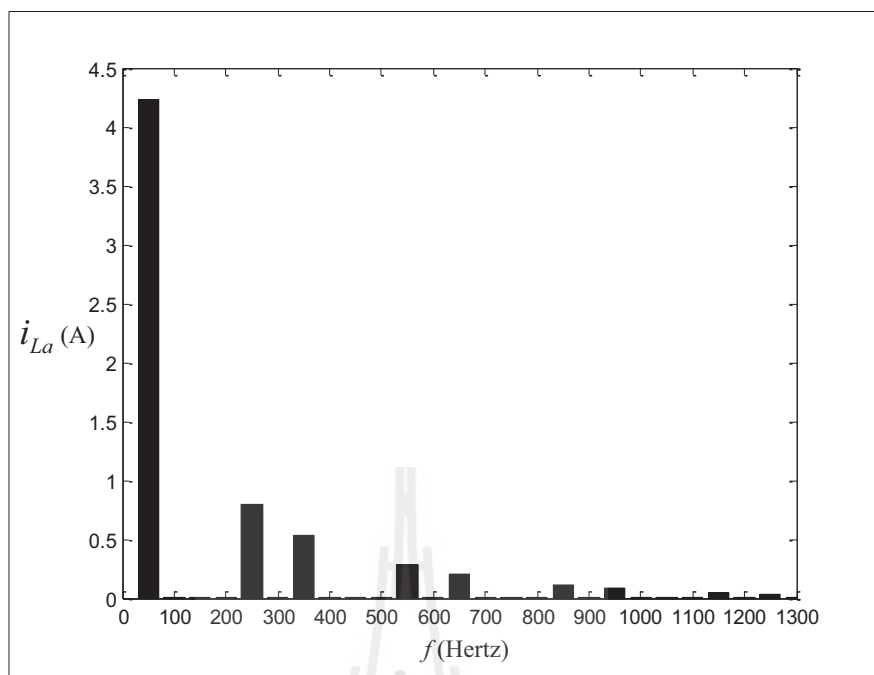
รูปที่ 4.33 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQF ในกรณี 1 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส



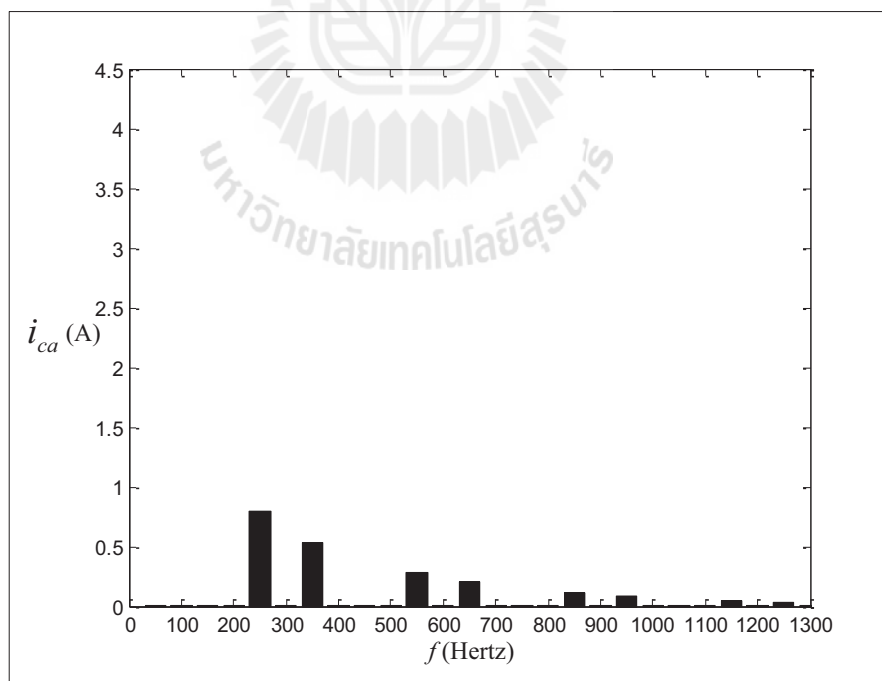
รูปที่ 4.34 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 1 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส



รูปที่ 4.35 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 1 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส

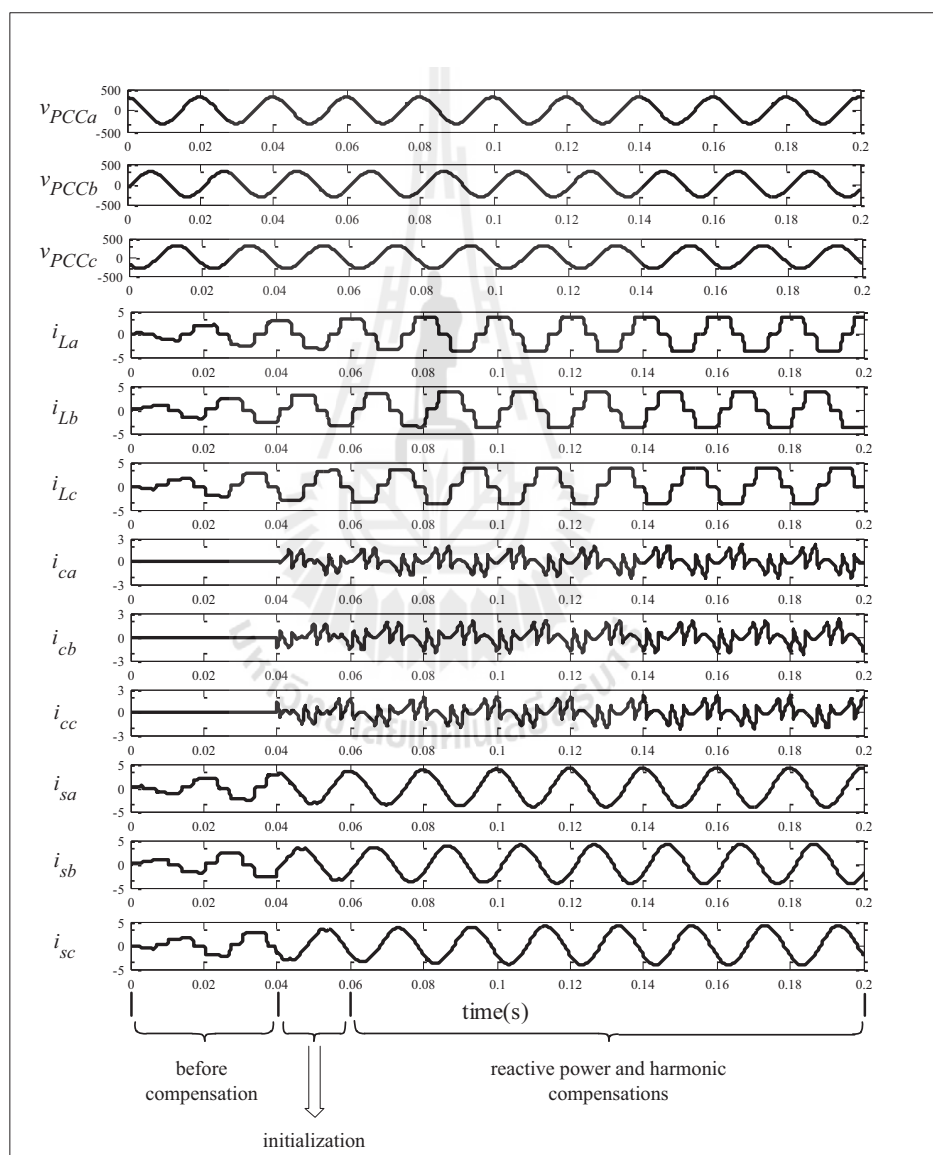


รูปที่ 4.36 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่โหลดในเฟส a เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส

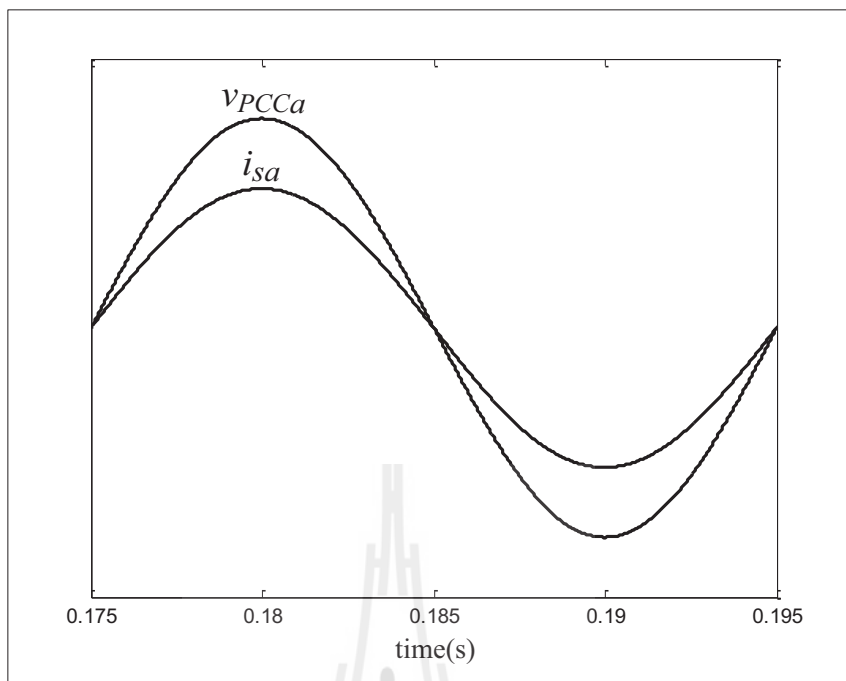


รูปที่ 4.37 สเปกตรัมกระแสชดเชยในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 1
เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส

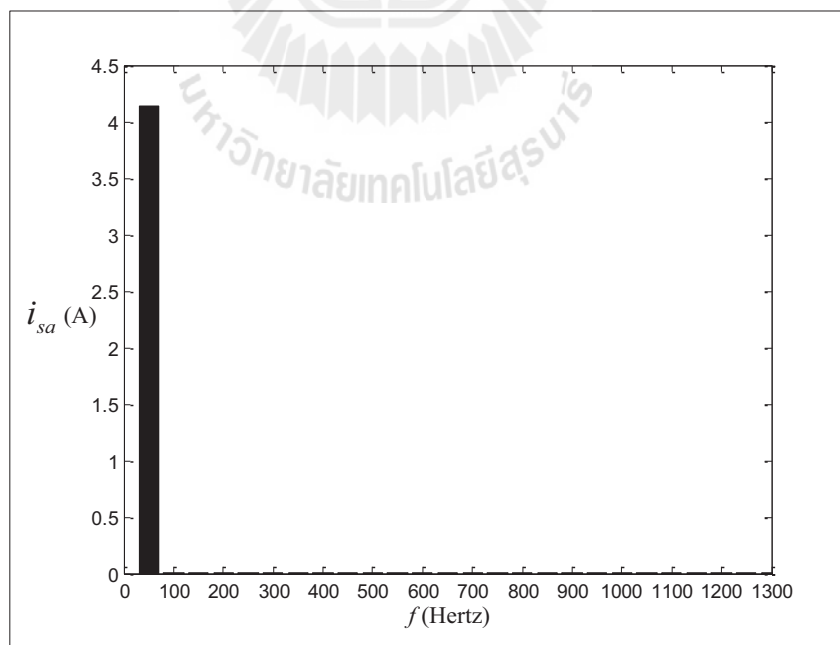
การจำลองสถานการณ์ที่ใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ในกรณี 2 แสดงได้ดังรูปที่ 4.38 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาทีรูปสัญญาณมีลักษณะเหมือนวิธี PQF กรณี 1 และหลังจากเวลา 0.06 วินาทีเป็นต้นไปมีการกำจัดฮาร์มอนิกจึงทำให้รูปสัญญาณมีลักษณะคล้ายวิธี PQF ในกรณี 1 แต่จะมีการปรับค่าตัวประกอบกำลังเพิ่มเติม การเปรียบเทียบระหว่างลักษณะสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 4.39 จากรูปดังกล่าว หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการ



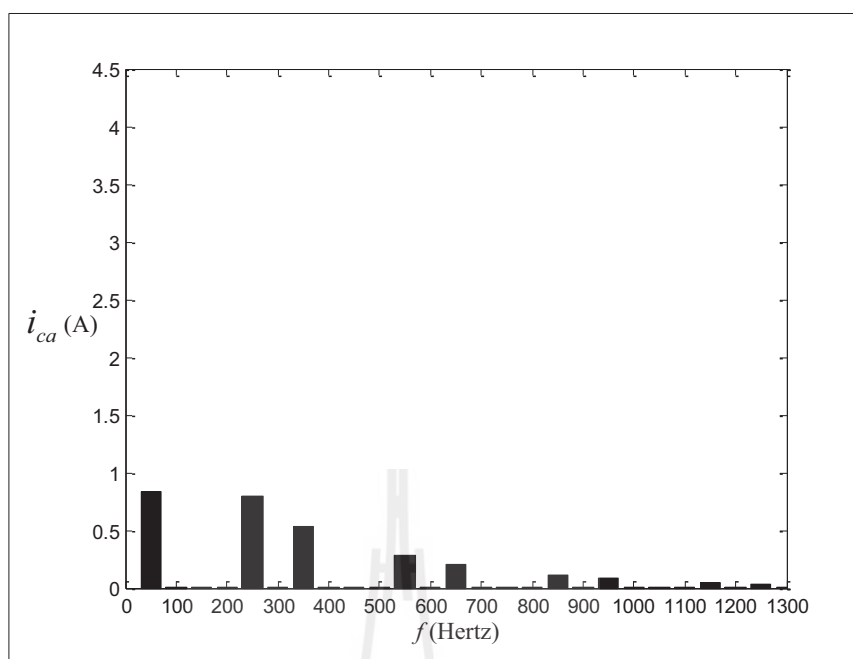
รูปที่ 4.38 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQF ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส



รูปที่ 4.39 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส



รูปที่ 4.40 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส



รูปที่ 4.41 สเปกตรัมกระแสชดเชยในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็น วงจรเรียงกระแส

การจัดฮาร์โมนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ไม่เกิดความผิดเพี้ยน จึงมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์โดยสมบูรณ์ ซึ่งกระแสดังกล่าวมีเฉพาะปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานโดยไม่ปรากฏปริมาณกระแสฮาร์โมนิกอันดับใด ๆ แสดงในรูปของสเปกตรัมดังรูปที่ 4.40 โดยมีค่า $\%THD_{i_{av}}$ เท่ากับ 0.04% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ดังนั้นสัญญาณทั้งสองจึงมีเฟสตรงกัน โดยมีค่า pf_{disf} เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 1 สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่โหลดในเฟส a แสดงดังรูปที่ 4.36 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่โหลดในเฟส a ประกอบด้วยปริมาณกระแสที่ความถี่ มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์โมนิกอันดับต่าง ๆ สเปกตรัมของกระแสชดเชยในเฟส a แสดงดังรูปที่ 4.41 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่ากระแสชดเชยในเฟส a ประกอบด้วยปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานสำหรับการชดเชยกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และปริมาณกระแสฮาร์โมนิกอันดับต่าง ๆ สำหรับการกำจัดปริมาณกระแสฮาร์โมนิกทั้งหมดในระบบ จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (4-6) การกำจัดปริมาณกระแสฮาร์โมนิกทั้งหมดในระบบทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเหลือเพียงปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานเท่านั้น และการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายที่มีความถี่มูลฐานมีค่า

แอมพลิจูดลดลงเมื่อเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่โหลดที่ความถี่มูลฐานแสดงในรูปของสเปกตรัม
 ดังรูปที่ 4.40

4.4 สรุป

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบกับวิธีฟูริเยร์ (PQF) ซึ่งพัฒนามาจากวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง (PQ) ร่วมกับการใช้วิธีวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน (SWFA) โดยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQ มีข้อจำกัดในการเลือกค่าความถี่ตัดของวงจรกรองผ่านสูงให้เหมาะสมกับระบบที่พิจารณา ซึ่งจะส่งผลต่อความแม่นยำในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก และความเร็วในการตอบสนอง ซึ่งปัญหาการเลือกใช้ค่าความถี่ตัดดังกล่าวจะถูกแก้ไขด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ที่มีการใช้วิธี SWFA แทนการใช้วงจรกรองผ่านสูง ซึ่งวิธี SWFA มีความแม่นยำในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก และมีความเร็วในการตอบสนองที่ดี โดยมีข้อจำกัดเพียงการเก็บข้อมูลสำหรับการคำนวณในคาบแรกเท่านั้น จากการทดสอบทั้ง 2 ระบบ ซึ่งมีโหลดแตกต่างกัน คือ ระบบแรกเป็นระบบที่มีกระแสโหลดแบบอุดมคติ ซึ่งสามารถกำหนดรูปแบบกระแสได้ตามต้องการ ทำให้ง่ายต่อการกำหนดเงื่อนไขต่าง ๆ โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะกำหนดให้มีค่าตัวประกอบกำลังต่ำและมีปริมาณฮาร์มอนิกสูง เพื่อทดสอบสมรรถนะในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ระบบที่สองเป็นระบบที่มีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำซึ่งเป็นโหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ก่อให้เกิดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกในระบบ และเป็นโหลดที่มีการใช้งานใกล้เคียงในทางปฏิบัติจริง ทั้งสองระบบดังกล่าวเมื่อเปรียบเทียบการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี PQF โดยแบ่งเป็น 2 กรณี คือ กรณี 1 กำหนดเฉพาะปริมาณฮาร์มอนิก และกรณี 2 กำหนดฮาร์มอนิกและชดเชยกำลังไฟรีแอทีฟเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง พบว่าทั้ง 2 กรณี การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF มีสมรรถนะในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกดีกว่าวิธี PQ ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยของวิธี PQF มีลักษณะใกล้เคียงรูปสัญญาณไซน์มากกว่าในวิธี PQ และค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยที่มีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF มีค่าต่ำกว่าวิธี PQ โดยค่า $\%THD_{i,av}$ ดังกล่าวอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงในกรณี 2 สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้มีค่าเป็น 1 ในบทความต่อไปหลังจากนี้จะใช้วิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ในการจำลองสถานการณ์ เนื่องจากเป็นวิธีที่มีสมรรถนะสูงในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก และยังช่วยปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยเช่นกัน

บทที่ 5

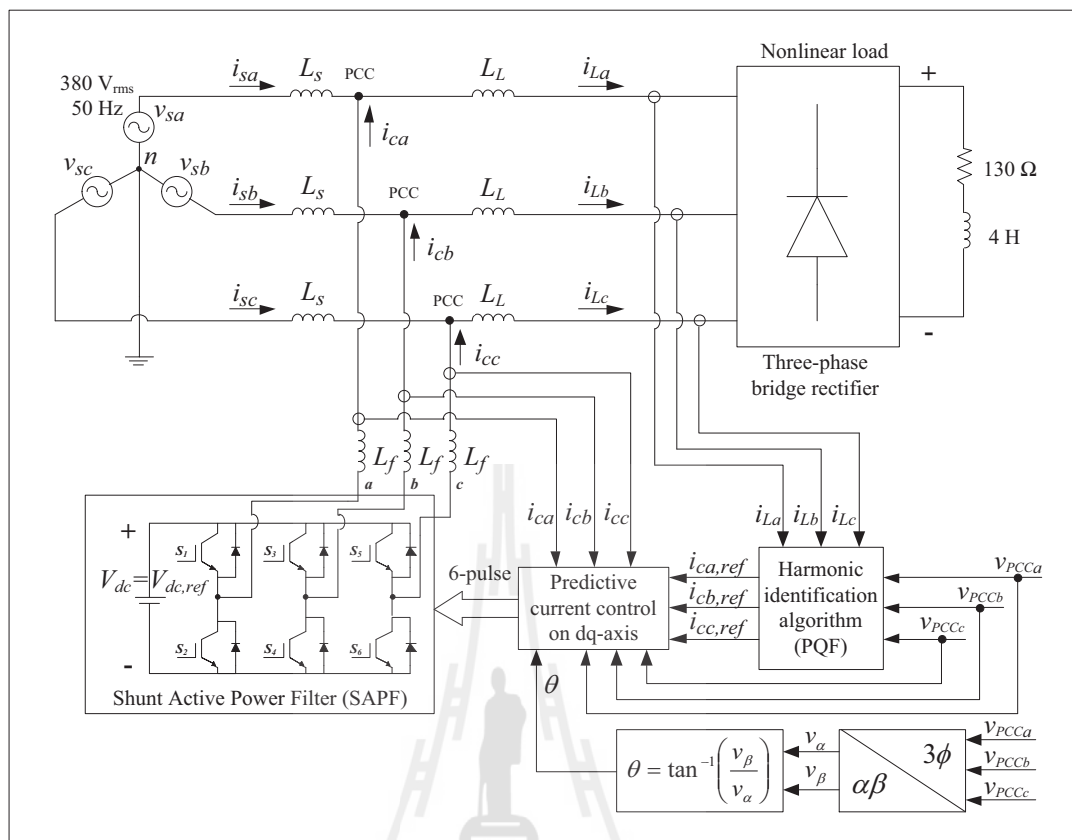
การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย สำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ

5.1 บทนำ

การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว (Mendalek, Farhat, Al-Haddad, and Dessaint, 2002) เป็นองค์ประกอบสำคัญที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยตัวควบคุมดังกล่าวทำหน้าที่ควบคุมให้การฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานมีลักษณะเป็นไปตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก ซึ่งตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมีข้อดี คือ ลดผลกระทบจากการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัล ซึ่งผลกระทบที่เกิดจากการประวิงเวลาดังกล่าวจะทำให้กระแสชดเชยมีความคลาดเคลื่อนไปจากกระแสอ้างอิงมากยิ่งขึ้น ส่วนการพิจารณาตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวเป็นการต่อยอดจากการพิจารณาบนแกน 3 เฟส ซึ่งจะทำให้สามารถลดสมการในการคำนวณสำหรับการควบคุมจาก 3 แกนให้เหลือเพียง 2 แกน ในบทนี้จึงได้นำเสนอโครงสร้างระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟ การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟ หลักการพื้นฐานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ขั้นตอนการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว และการออกแบบพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว รวมถึงผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล

5.2 โครงสร้างระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟ

โครงสร้างระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว และการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลที่มีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำแสดงดังรูปที่ 5.1 จากรูปดังกล่าว การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ซึ่งเป็นวิธีการใหม่ที่ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์ได้พัฒนาขึ้น



รูปที่ 5.1 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ตามที่ได้นำเสนอรายละเอียดไว้ในบทที่ 3 พิจารณาได้ดังบล็อก Harmonic identification algorithm (PQF) ซึ่งวิธีดังกล่าวเป็นวิธีที่มีสมรรถนะสูงในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก และมีการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้รแอกทีฟเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยทำหน้าที่คำนวณค่ากระแสอ้างอิงซึ่งบ่งบอกถึงปริมาณฮาร์มอนิก และปริมาณกำลังไฟฟ้รแอกทีฟให้กับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยเพื่อควบคุมการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว พิจารณาได้ดังบล็อก Predictive current control on dq-axis ซึ่งใช้งานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์ด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม (Pulse-Width Modulation : PWM) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์ให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟเพื่อควบคุมการทำงานของไอจีบีทีให้การฉีดกระแสชดเชยมีลักษณะเป็นไปตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ประกอบไปด้วยอุปกรณ์การสวิตช์ไอจีบีทีจำนวน 6 ตัว พิจารณาได้ดังบล็อก Shunt Active Power Filter (SAPF) ซึ่งทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบเพื่อกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง เมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน พบว่าไอจีบีทีแต่ละ

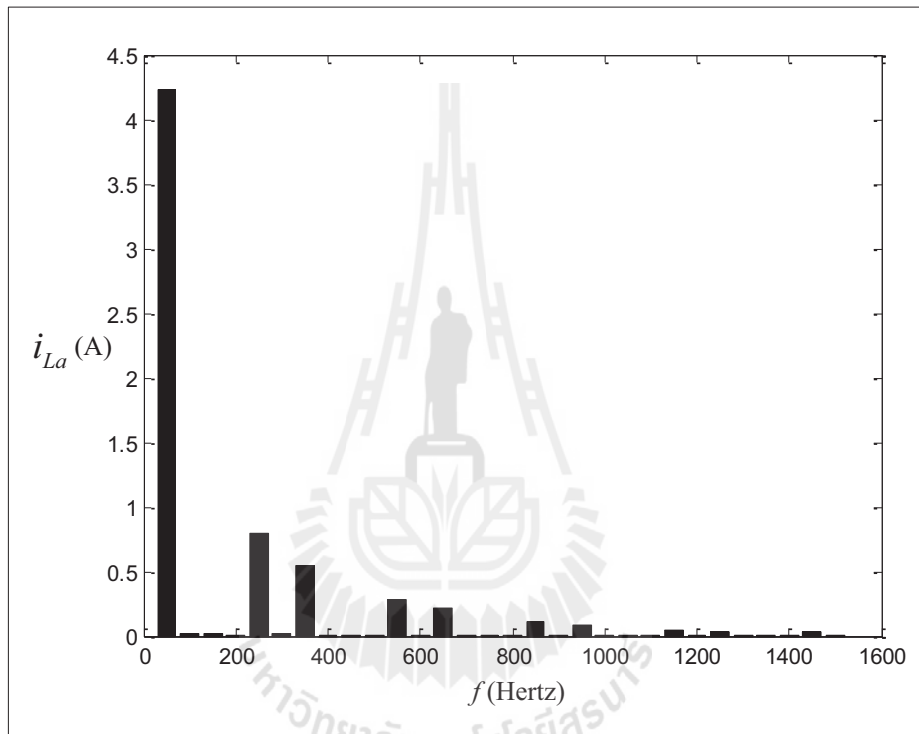
ตัวจะมีลักษณะการทำงานเป็นกึ่งโดยแต่ละกึ่งทำงานเป็นอิสระต่อกัน ถ้าไอจีบีที่ตัวบนนำกระแส ไอจีบีที่ตัวล่างจะหยุดนำกระแส ส่งผลให้กระแสชดเชยมีค่าเพิ่มขึ้น ในทางกลับกันหากไอจีบีที่ตัวบนหยุดนำกระแส ไอจีบีที่ตัวล่างจะนำกระแส ส่งผลให้กระแสชดเชยมีค่าลดลง ดังนั้นการทำงานของไอจีบีที่ควรจะสัมพันธ์กับกระแสอ้างอิงเพื่อให้การฉีดกระแสชดเชยมีลักษณะเป็นไปตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิง โดยพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ได้แก่ ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ($V_{dc,ref}$) และค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง (L_f) ซึ่งการออกแบบค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวจะนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.3

5.3 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ได้แก่ ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้การออกแบบ 2 วิธีด้วยกัน ได้แก่ วิธีของ Ingram และ Round กับวิธีของ Benchaita, Saadate และ Nia ทั้งนี้เพื่อให้การออกแบบค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา การออกแบบค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงด้วยวิธีการของ Benchaita, Saadate และ Nia ได้นำเสนอขึ้นในปี ค.ศ. 1999 (Benchaita, Saadate, and Nia, 1999) ซึ่งผลลัพธ์ของการออกแบบค่าดังกล่าวควรออกแบบให้มีค่ามากกว่า 1.5 เท่าของค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (V_m) หรือมากกว่า 467 โวลต์ โดยค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในระบบที่พิจารณามีค่าเท่ากับ 311 โวลต์ การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองจะดำเนินการตามวิธีการของ Ingram และ Round ที่ได้นำเสนอในปี ค.ศ. 1997 (Ingram, and Round, 1997) ซึ่งการออกแบบค่าดังกล่าวควรออกแบบให้มีค่าไม่เกินค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุด ($L_{f(max)}$) ซึ่งค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุดสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (5-1) จากสมการดังกล่าว จะปรากฏค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอ้างอิงสูงสุดเทียบกับเวลา ($\max(\frac{di_{c,ref}}{dt})$) ซึ่งค่าดังกล่าวคำนวณได้ดังสมการที่ (5-2) จากสมการดังกล่าว จะปรากฏค่าแอมพลิจูดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่มีขนาดกระแสสูงสุด (A) และค่าความถี่ของอันดับฮาร์มอนิกที่มีขนาดกระแสสูงสุด (f) โดยค่าดังกล่าวสามารถพิจารณาได้จากสเปกตรัมของกระแสโพลดิฟส a แสดงดังรูปที่ 5.2 ซึ่งบ่งบอกถึงค่าแอมพลิจูดของกระแสที่ความถี่มูลฐานและที่ฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ จากรูปดังกล่าว จะสังเกตได้ว่า กระแสฮาร์มอนิกอันดับที่มีขนาดกระแสสูงสุด คือ กระแสฮาร์มอนิกอันดับ 5 ที่มีค่าความถี่เท่ากับ 250 เฮิรตซ์ และค่าแอมพลิจูดเท่ากับ 0.8 แอมป์ ทำให้สามารถออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุดได้ดังสมการที่ (5-3) จากสมการดังกล่าวเงื่อนไขค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุดเท่ากับ 0.349 เฮนรี

$$L_{f(\max)} = \frac{V_{dc,ref} - V_m}{\max(\frac{di_{c,ref}}{dt})} \quad (5-1)$$

$$\max(\frac{di_{c,ref}}{dt}) = A(2\pi)f \quad (5-2)$$



รูปที่ 5.2 สเปกตรัมของกระแสโวลต์เฟส a

$$L_{f,\max} = \frac{V_{dc,ref} - V_m}{A(2\pi)f} = \frac{750 - (\sqrt{2} \times 220)}{0.8 \times 2\pi \times 250} = 0.349 \text{ H} \quad (5-3)$$

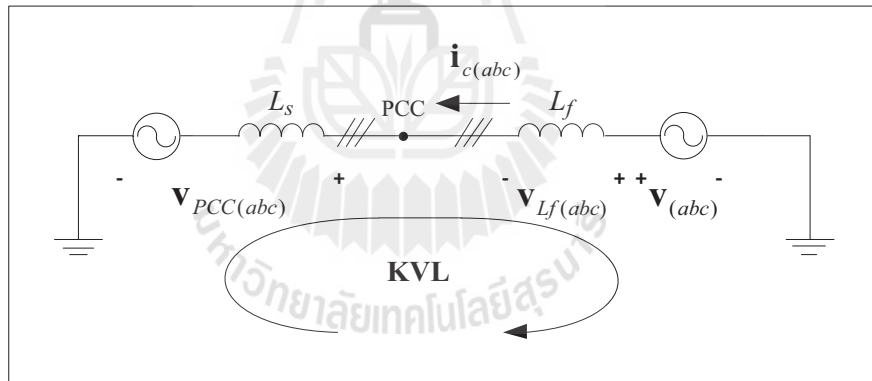
จากการนำเสนอข้างต้นค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ประกอบด้วยค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟต้องมีค่ามากกว่า 1.5 เท่าของค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า หรือมากกว่า 467 โวลต์ และค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองต้องมีค่าไม่เกิน 0.349 เฮนรี ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงอ้างถึงงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในอดีตของ ทศพร ฌรณกุลฤทธิ์ ที่ได้นำเสนอไว้ในปี พ.ศ. 2552 (ทศพร ฌรณกุลฤทธิ์,

2552) ที่ออกแบบค่าดังกล่าวด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตาบอดเชิงปรับตัว เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เหมาะสมกับระบบที่พิจารณา ซึ่งเป็นระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่มีองค์ประกอบใกล้เคียงกับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ โดยมีข้อแตกต่างกัน คือ ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกของงานวิจัยในอดีตดังกล่าวใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยวิธีสี่สแควร์สี่ส ส่วนระบบการกำจัดฮาร์มอนิกในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF และการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยใช้ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เหมาะสมจะส่งผลให้การกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟตามงานวิจัยในอดีตดังกล่าว คือ ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงเท่ากับ 750 โวลต์ และค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองเท่ากับ 0.039 เฮนรี

5.4 หลักการพื้นฐานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย

การควบคุมกระแสแบบทำนายเป็นเทคนิคการควบคุมที่สามารถลดความคลาดเคลื่อน เนื่องจากการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัล ซึ่งการควบคุมดังกล่าวจะส่งผลให้กระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟมีลักษณะใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF หลักการของการควบคุมกระแสแบบทำนายเริ่มแรกจะพิจารณาโครงสร้างการวิเคราะห์ระบบดังรูปที่ 5.3 เพื่อหาสมการที่ใช้ในการควบคุมกระแสชดเชยสามเฟส จากรูปที่ 5.3 สังเกตได้ว่าวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีค่าแรงดันตกคร่อม คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง ($\mathbf{v}_{(abc)}$) ของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะเชื่อมต่อผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองที่มีค่าแรงดันตกคร่อม $\mathbf{v}_{Lf(abc)}$ ไปยังแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ($\mathbf{v}_{PCC(abc)}$) เมื่อวิเคราะห์โดยใช้กฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์จะได้รับความสัมพันธ์ดังสมการที่ (5-4) ซึ่งเมื่อพิจารณาในรูปแบบความสัมพันธ์ของกระแสชดเชยจะได้ดังสมการที่ (5-5) จากสมการดังกล่าว สังเกตได้ว่าปรากฏเทอมอนุพันธ์อันดับหนึ่งของกระแสชดเชย การประมาณค่าเทอมอนุพันธ์ในสมการดังกล่าวจะใช้การประมาณค่าอนุพันธ์แบบไปข้างหน้า (forward difference approximation) พิจารณาได้ดังสมการที่ (5-6) จากสมการดังกล่าว เนื่องจากต้องการคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ทำให้กระแสชดเชยที่เวลา $t(k+1)$ ($\mathbf{i}_{c(abc)}(k+1)$) มีค่าเป็นไปตามกระแสอ้างอิงที่เวลา $t(k+1)$ ($\mathbf{i}_{c(abc),ref}(k+1)$) ดังนั้นจึงแทนค่า $\mathbf{i}_{c(abc)}(k+1)$ ด้วยค่า $\mathbf{i}_{c(abc),ref}(k+1)$ แต่เนื่องจากค่า $\mathbf{i}_{c(abc),ref}(k+1)$ เป็นค่าในอนาคต และยังไม่ทราบค่าด้วยเหตุนี้จึงมีการประมาณค่ากระแสอ้างอิงดังกล่าวโดยกระแสอ้างอิงที่จะประมาณนี้ คือ ค่า $\mathbf{i}_{cp(abc),ref}(k+1)$ แสดงดังสมการที่ (5-7) โดยการประมาณค่า $\mathbf{i}_{cp(abc),ref}(k+1)$ จะใช้สมการของ

ลากรานจ์ดั่งสมการที่ (5-8) ซึ่งค่า $\mathbf{i}_{c(abc),ref}(k+1)$ ที่ประมาณนี้จะต้องมีค่าใกล้เคียง หรือเท่ากับ ค่า $\mathbf{i}_{c(abc),ref}(k+1)$ ดังรูปที่ 5.4 จากสมการที่ (5-8) จะคิดตัวแปรค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ $(a_0, a_1, \dots, a_n)$ ซึ่งสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์จะมีค่าแตกต่างกันตามสมการของลากรานจ์แต่ละอันดับ สามารถคำนวณได้ดั่งสมการที่ (5-9) (Odavic, Biagini, Zanchetta, Sumner, and Degano, 2011) โดยที่ n คือ อันดับสมการของลากรานจ์ ผลการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ในสมการที่ (5-9) แสดงดังตารางที่ 5.1 จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (5-7) จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของวงจรอินเวอร์เตอร์ส่งผลโดยตรงต่อการนิโคกระแสชดเชยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง ทั้งนี้เพื่อควบคุมให้การนิโคกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ มีลักษณะเป็นไปตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ซึ่งเป็นไปตามหลักการของการควบคุมกระแสแบบทำนายดังรูปที่ 5.4 เมื่อคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของวงจรอินเวอร์เตอร์ในสมการที่ (5-7) แล้ว ค่าดังกล่าวจะนำไปเข้าสู่กระบวนการพีดีบีเบิลยูเอ็มเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ในการสั่งการไอจีบีทีของวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการ



รูปที่ 5.3 โครงสร้างการวิเคราะห์ระบบ

$$\mathbf{V}_{(abc)} = \mathbf{V}_{Lf(abc)} + \mathbf{V}_{PCC(abc)} \quad (5-4)$$

$$\mathbf{V}_{(abc)} = L_f \left(\frac{d\mathbf{i}_{c(abc)}}{dt} \right) + \mathbf{V}_{PCC(abc)} \quad (5-5)$$

$$\mathbf{V}_{(abc)}(k) = \frac{L_f}{T_s} [\mathbf{i}_{c(abc)}(k+1) - \mathbf{i}_{c(abc)}(k)] + \mathbf{V}_{PCC(abc)}(k) \quad (5-6)$$

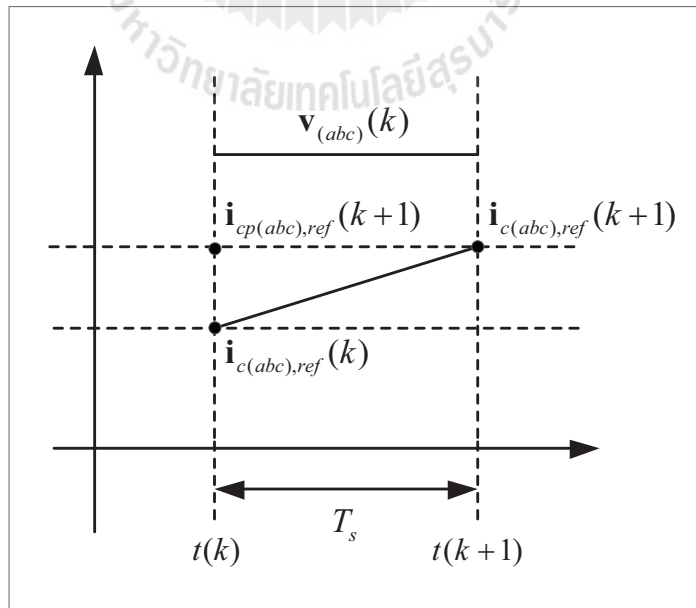
$$\mathbf{v}_{(abc)}(k) = \frac{L_f}{T_s} [\mathbf{i}_{cp(abc),ref}(k+1) - \mathbf{i}_{c(abc)}(k)] + \mathbf{v}_{PCC(abc)}(k) \quad (5-7)$$

$$\mathbf{i}_{cp(abc),ref}(k+1) = a_0 \mathbf{i}_{c(abc),ref}(k) + a_1 \mathbf{i}_{c(abc),ref}(k-1) + \dots + a_n \mathbf{i}_{c(abc),ref}(k-n) \quad (5-8)$$

$$\mathbf{i}_{cp(abc),ref}(k+1) = \sum_{l=0}^n (-1)^{n-l} \frac{(n+1)!}{l!(n+1-l)!} \cdot \mathbf{i}_{c(abc),ref}(k+l-n) \quad (5-9)$$

ตารางที่ 5.1 ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์สำหรับสมการของลากรานจ์อันดับต่าง ๆ

ค่าสัมประสิทธิ์ อันดับ	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6
$n = 1$	2	-1	0	0	0	0	0
$n = 2$	3	-3	1	0	0	0	0
$n = 3$	4	-6	4	-1	0	0	0
$n = 4$	5	-10	10	-5	1	0	0
$n = 5$	6	-15	20	-15	6	-1	0



รูปที่ 5.4 หลักการของการควบคุมกระแสแบบทำนาย

5.5 ขั้นตอนการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว

จากการควบคุมกระแสแบบทำนายสามเฟสในสมการที่ (5-5) เมื่อนำมาพิจารณาบนแกนดีคิวจะปรากฏเทอมผลคูณระหว่างค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองและค่าความถี่เชิงมุมสำหรับแปลงแกนดีคิว ($L_f \omega_{dq}$) เพิ่มขึ้นดังสมการที่ (5-10) (ที่มาของสมการดังกล่าวดูได้จากภาคผนวก ก.) สมการดังกล่าวสังเกตได้ว่าปรากฏเทอมอนุพันธ์อันดับหนึ่งของกระแสชดเชย ซึ่งการประมาณค่าเทอมอนุพันธ์นี้จะเป็นดังสมการที่ (5-11) และจากสมการที่ (5-8) เป็นสมการสำหรับประมาณค่ากระแสอ้างอิงในอนาคตสามเฟส เมื่อนำมาพิจารณาบนแกนดีคิว จะได้ดังสมการที่ (5-12) ซึ่งจะติดตัวแปรค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ โดยค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ดังกล่าวจะใช้ค่าเดียวกับกรณีพิจารณาบนระบบสามเฟสซึ่งแสดงดังตารางที่ 5.1 จากการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวในสมการที่ (5-11) เมื่อแยกพิจารณาแต่ละแกนบนแกนดีจะสามารถพิจารณาได้ดังสมการที่ (5-13) และบนแกนคิวจะสามารถพิจารณาได้ดังสมการที่ (5-14) จากสมการที่ (5-13) และ (5-14) เป็นสมการที่ใช้ในการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดี และคิว ซึ่งใช้งานร่วมกับสมการของลากรานจ์ที่ใช้คำนวณกระแสอ้างอิงในอนาคตบนแกนดีคิวตามสมการที่ (5-12) ซึ่งการออกแบบเพื่อเลือกอันดับของสมการลากรานจ์ในสมการดังกล่าวจะนำเสนอในหัวข้อที่ 5.6 รายละเอียดขั้นตอนการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวร่วมกับเทคนิคการสวิตช์เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์

$$\mathbf{v}_{(dq)} = L_f \frac{d\mathbf{i}_{c(dq)}}{dt} + L_f \omega_{dq} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{c(dq)} + \mathbf{v}_{PCC(dq)} \quad (5-10)$$

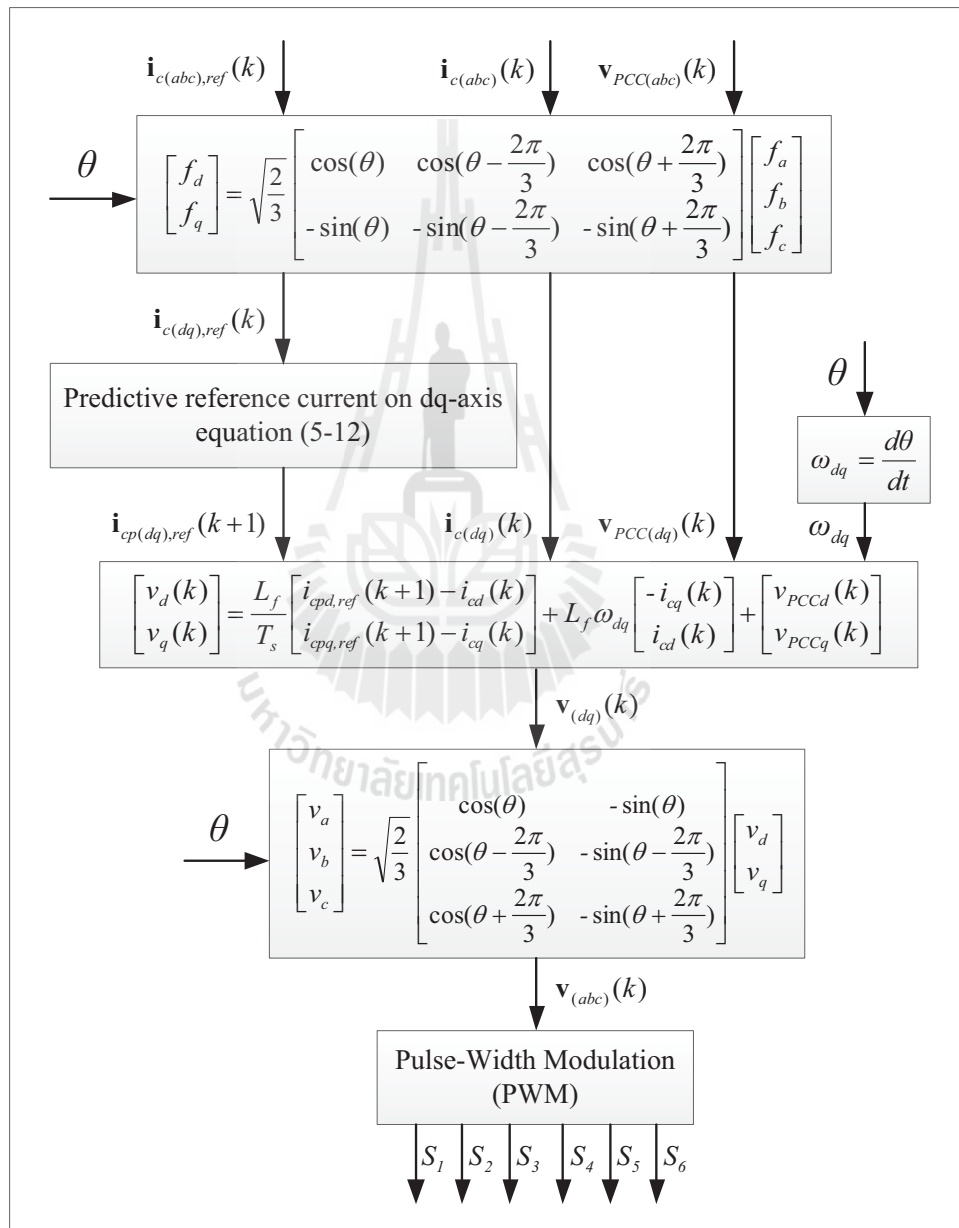
$$\mathbf{v}_{(dq)}(k) = \frac{L_f}{T_s} [\mathbf{i}_{cp(dq),ref}(k+1) - \mathbf{i}_{c(dq)}(k)] + L_f \omega_{dq} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{c(dq)}(k) + \mathbf{v}_{PCC(dq)}(k) \quad (5-11)$$

$$\mathbf{i}_{cp(dq),ref}(k+1) = a_0 \mathbf{i}_{c(dq),ref}(k) + a_1 \mathbf{i}_{c(dq),ref}(k-1) + \dots + a_n \mathbf{i}_{c(dq),ref}(k-n) \quad (5-12)$$

$$v_d(k) = \frac{L_f}{T_s} [i_{cpdref}(k+1) - i_{cd}(k)] - L_f \omega_{dq} \cdot i_{cq}(k) + v_{PCCd}(k) \quad (5-13)$$

$$v_q(k) = \frac{L_f}{T_s} [i_{cpqref}(k+1) - i_{cq}(k)] + L_f \omega_{dq} \cdot i_{cd}(k) + v_{PCCq}(k) \quad (5-14)$$

ด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็มให้กับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 5.5 การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวตามที่ได้นำเสนอ ถูกนำมาใช้งานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์ด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็มเพื่อทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของ สวิตช์ไอจีบีที เนื่องจากข้อดีของเทคนิคการสวิตช์ด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็มที่ให้ความถี่การสวิตช์คงที่ เท่ากับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม เหมาะสำหรันำมาใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ออกจาก



รูปที่ 5.5 แผนภาพการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวร่วมกับเทคนิคการสวิตช์ ด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม

วงจรอินเวอร์เตอร์ อีกทั้งมีโครงสร้างการควบคุมที่ไม่ซับซ้อนและให้ผลการควบคุมที่ดี (Kazmierkowski, and Malesani, 1998) ลักษณะการทำงานของการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวร่วมกับเทคนิคการสวิตช์ด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็มเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ให้กับไอจีบีที คือ การเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์กับสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยม (v_c) ที่มีค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม (f_c) และค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยม (A_c) คงที่ค่าหนึ่งในแต่ละเฟส เพื่อสร้างเป็นสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการสวิตช์ไอจีบีทีทั้ง 6 ตัว ยกตัวอย่างการทำงานโดยการเปรียบเทียบสัญญาณในเฟส a เมื่อแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์เฟส a ($v_a(k)$) มากกว่าสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยมจะทำให้ไอจีบีทีตัวบนนำกระแส และตัวล่างหยุดนำกระแส ส่งผลให้กระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบมีค่าเพิ่มขึ้น ในทางกลับกันหากผลการเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์เฟส a น้อยกว่าสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยมจะทำให้ไอจีบีทีตัวบนหยุดนำกระแส และตัวล่างนำกระแส ส่งผลให้กระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบมีค่าลดลง การเปรียบเทียบสัญญาณในลักษณะดังกล่าวตลอดย่านการทำงานจะทำให้กระแสชดเชยเฟส a (i_{ca}) มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณกระแสอ้างอิงเฟส a ($i_{ca,ref}$) โดยพารามิเตอร์ของวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม ประกอบไปด้วยค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม และค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยม โดยการออกแบบค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวให้มีความเหมาะสม จะส่งผลต่อประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรองกำลังแอกทีฟ และจะนำเสนอรายละเอียดการออกแบบในหัวข้อที่ 5.6

5.6 การออกแบบพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสแบบทำนาย

บนแกนดีคิว

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว ได้แก่ การเลือกอันดับของสมการลากรานจ์ ค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม และค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมในกระบวนการพีดับเบิลยูเอ็ม เพื่อให้ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา ซึ่งส่งผลต่อประสิทธิภาพการควบคุมกระแสชดเชย และสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรองกำลังแอกทีฟ การใช้สมการของลากรานจ์ควรเลือกอันดับของสมการให้มีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา โดยการทดสอบสมการของลากรานจ์อันดับต่าง ๆ จะแสดงค่าความคลาดเคลื่อน (*Error*) ระหว่างกระแสอ้างอิงที่ได้จากการประมาณด้วยสมการของลากรานจ์กับกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ทั้งบนแกนดี และแกนควคำนวณได้ดังสมการที่ (5-15) โดยที่ N คือ จำนวนข้อมูลในหนึ่งคาบ และใช้ตัวชี้วัดการทดสอบเป็นค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย ($\%THD_{i,av}$) หลังการชดเชยดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบค่า $\%THD_{i,av}$ จากการใช้สมการของลากรานจ์แต่ละอันดับ

อันดับสมการของ ลากรานจ์ (n)	$\%THD_{i,av}$		$Error$	
	ก่อนการชดเชย	หลังการชดเชย	d-axis	q-axis
1	24.91	1.40	1.6×10^{-3}	5.9×10^{-3}
2		1.45	3.2×10^{-3}	15.2×10^{-3}
3		1.97	7.9×10^{-3}	55.7×10^{-3}
4		1.49	13.2×10^{-3}	57.7×10^{-3}
5		3.23	30.0×10^{-3}	98.9×10^{-3}

$$Error = \left\{ \sum_{k=1}^N |i_{cp,ref}(k) - i_{c,ref}(k)| \right\} / N \quad (5-15)$$

จากตารางดังกล่าว การใช้สมการของลากรานจ์อันดับที่ 1 ทำให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยมีค่าต่ำที่สุดซึ่งบ่งบอกถึงผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีที่สุด ซึ่งสอดคล้องกับค่า $Error$ ทั้งบนแกนดี และ แกนควมีค่าต่ำที่สุดเช่นกันซึ่งบ่งบอกถึงผลการประมาณกระแสอ้างอิงด้วยสมการของลากรานจ์อันดับที่ 1 ทั้งบนแกนดี และแกนควมีค่าใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF มากที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้สมการของลากรานจ์อันดับที่ 1 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์คือ a_0 เท่ากับ 2 และ a_1 เท่ากับ -1 พิจารณาได้ดังสมการที่ (5-16)

$$\mathbf{i}_{cp(dq),ref}(k+1) = 2\mathbf{i}_{c(dq),ref}(k) - \mathbf{i}_{c(dq),ref}(k-1) \quad (5-16)$$

การออกแบบค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมในกระบวนการพีดับเบิลยูเอ็มด้วยวิธีการของ Thomas ได้นำเสนอขึ้นในปี ค.ศ. 1998 (Thomas, 1998) ซึ่งพิจารณาจากอันดับฮาร์มอนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัด โดยค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมต้องมีค่ามากกว่าค่าความถี่ฮาร์มอนิกอันดับสูงสุด ($f_{h,max}$) ที่พิจารณาเป็นสองเท่า ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาอันดับฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญ 50 อันดับ หรือที่ค่าความถี่ฮาร์มอนิกอันดับสูงสุดเท่ากับ 2500 เฮิร์ตซ์ การคำนวณพิจารณาได้ดังสมการที่ (5-17) จากสมการดังกล่าว จึงเลือกใช้ค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมเท่ากับ 5000 เฮิร์ตซ์ กระบวนการพีดับเบิลยูเอ็มในขั้นตอนการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์กับสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยมหากเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์

$$f_c = 2 \times f_{h,\max} = 2 \times 2500 = 5000 \text{ Hz} \quad (5-17)$$

มีค่าสูงเกินไปอาจไม่สามารถนำค่าดังกล่าวไปใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ ได้แก่ การใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ออปแอมป์ (Operation Amplifier : Op-Amp) ในการสร้างวงจรเปรียบเทียบแรงดันสำหรับเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์กับสัญญาณพาห์รูปสามเหลี่ยม ซึ่งเป็นที่รู้กันว่าเป็นวงจรที่ง่ายในการสร้างจริงในทางปฏิบัติ มีโครงสร้างไม่ซับซ้อนและราคาถูก แต่มีข้อจำกัดในด้านการทนต่อแรงดัน ดังนั้นก่อนเข้ากระบวนการฟีดแบ็คเบิยูเอ็มจึงทำการเปลี่ยนแปลงสัดส่วนค่าแอมพลิจูดแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าลดลง โดยการหารด้วยค่าคงที่การปรับลด (K) หากค่าคงที่ดังกล่าวมีค่าน้อยเกินไปอาจทำให้ค่าแอมพลิจูดแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์มีค่าสูงจนไม่สามารถนำไปใช้ในทางปฏิบัติจริงได้ ในทางตรงกันข้ามหากค่าดังกล่าวมีค่ามากเกินไปอาจทำให้ค่าแอมพลิจูดแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำจนไม่มีนัยสำคัญ ส่งผลให้ตัวควบคุมไม่สามารถควบคุมการฉีดกระแสชดเชยได้ การทดสอบค่าคงที่การปรับลดให้มีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา โดยใช้วิธีการสุ่มค่าคงที่การปรับลดเพื่อทดสอบหาค่าที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งพิจารณาจากค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยแสดงดังตารางที่ 5.3 จากตารางดังกล่าว จะเห็นได้ว่าค่าคงที่การปรับลดเท่ากับ 1000 ส่งผลทำให้ค่า

ตารางที่ 5.3 เปรียบเทียบค่า $\%THD_{i,av}$ จากการสุ่มค่าคงที่การปรับลด

K	$\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย	K	$\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย
1000	1.40	6000	3.35
2000	1.62	7000	3.60
3000	2.33	8000	3.92
4000	2.94	9000	4.46
5000	3.07	10000	4.69

$\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยมีค่าต่ำที่สุด ซึ่งบ่งบอกถึงผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่าคงที่การปรับลดเท่ากับ 1000 การออกแบบค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมให้มีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา โดยใช้วิธีการสุ่มค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อทดสอบหาค่าที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งพิจารณาจากค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย แสดงดังตารางที่ 5.4 จากตารางดังกล่าว จะเห็นได้ว่าค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมเท่ากับ 0.3 โวลต์ ส่งผลทำให้

ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยมีค่าต่ำที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมเท่ากับ 0.3 โวลต์

ตารางที่ 5.4 เปรียบเทียบค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย จากการสุ่มค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยม

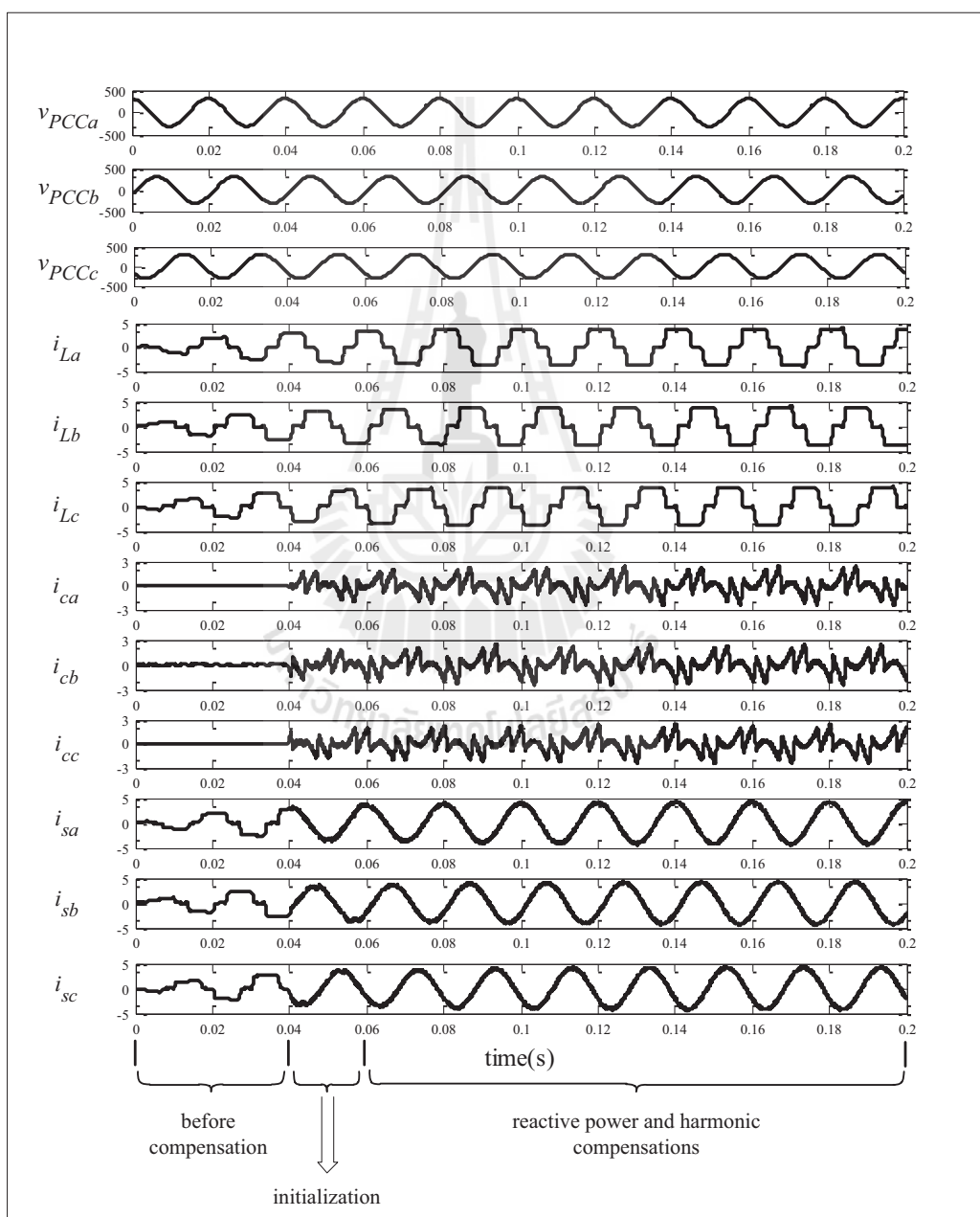
A_c (V)	$\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย	A_c (V)	$\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย
0.1	1.46	0.45	1.56
0.15	1.50	0.5	1.55
0.2	1.51	0.55	1.59
0.25	1.45	0.6	1.62
0.3	1.40	0.65	1.71
0.35	1.46	0.7	1.92
0.4	1.49	0.75	2.09

5.7 ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังในระบบที่มีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้วงจรรองกำลังแอททีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว และการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF มีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบแสดงดังรูปที่ 5.1 จากรูปดังกล่าว ค่าตัวเหนี่ยวนำด้านแหล่งจ่าย (L_s) เท่ากับ 10 ไมโครเฮนรี ค่าตัวเหนี่ยวนำด้านโหลด (L_L) เท่ากับ 10 มิลลิเฮนรี และใช้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตามที่ได้ออกแบบไว้ ได้แก่ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรรองเท่ากับ 39 มิลลิเฮนรี เพื่อลดผลกระทบจากการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ดังนั้นการจำลองสถานการณ์ในบทนี้จึงยังไม่มีตัวควบคุมแรงดันบัสไฟตรง จึงใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแทนการใช้ตัวเก็บประจุทำให้แรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) มีค่าเท่ากับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ซึ่งตามที่ได้ออกแบบไว้เท่ากับ 750 โวลต์ ค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมเท่ากับ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ และค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมเท่ากับ 0.3 โวลต์ ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกเฉลี่ย และค่าตัวประกอบกำลังก่อนการชดเชยและหลังการชดเชยด้วยวงจรรองกำลังแอททีฟแสดงดังตารางที่ 5.5 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสแสดงดังรูปที่ 5.6 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาทีเป็นช่วงเวลาที่ไม่มีกรำจัด

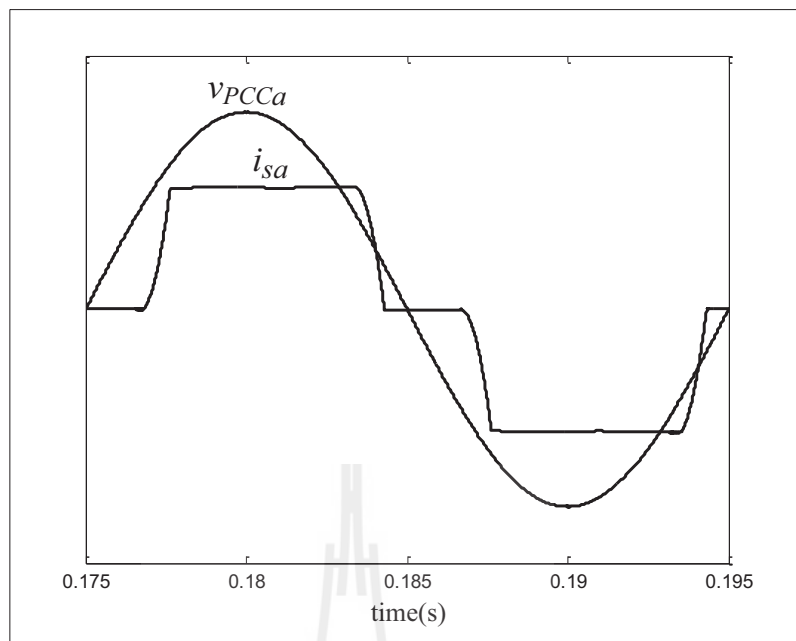
ตารางที่ 5.5 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ก่อนการชดเชย				หลังการชดเชย			
$\%THD_{i,av}$	pf_{disp}	pf_{dist}	pf	$\%THD_{i,av}$	pf_{disp}	pf_{dist}	pf
24.91	0.98	0.97	0.95	1.40	1	1	1

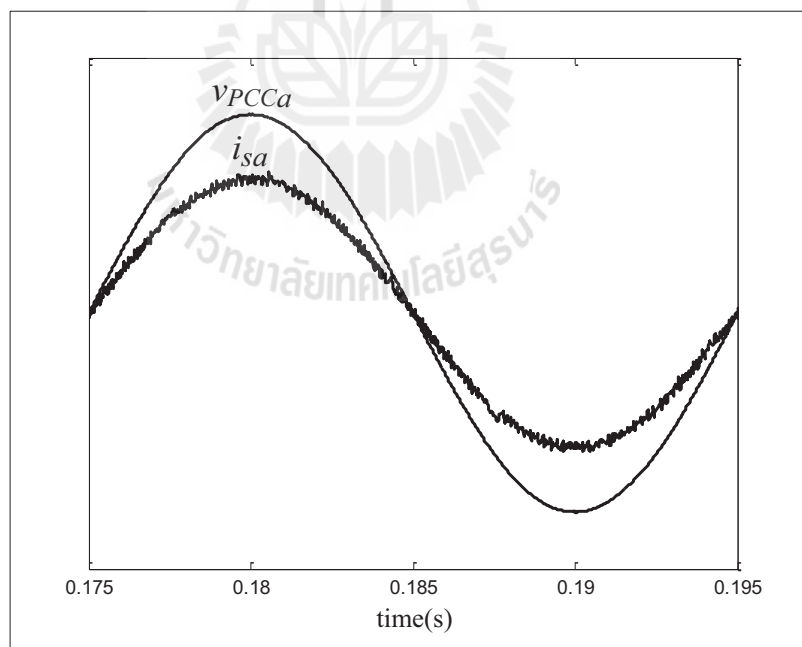


รูปที่ 5.6 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส

ฮาร์มอนิก รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) ก่อนการชดเชย จึงมีลักษณะเหมือนกระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) และช่วงเวลา 0.04 ถึง 0.06 วินาทีเป็นช่วงเวลาเริ่มต้นในการเก็บข้อมูลเพื่อนำไปคำนวณด้วยวิธี SWFA ซึ่งจะคำนวณเสร็จสิ้นเมื่อเริ่มคาบถัดไป ทำให้หลังจากเวลา 0.06 วินาทีเป็นต้นไปมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชย การเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 5.7 (ก) จากรูปดังกล่าว ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งไม่มีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 24.91% และค่าตัวประกอบกำลังความเพี้ยน (pf_{dist}) เท่ากับ 0.97 อีกทั้งยังเกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a โดยมีค่าตัวประกอบกำลังการกระจัด (pf_{disp}) เท่ากับ 0.98 ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลัง (pf) เท่ากับ 0.95 การเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 5.7 (ข) จากรูปดังกล่าว หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยแต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนเล็กน้อย โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 1.40% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a ดังนั้นสัญญาณทั้งสองจึงมีเฟสตรงกัน โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 1 รูปสัญญาณเปรียบเทียบระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบในเฟส a แกนดี และแกนคี่แสดงดังรูปที่ 5.8 จากรูปดังกล่าว จะสังเกตได้ว่า วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนคี่คิว ทำให้รูปสัญญาณกระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบมีลักษณะเป็นไปตามกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ทั้งเฟส a แกนดี และแกนคี่ ซึ่งบ่งบอกถึงสมรรถนะที่ดีของการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนคี่คิว

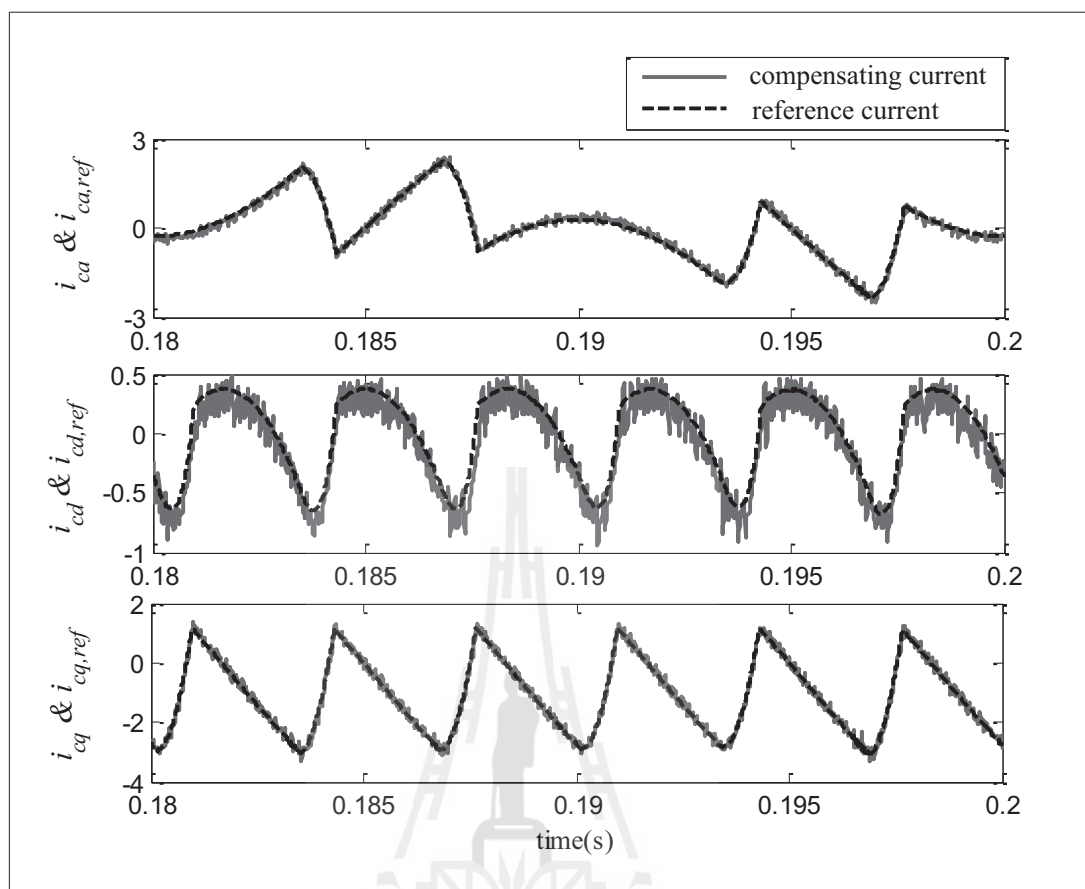


(ก) ก่อนการขาดเซย์



(ข) หลังการขาดเซย์

รูปที่ 5.7 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a



รูปที่ 5.8 รูปสัญญาณระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสชดเชยในเฟส a แกนดี และแกนคิว

5.8 สรุป

เนื้อหาในบทนี้นำเสนอการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว และการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF โดยเนื้อหาในหัวข้อที่ 5.3 ได้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งให้ผลการออกแบบค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงเท่ากับ 750 โวลต์ และค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองเท่ากับ 39 มิลลิเฮนรี เนื้อหาในหัวข้อที่ 5.4 ได้นำเสนอหลักการพื้นฐานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายซึ่งมีจุดเด่นในการลดความคลาดเคลื่อนจากการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิตอล ซึ่งส่งผลให้กระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟมีลักษณะใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF เนื้อหาในหัวข้อที่ 5.5 ได้นำเสนอขั้นตอนการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวร่วมกับเทคนิคการสวิตช์เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม และเนื้อหาในหัวข้อที่ 5.6 ได้นำเสนอการออกแบบพารามิเตอร์

ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนคิกว ซึ่งจากการออกแบบได้เลือกใช้สมการของลากรางจ์อันดับหนึ่ง ค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมเท่ากับ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ และค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมเท่ากับ 0.3 โวลต์ ซึ่งภายหลังการฉีดกระแสชดเชยด้วยวงจรรองกำลังแอกทีฟเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง พบว่าฮาร์มอนิกมีค่าลดลงอย่างมาก โดยค่า $\%THD_{i,av}$ ลดลงจาก 24.91% เหลือเพียง 1.40% และอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยมีค่าเป็น 1 ด้วยเช่นกัน จึงสามารถยืนยันได้ว่าการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบการกำจัดฮาร์มอนิกและการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนคิกวทำให้วงจรรองกำลังแอกทีฟมีประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี จากวัตถุประสงค์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ที่ต้องการมุ่งเน้นพัฒนาระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณาให้มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดียิ่งขึ้น ดังนั้นในบทถัดไปจึงนำเสนอการออกแบบระบบการกำจัดฮาร์มอนิก โดยใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว เพื่อออกแบบระบบการกำจัดฮาร์มอนิกให้ดีขึ้นกว่าเดิม



บทที่ 6

การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และตัวควบคุม ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

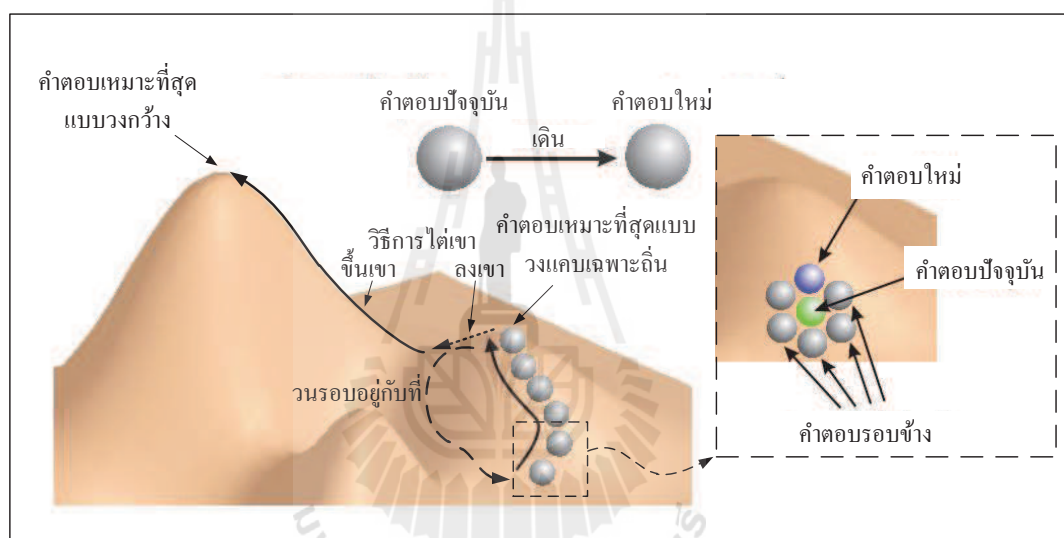
6.1 บทนำ

การออกแบบในบทนี้ ประกอบด้วย การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิฟ และการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้เทคนิคทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search : ATS) ซึ่งนำเสนอโดย กองพัน อารีรักษ์ และ สราวุฒิ สุจิตจร ในปี พ.ศ. 2545 (กองพัน อารีรักษ์ และ สราวุฒิ สุจิตจร, 2545) การพิจารณาเปรียบเทียบการออกแบบจะแบ่งออกเป็น 3 กรณี คือ กรณีที่ 1 ใช้สมการของลากรานจ์อันดับที่หนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ (a_0, a_1) คือ ค่า a_0 เท่ากับ 2 และค่า a_1 เท่ากับ -1 ซึ่งรายละเอียดได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 กรณีที่ 2 คือ การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิฟ โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ที่มีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดการรบกวนที่พิจารณา ซึ่งจะส่งผลต่อสมรรถนะของการควบคุมกระแสชดเชย และกรณีที่ 3 คือ การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิฟพร้อมกับออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่พร้อม ๆ กับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง (L_f) และค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ($V_{dc,ref}$) เพื่อให้ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดการรบกวนที่พิจารณา ซึ่งจะส่งผลต่อประสิทธิภาพการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ในบทนี้ยังนำเสนอการทบทวนขั้นตอนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว รายละเอียดระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เพื่อค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS โดยเฉพาะการรับส่งข้อมูลระหว่างโปรแกรม Simulink และโปรแกรม M-File นอกจากนี้มีการเพิ่มเงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ ซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวจะช่วยให้อะสิทธิภาพการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS ดีขึ้น

6.2 ทบทวนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (อาทิตย์ ศรีแก้ว, 2552)

วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ซึ่งเรียกว่า วิธี ATS เป็นวิธีที่พัฒนามาจากวิธีการค้นหาแบบตามู (Tabu Search : TS) (Glover, 1989) ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อปรับปรุงสมรรถนะการค้นหาคำตอบให้ดียิ่งขึ้น ด้วยการเพิ่มกลไกการค้นหา คือ กลไกการเดินย้อนรอย (back tracking) และ

กลไกการปรับรัศมีการค้นหา (adaptive search radius) โดยแนวคิดพื้นฐานของวิธีการค้นหาแบบตามู ซึ่งเรียกว่าวิธี TS มีแนวคิดมาจากการค้นหาคำตอบโดยมีการเพิ่มเงื่อนไขเพื่อช่วยในการตัดสินใจเลือกคำตอบใหม่ในเส้นทางที่คาดว่าจะนำไปสู่คำตอบที่เหมาะสมที่สุด ได้แก่ เงื่อนไขการเดินไปยังคำตอบใหม่ที่ค่าการประเมินไม่ดีกว่าคำตอบปัจจุบัน และเงื่อนไขหลีกเลี่ยงเส้นทางการค้นหาคำตอบที่ทำให้เกิดการวนรอบอยู่กับที่ (cycle avoidance) ทั้งนี้เพื่อให้วิธี TS สามารถค้นหาคำตอบที่หลุดพ้นจากคำตอบเหมาะสมที่สุดแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local optimum avoidance) ไปยังเส้นทางการค้นหาคำตอบเหมาะสมที่สุดแบบวงกว้าง (global optimum) ซึ่งเป็นคำตอบที่ดีที่สุด องค์ประกอบพื้นฐานของการค้นหาด้วยวิธี TS สามารถพิจารณาได้ดังรูปที่ 6.1 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่าพื้นผิว

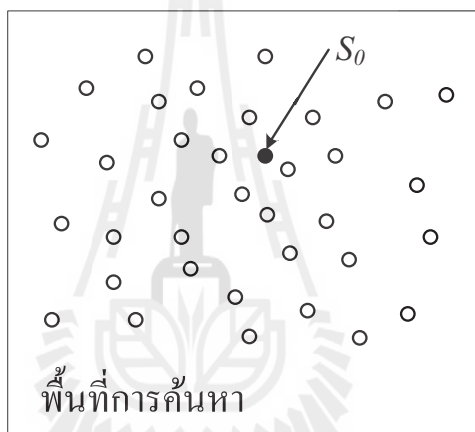


รูปที่ 6.1 แนวคิดพื้นฐานของวิธีการค้นหาแบบตามู

ที่กำหนดมีจุดมุ่งหมาย คือ การหาค่าสูงสุดของพื้นผิว โดยเริ่มต้นการค้นหาจากจุดคำตอบปัจจุบันใด ๆ และใช้หลักการเดิน (move operator) เพื่อทำการเลือกคำตอบใหม่ที่ดีกว่าคำตอบปัจจุบัน โดยอาศัยการประเมินค่าจากคำตอบรอบข้าง (neighborhood search) ภายในรัศมีเริ่มต้นที่กำหนด แล้วเลือกคำตอบที่ดีที่สุดภายในรัศมีดังกล่าวขึ้นมาเป็นคำตอบใหม่ต่อไป ทำการคัดเลือกคำตอบเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะสิ้นสุดกระบวนการค้นหา โดยเงื่อนไขการเดินไปยังคำตอบใหม่ที่ค่าการประเมินไม่ดีกว่าคำตอบปัจจุบันเมื่อพิจารณาในลักษณะวิธีการไต่เขาจะเปรียบเสมือนเครื่องมือที่ช่วยในการลงเขาเพื่อให้สามารถค้นหาคำตอบที่หลุดพ้นจากคำตอบเหมาะสมที่สุดแบบวงแคบเฉพาะถิ่นไปยังเส้นทางการค้นหาคำตอบเหมาะสมที่สุดแบบวงกว้างได้ และเงื่อนไขหลีกเลี่ยงเส้นทางการค้นหาคำตอบที่ทำให้เกิดการวนรอบอยู่กับที่เพื่อแก้ไขปัญหาการค้นหาคำตอบซ้ำซ้อนซึ่งทำให้

ไม่พบคำตอบใหม่อีกทั้งไม่ก่อให้เกิดประโยชน์ และอาจทำให้ไม่สามารถหลุดพ้นจากคำตอบที่เหมาะสมที่สุดแบบวงแคบเฉพาะถิ่นได้

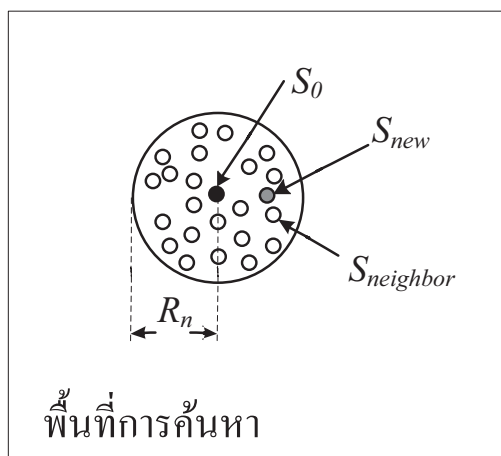
รายละเอียดการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS สามารถอธิบายเป็นขั้นตอนได้ดังต่อไปนี้
 ขั้นตอนที่ 1 ทำการกำหนดจำนวนรอบการค้นหาสูงสุด ($count_{max}$) กำหนดขอบเขตพื้นที่การค้นหาคำตอบ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง ค่ารัศมีเริ่มต้น (R_I) ตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมี (Decreasing Factor : DF) และทำการสุ่มคำตอบภายในพื้นที่ที่ค้นหาตามจำนวนคำตอบเริ่มต้นที่กำหนด จากนั้นประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (objective function : W) เพื่อเลือกคำตอบที่ดีที่สุดภายในพื้นที่ดังกล่าว และกำหนดให้เป็นคำตอบเริ่มต้น (S_0) แสดงดังรูปที่ 6.2 และทำการกำหนดคำตอบสุดท้ายที่ดีที่สุด (S_{best}) ให้เท่ากับคำตอบเริ่มต้น



รูปที่ 6.2 การกำหนดคำตอบเริ่มต้น

ขั้นตอนที่ 2 ทำการสุ่มเลือกคำตอบรอบข้าง ($S_{neighbor}$) ตามจำนวนคำตอบรอบข้างที่กำหนดไว้ ภายในรัศมีการค้นหา (R_n) ที่มีจุดศูนย์กลาง คือ คำตอบเริ่มต้น โดยในรอบแรกของการค้นหาจะใช้ค่ารัศมีการค้นหาเท่ากับค่ารัศมีเริ่มต้น (R_I) ตามที่ได้กำหนดไว้และในรอบถัดไปจะมีการปรับค่ารัศมีการค้นหาตามสมการที่ (6-1) จากนั้นนำคำตอบรอบข้างมาประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ เพื่อเลือกคำตอบที่ดีที่สุด และกำหนดให้เป็นคำตอบใหม่ (S_{new}) สำหรับรอบการค้นหาลงปัจจุบันแสดงดังรูปที่ 6.3

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



รูปที่ 6.3 กำหนดคำตอบใหม่

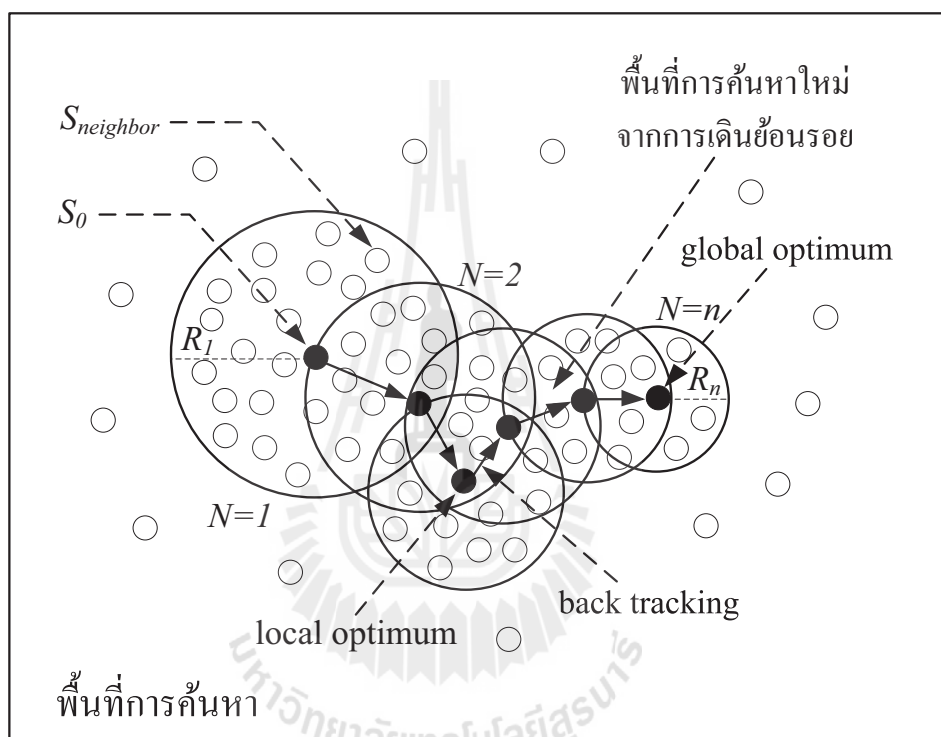
ขั้นตอนที่ 3 ในรอบการค้นหาถัดไปถ้าหากผลการประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของคำตอบใหม่ดีกว่าคำตอบเริ่มต้น กำหนดให้คำตอบเริ่มต้นเท่ากับคำตอบใหม่ แต่ถ้าหากผลการประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของคำตอบเริ่มต้นดีกว่าคำตอบใหม่ จะกำหนดให้ใช้คำตอบเริ่มต้นค่าเดิม

ขั้นตอนที่ 4 ถ้าหากผลการประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของคำตอบเริ่มต้นดีกว่าคำตอบสุดท้ายที่ดีที่สุด กำหนดให้คำตอบสุดท้ายที่ดีที่สุดเท่ากับคำตอบเริ่มต้น แต่ถ้าหากผลการประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของคำตอบสุดท้ายที่ดีที่สุดดีกว่าคำตอบเริ่มต้น จะกำหนดให้ใช้คำตอบสุดท้ายที่ดีที่สุดค่าเดิม

ขั้นตอนที่ 5 กำหนดเงื่อนไขความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนรอบการค้นหาปัจจุบัน (N) กับจำนวนรอบการค้นหาสูงสุด เมื่อจำนวนรอบการค้นหาปัจจุบันน้อยกว่าจำนวนรอบการค้นหาสูงสุด ($N < count_{max}$) จะดำเนินการค้นหาอีกครั้งตั้งแต่ขั้นตอนที่ 2 เป็นต้นไป หรือเมื่อ จำนวนรอบการค้นหาปัจจุบันมากกว่า หรือเท่ากับจำนวนรอบการค้นหาสูงสุด ($N \geq count_{max}$) จะสิ้นสุดกระบวนการการค้นหา

ขั้นตอนที่ 6 ตั้งเงื่อนไขกลไกการเดินย้อนรอย หากทำการประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์จนกระทั่งไม่สามารถหาคำตอบใหม่ที่ดีกว่าคำตอบเริ่มต้นได้ คำตอบดังกล่าวอาจจะไม่หลุดออกจากคำตอบที่เป็นวงแคบเฉพาะถิ่น ดังนั้นจึงเข้าสู่กลไกการเดินย้อนรอย ที่มีการอนุญาตให้กลับไปค้นหาคำตอบในพื้นที่เดิมที่เคยมีการค้นหามาก่อน ซึ่งกระบวนการดังกล่าวอาจทำให้เกิดพื้นที่การค้นหาใหม่ และมีโอกาสที่จะหลุดออกจากคำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่นได้

ขั้นตอนที่ 7 ตั้งเงื่อนไขกลไกการปรับค่ารัศมีการค้นหา โดยทำการปรับลดรัศมีในระหว่างการค้นหาจนกระทั่งเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุดตามสมการที่ (6-1) หากรัศมีการค้นหามีขนาดเล็กจะทำให้คำตอบจากการค้นหามีความละเอียดมากขึ้น แต่ในทางตรงกันข้ามหากการปรับลดรัศมีดังกล่าวทำให้รัศมีการค้นหามีขนาดเล็กเกินไป การค้นหาอาจไม่ครอบคลุมคำตอบที่ต้องการ ดังนั้นการปรับรัศมีควรมีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา จากขั้นตอนทั้งหมดที่ได้นำเสนอสำหรับการค้นหาคำตอบที่เหมาะสมที่สุดด้วยวิธี ATS อธิบายเป็นแผนภาพได้ดังรูปที่ 6.4

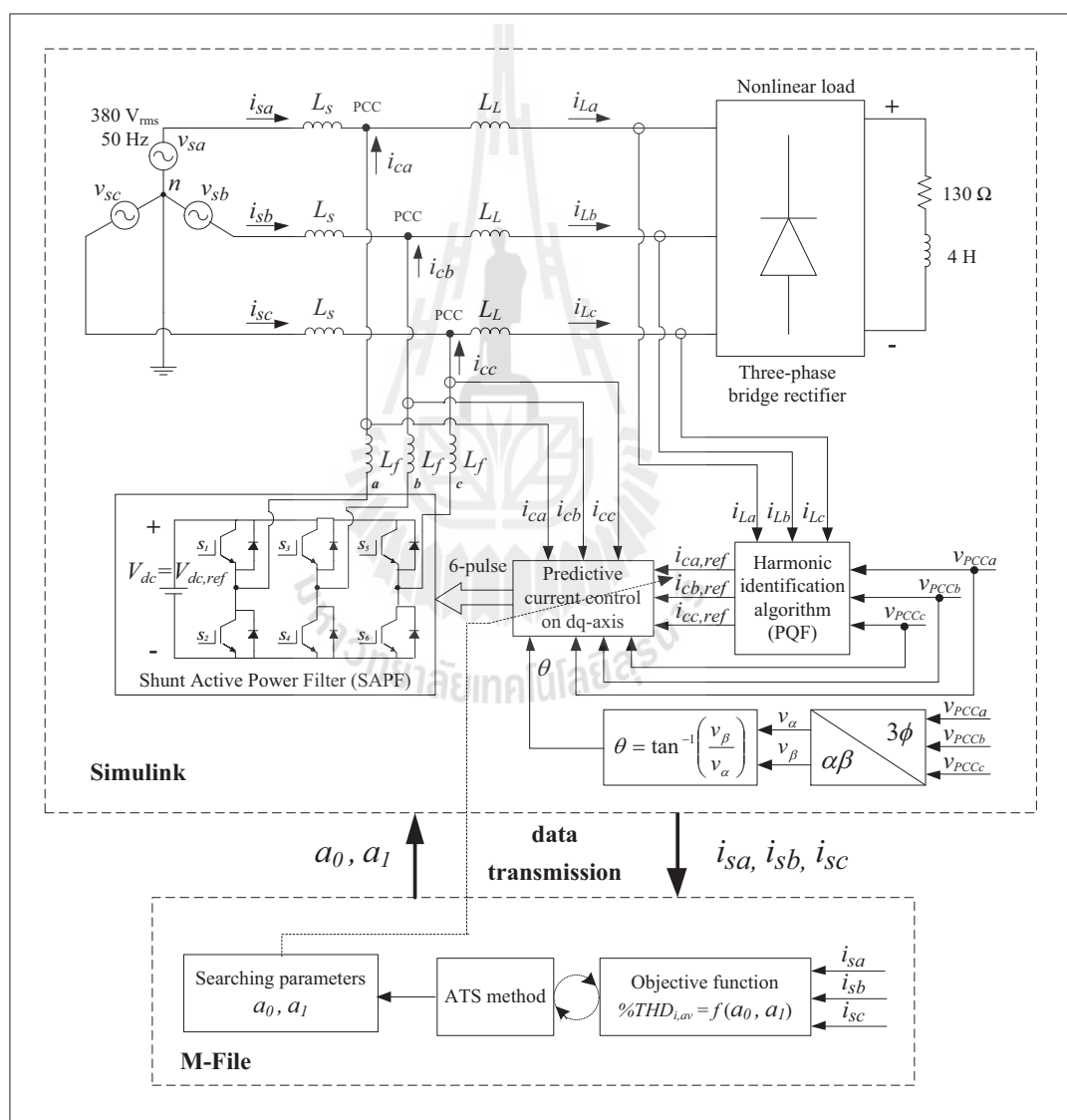


รูปที่ 6.4 วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

6.3 การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

สำหรับกรณีที่ 1 ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวใช้สมการของลากรานจ์อันดับหนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือ ค่า a_0 เท่ากับ 2 และค่า a_1 เท่ากับ -1 ในการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงในอนาคต ดังที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวอาจไม่ใช่ค่าที่เหมาะสมที่สุดที่จะทำให้ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวสามารถควบคุมให้การบิดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟมีผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีที่สุด ดังนั้น

ในกรณีที่ 2 จึงใช้วิธี ATS ในการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์จุดใหม่ที่มีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณา ซึ่งจะทำให้ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวสามารถควบคุมให้การฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดียิ่งขึ้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย ($\%THD_{i,av}$) เป็นค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ในการค้นหา โดยระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์จุดใหม่ด้วยวิธี ATS ประกอบด้วย 2 ส่วน โดยส่วนแรกเป็นการจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่



รูปที่ 6.5 ระบบที่ใช้จำลองสถานการณ์สำหรับค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์จุดใหม่ด้วยวิธี ATS

ทำงานอยู่บนโปรแกรม Simulink และส่วนที่สองเป็นการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ด้วยวิธี ATS พร้อมทั้งคำนวณค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ทำงานอยู่บนโปรแกรม M-File (รายละเอียดโปรแกรม M-File ดังกล่าวได้จากภาคผนวก ข.) ซึ่งทั้งสองส่วนทำงานร่วมกันในการประมวลผล และรับส่งข้อมูลแสดงดังรูปที่ 6.5 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่าโปรแกรม Simulink จะรับข้อมูลค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ซึ่งประกอบด้วยค่า a_0 และค่า a_1 เพื่อทำการจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดสารมอนิก โดยระบบดังกล่าวมีองค์ประกอบ และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบเช่นเดียวกับกรณีที่ 1 ซึ่งได้นำเสนอรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 5.7 ยกเว้นค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์จะมีค่าแตกต่างกัน เมื่อจำลองสถานการณ์แล้วเสร็จจะส่งข้อมูลค่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) ให้กับโปรแกรม M-File จากนั้นโปรแกรม M-File จะนำข้อมูลค่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายที่ได้รับดังกล่าวไปคำนวณค่า $\%THD_{i,av}$ ซึ่งใช้เป็นค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ พร้อมทั้งดำเนินการตามกระบวนการของวิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ จากนั้นจึงส่งข้อมูลค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ที่ได้จากการค้นหาให้กับโปรแกรม Simulink ทำการประมวลผล และรับส่งข้อมูลเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งสิ้นสุดกระบวนการการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ด้วยวิธี ATS

6.3.1 การลดเวลาการคำนวณโดยเพิ่มเงื่อนไขในวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

เนื่องจากสมการของลากรานจ์อันดับที่หนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือค่า a_0 เท่ากับ 2 และค่า a_1 เท่ากับ -1 จากการทดสอบพบว่าสมการดังกล่าวเหมาะกับการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงในอนาคตสำหรับระบบการกำจัดสารมอนิกที่พิจารณา ซึ่งสมการดังกล่าวมีพฤติกรรมการคำนวณที่ให้ค่าประมาณกระแสอ้างอิงในอนาคตมีแนวโน้มเป็นไปตามค่ากระแสในอดีตและปัจจุบัน จากพฤติกรรมดังกล่าวทำให้การคำนวณค่าประมาณกระแสอ้างอิงในอนาคตมีความสอดคล้องกับกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์สารมอนิก ดังนั้นหากขนาดของค่าสัมประสิทธิ์ a_0 น้อยกว่าขนาดของสัมประสิทธิ์ a_1 จะทำให้กระแสอ้างอิงในอนาคตไม่มีแนวโน้มเป็นไปตามค่ากระแสในอดีต และปัจจุบัน ทำให้เมื่อนำไปคำนวณค่ากระแสอ้างอิงในอนาคตจะเกิดความผิดพลาดเป็นอย่างมาก ซึ่งเหตุผลดังกล่าวจะนำมาเป็นเงื่อนไขเพิ่มเติมในกระบวนการการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ด้วยวิธี ATS ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ โดยมีเงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือ หากค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS มีขนาดของค่าสัมประสิทธิ์ a_0 น้อยกว่าขนาดของสัมประสิทธิ์ a_1 ให้ทำการค้นหาค่า a_0 และ a_1 ใหม่อีกครั้ง ทำเช่นนี้จนกว่าจะผ่านเงื่อนไขดังกล่าว ซึ่งจะทำให้สามารถลดกระบวนการการคำนวณที่สิ้นเปลืองเวลาลงได้ ทำให้วิธี ATS ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น

การทดสอบเงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ จะใช้จำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ยเป็นตัวชี้วัด โดยค่าเฉลี่ยดังกล่าวคำนวณได้จากสมการที่ (6-2) $\bar{x}$ จากสมการดังกล่าว คือ ข้อมูลในจุดที่ i และ M คือ จำนวนข้อมูลทั้งหมด การค้นหาด้วยวิธี ATS จะสิ้นสุดลงเมื่อพบคำตอบที่ทำให้ $\%THD_{i,av}$ มีค่าน้อยกว่า 1% ผลการทดสอบเงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ด้วยวิธี ATS แสดงดังตารางที่ 6.1 จากตารางดังกล่าว จะเห็นได้ว่ากรณีไม่ใช้เงื่อนไขจะใช้จำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ยเท่ากับ 33.4 รอบ ซึ่งแตกต่างกับกรณีใช้เงื่อนไขที่จะทำให้วิธี ATS สามารถค้นหาคำตอบได้เร็วยิ่งขึ้น โดยใช้จำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ยเพียง 21.6 รอบ โดยจำนวนครั้งที่เข้าเงื่อนไขเฉลี่ยเท่ากับ 51.6 ครั้ง

$$\bar{x} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M x_i \quad (6-2)$$

ตารางที่ 6.1 ผลการทดสอบเงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ด้วยวิธี ATS

เงื่อนไข	จำนวน	ครั้งที่					ค่าเฉลี่ย
		1	2	3	4	5	
if $ a_0 < a_1 $	รอบการค้นหา	25	15	20	24	24	21.6
ให้ค้นหาค่า a_0, a_1 ใหม่อีกครั้ง	ครั้งที่เข้าเงื่อนไข	47	45	52	62	52	51.6
ไม่ใช้เงื่อนไข	รอบการค้นหา	50	38	25	19	35	33.4

6.3.2 การกำหนดขอบเขตในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

การค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS จำเป็นต้องมีการกำหนดขอบเขตในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ ซึ่งขอบเขตดังกล่าวจะส่งผลต่อประสิทธิภาพการค้นหาคำตอบ โดยหากกำหนดขอบเขตการค้นหาค่าพารามิเตอร์ให้แคบลงจะทำให้ความละเอียดในการค้นหาคำตอบเพิ่มขึ้น แต่การค้นหาก็อาจไม่ครอบคลุมคำตอบที่ต้องการ หากกำหนดขอบเขตการค้นหาค่าพารามิเตอร์ให้กว้างขึ้นอาจครอบคลุมคำตอบที่ต้องการ แต่จะทำให้ความละเอียดในการค้นหาคำตอบลดลง โดยผู้วิจัยวิทยานิพนธ์กำหนดขอบเขตในการค้นหาค่าพารามิเตอร์สำหรับการทดสอบ คือ a_0 มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 10 และ a_1 มีค่าตั้งแต่ -10 ถึง 0 ซึ่งผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ 6.2 จากตารางดังกล่าว พบว่าค่าพารามิเตอร์ซึ่งประกอบด้วยค่า a_0 และค่า a_1 ที่ได้จากการทดสอบทั้ง 5 ครั้ง ไม่ชนขอบเขต หรือมีค่าไม่เกินขอบเขตที่กำหนดไว้ จึงไม่จำเป็นต้องทำการขยายขอบเขตการค้นหา

อีก ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงใช้ขอบเขตการค้นหาพารามิเตอร์ คือ a_0 มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 10 และ a_1 มีค่าตั้งแต่ -10 ถึง 0

ตารางที่ 6.2 ผลการทดสอบขอบเขตการค้นหาค่าพารามิเตอร์

พารามิเตอร์	ขอบเขต	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5
a_0	[0 10]	3.011	3.514	3.132	2.866	3.465
a_1	[-10 0]	-2.017	-2.513	-2.143	-1.878	-2.474

6.3.3 การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตาบอดเชิงปรับตัว

การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธี ATS ประกอบด้วย 4 พารามิเตอร์ ได้แก่ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง ค่ารัศมีเริ่มต้น และค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมี ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของวิธี ATS ดังกล่าวที่เหมาะสมจะส่งผลโดยตรงต่อประสิทธิภาพการค้นหาคำตอบ ดังนั้นจึงมีการทดสอบค่าพารามิเตอร์ทั้ง 4 ซึ่งใช้ตัวชี้วัดประสิทธิภาพการค้นหาโดยพิจารณาจาก $\%THD_{i,av}$ เป็นประเด็นหลัก ส่วนจำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ย และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (SD) จะให้ความสำคัญรองลงมา โดยค่าเฉลี่ยสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (6-2) และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (6-3) การค้นหาด้วยวิธี ATS จะสิ้นสุดลงเมื่อ $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยมีค่าน้อยกว่า 1% ผลการทดสอบค่าพารามิเตอร์ทั้ง 4 แสดงดังตารางที่ 6.3 ถึงตารางที่ 6.6 จากตารางดังกล่าว ค่าพารามิเตอร์ของวิธี ATS ที่ได้รับการทดสอบ ซึ่งมีความเหมาะสมในการ

$$SD = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [x_i - \bar{x}]^2 \quad (6-3)$$

ตารางที่ 6.3 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100							
$\%THD_{i,av}$	0.9956	0.9710	0.9807	0.9715	0.9770	0.9792	0.0100
จำนวนรอบ	25	15	20	24	24	21.6	4.1593
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 200							
$\%THD_{i,av}$	0.9360	0.9674	0.9753	0.9986	0.9467	0.9648	0.0246
จำนวนรอบ	14	17	15	22	49	23.4	14.6390

ตารางที่ 6.3 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น (ต่อ)

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 300							
$\%THD_{i,av}$	0.9773	0.9700	0.9728	0.9829	0.9768	0.9760	0.0049
จำนวนรอบ	27	23	20	14	13	19.4	5.9414
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 400							
$\%THD_{i,av}$	0.9794	0.9660	0.9325	0.9407	0.9987	0.9635	0.0273
จำนวนรอบ	23	26	20	22	19	22	2.7386
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 500							
$\%THD_{i,av}$	0.9777	0.9950	0.9680	0.9962	0.9582	0.9790	0.0166
จำนวนรอบ	25	21	27	25	20	23.6	2.9665

หมายเหตุ : จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 ค่า R_i เท่ากับ 0.4 และค่า DF เท่ากับ 1.2

ตารางที่ 6.4 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 20							
$\%THD_{i,av}$	0.9838	0.9666	0.9851	0.9270	0.9709	0.9667	0.0236
จำนวนรอบ	26	20	20	26	20	22.4	3.2863
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40							
$\%THD_{i,av}$	0.9794	0.9660	0.9325	0.9407	0.9987	0.9635	0.0273
จำนวนรอบ	23	26	20	22	19	22	2.7386
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 60							
$\%THD_{i,av}$	0.9600	0.9732	0.9716	0.9701	0.9649	0.9680	0.0054
จำนวนรอบ	19	19	17	18	19	18.4	0.8944
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 80							
$\%THD_{i,av}$	0.9922	0.9694	0.9441	0.9822	0.9861	0.9748	0.0191
จำนวนรอบ	16	17	15	18	25	18.2	3.9623

หมายเหตุ : จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 400 ค่า R_i เท่ากับ 0.4 และค่า DF เท่ากับ 1.2

ตารางที่ 6.5 ผลการทดสอบค่ารีซีมเริ่มต้น

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่ารีซีมเริ่มต้นเท่ากับ 0.2							
$\%THD_{i,av}$	0.9835	0.9773	0.9637	0.9822	0.9671	0.9748	0.0089
จำนวนรอบ	21	26	24	25	5	20.2	8.7006
ค่ารีซีมเริ่มต้นเท่ากับ 0.4							
$\%THD_{i,av}$	0.9794	0.9660	0.9325	0.9407	0.9987	0.9635	0.0273
จำนวนรอบ	23	26	20	22	19	22	2.7386
ค่ารีซีมเริ่มต้นเท่ากับ 0.6							
$\%THD_{i,av}$	0.9861	0.9964	0.9429	0.9681	0.9968	0.9781	0.0228
จำนวนรอบ	28	29	14	31	23	25	6.8191
ค่ารีซีมเริ่มต้นเท่ากับ 0.8							
$\%THD_{i,av}$	0.9701	0.9760	0.9971	0.9207	0.9967	0.9721	0.0312
จำนวนรอบ	27	21	26	24	24	24.4	2.3022

หมายเหตุ : จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 400 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 ค่า DF เท่ากับ 1.2

ตารางที่ 6.6 ผลการทดสอบค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารีซีม

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่าปรับลดรีซีมเท่ากับ 1.1							
$\%THD_{i,av}$	0.9720	0.9956	0.9902	0.9876	0.9983	0.9887	0.0103
จำนวนรอบ	35	34	41	36	25	34.2	5.8052
ค่าปรับลดรีซีมเท่ากับ 1.2							
$\%THD_{i,av}$	0.9794	0.9660	0.9325	0.9407	0.9987	0.9635	0.0273
จำนวนรอบ	23	26	20	22	19	22	2.7386
ค่าปรับลดรีซีมเท่ากับ 1.3							
$\%THD_{i,av}$	0.9804	0.9719	0.9864	0.9220	0.9860	0.9693	0.0271
จำนวนรอบ	15	13	12	8	16	12.8	3.1145

ตารางที่ 6.6 ผลการทดสอบค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมี (ต่อ)

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.4							
$\%THD_{i,av}$	0.9845	0.9986	0.9884	0.9208	0.9649	0.9714	0.0308
จำนวนรอบ	11	24	17	6	12	14	6.8191

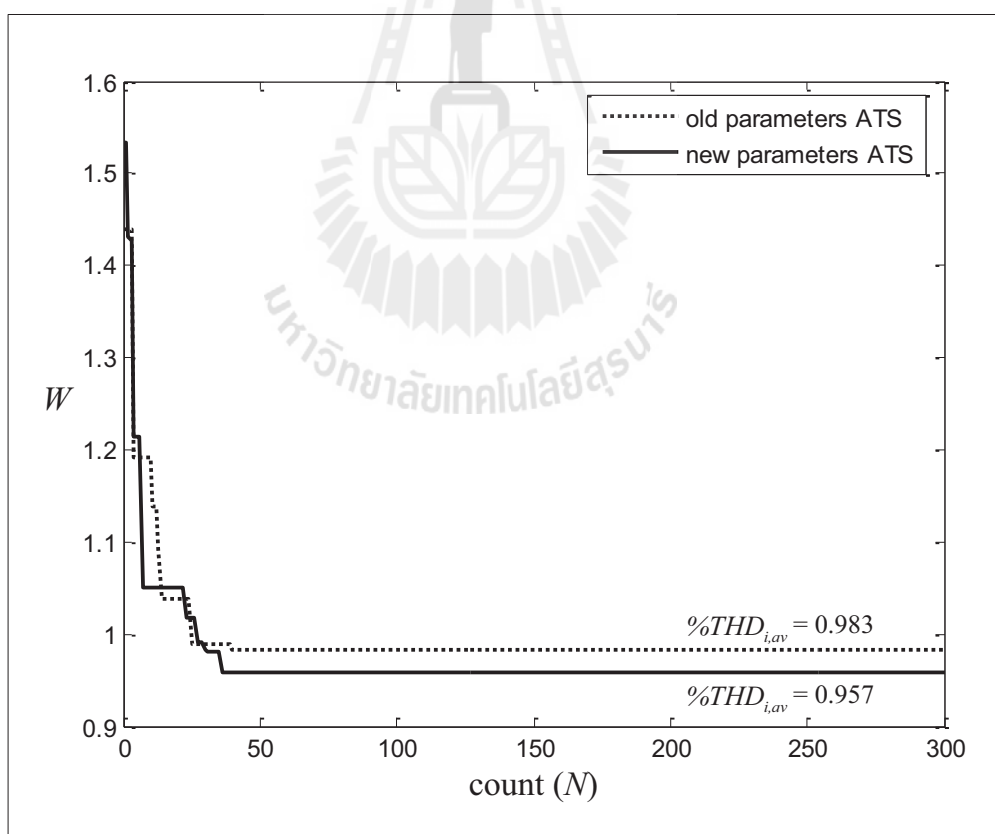
หมายเหตุ : จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 400 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 ค่า R_i เท่ากับ 0.4

ค้นหาคำตอบ คือ จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 400 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.4 และค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมีเท่ากับ 1.2 การเปรียบเทียบผลการค้นหาคำตอบโดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS แตกต่างกันจะแบ่งออกเป็น 2 กรณีด้วยกัน ได้แก่ กรณีค้นหาคำตอบโดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่าซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ไม่ได้รับการทดสอบ และกรณีค้นหาคำตอบโดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ได้รับการทดสอบแล้วว่ามีความเหมาะสมกับการค้นหาคำตอบ โดยพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า ประกอบด้วยจำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 รัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.4 ค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมีเท่ากับ 1.2 และพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ ประกอบด้วยจำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 400 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.4 ค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมีเท่ากับ 1.2 โดยการค้นหาคำตอบทั้ง 2 กรณีจะใช้ระบบการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 6.5 และใช้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองเท่ากับ 39 มิลลิเฮนรี ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงเท่ากับ 750 โวลต์ ตามที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 5 โดยจำนวนรอบการค้นหาสูงสุดเท่ากับ 300 รอบ ขอบเขตในการค้นหาค่าพารามิเตอร์คือ a_0 มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 10 และ a_1 มีค่าตั้งแต่ -10 ถึง 0 ซึ่งให้ผลการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ และค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยแสดงดังตารางที่ 6.7 จากตารางดังกล่าว จะเห็นได้ว่าการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนคิควด้วยวิธี ATS ในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่าให้ผลการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือ ค่า a_0 เท่ากับ 2.87 และค่า a_1 เท่ากับ -1.88 ทำให้ได้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 0.983% และในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ให้ผลการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือ ค่า a_0 เท่ากับ 2.85 และค่า a_1 เท่ากับ -1.86 ทำให้ได้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 0.957% ผลการประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ในแต่ละรอบการค้นหาแสดงดังรูปที่ 6.6 จากรูปดังกล่าว จะเห็น ได้ว่าการค้นหาคำตอบทั้งในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า และกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่พบคำตอบสุดท้ายที่ให้ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ดีที่สุดภายใน 50 รอบการค้นหาซึ่งบ่งบอกถึงการ

กำหนดรอบการค้นหาสูงสุดเท่ากับ 300 รอบมีความเหมาะสมเพียงพอ ซึ่งในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยที่ต่ำกว่ากรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า จึงสามารถสรุปได้ว่ากรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ให้ผลการค้นหาคำตอบที่ดีกว่ากรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า ดังนั้นในหัวข้อถัดไปจะนำค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ที่ได้จากการค้นหาในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ไปใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดฮาร์ดดิสก์ต่อไป

ตารางที่ 6.7 เปรียบเทียบผลการค้นหาระหว่างพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า และชุดใหม่

พารามิเตอร์ของวิธี ATS	พารามิเตอร์ที่ค้นหา		$\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย
	a_0	a_1	
ชุดเก่า	2.87	-1.88	0.983
ชุดใหม่	2.85	-1.86	0.957



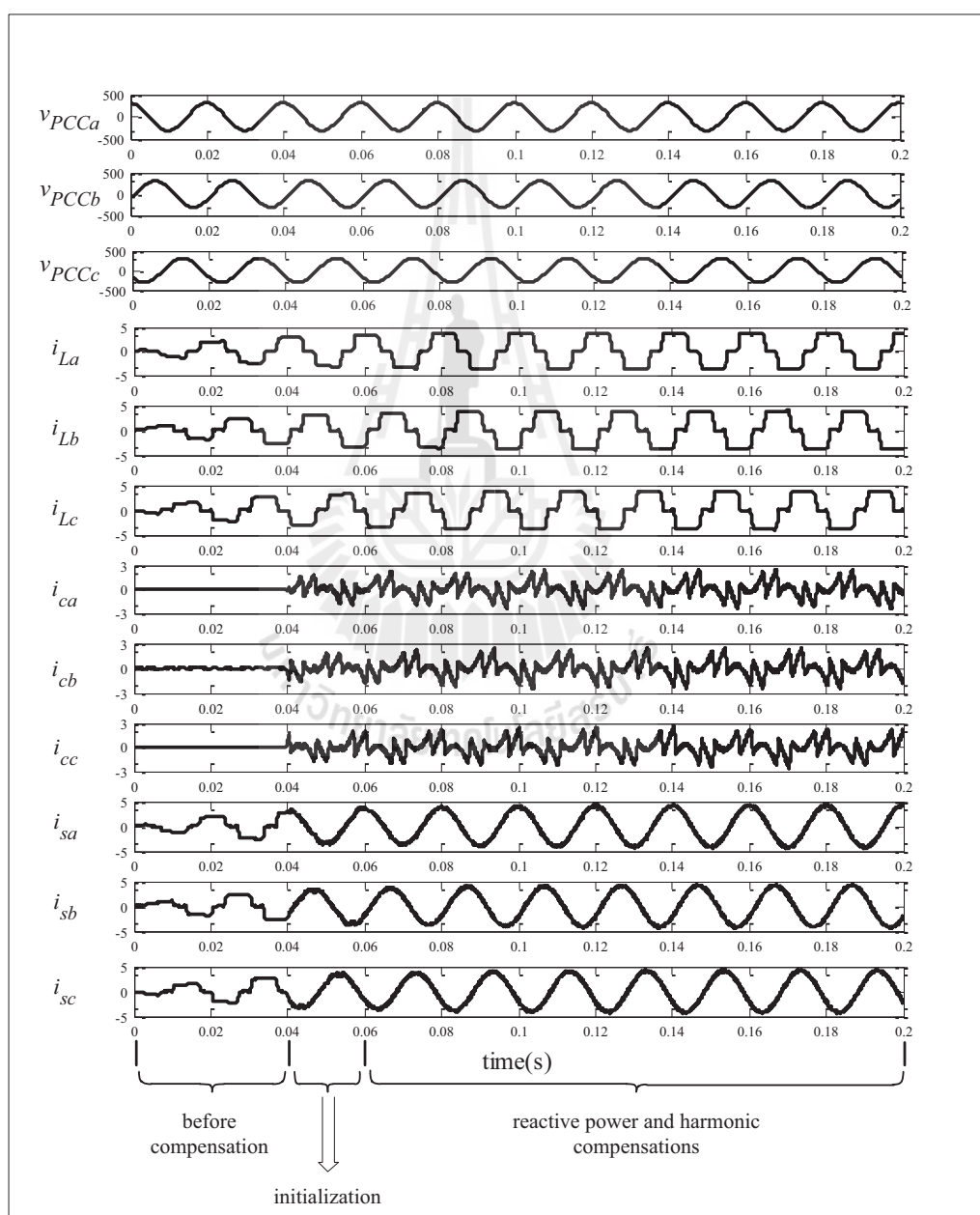
รูปที่ 6.6 ผลการเปรียบเทียบค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ โดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่าและชุดใหม่

6.3.4 ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล

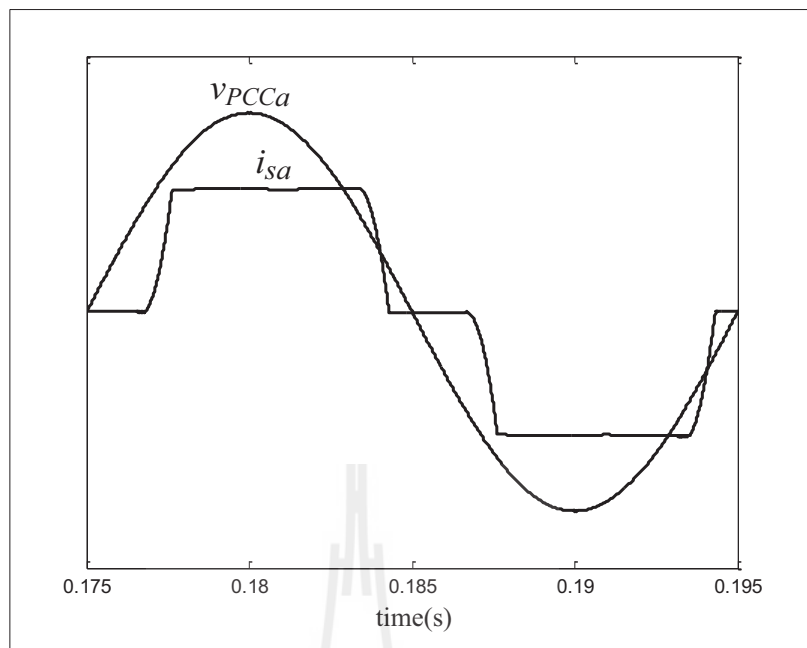
การจำลองสถานการณ์การก่อกำจัดฮาร์โมนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยใช้ระบบการก่อกำจัดฮาร์โมนิกดังรูปที่ 6.5 ซึ่งเป็นส่วนที่ทำงานอยู่บนโปรแกรม Simulink โดยระบบดังกล่าวมีองค์ประกอบ และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบเช่นเดียวกับกรณีที่ 1 ซึ่งได้นำเสนอรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 5.7 ยกเว้นค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์จะใช้ค่าที่ได้จากการค้นหาโดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ ซึ่งให้ผลการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือ ค่า a_0 เท่ากับ 2.85 และค่า a_1 เท่ากับ -1.86 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกเฉลี่ย และค่าตัวประกอบกำลัง ก่อนการชดเชย และหลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังตารางที่ 6.8 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสแสดงดังรูปที่ 6.7 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาทีเป็นช่วงเวลาที่ไม่มีการก่อกำจัดฮาร์โมนิก รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายก่อนการชดเชยจึงมีลักษณะเหมือนกระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) และช่วงเวลา 0.04 ถึง 0.06 วินาทีเป็นช่วงเวลาเริ่มต้นในการเก็บข้อมูลเพื่อนำไปคำนวณด้วยวิธี SWFA ซึ่งจะคำนวณเสร็จสิ้นเมื่อเริ่มคาบถัดไป ทำให้หลังจากเวลา 0.06 วินาทีเป็นต้นไปมีการก่อกำจัดฮาร์โมนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชย การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 6.8 (ก) จากรูปดังกล่าว ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งไม่มีการก่อกำจัดฮาร์โมนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 24.91% และค่าตัวประกอบกำลังความเพี้ยน (pf_{dist}) เท่ากับ 0.97 อีกทั้งยังคงเกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a โดยมีค่าตัวประกอบกำลังการกระจัด (pf_{disp}) เท่ากับ 0.98 ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลัง (pf) เท่ากับ 0.95 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 6.8 (ข) จากรูปดังกล่าว หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการก่อกำจัดฮาร์โมนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยแต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนเล็กน้อย โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 0.96% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a ดังนั้นสัญญาณทั้งสองจึงมีเฟสตรงกัน โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 1 รูปสัญญาณเปรียบเทียบระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบในเฟส a แกนดี และแกนคว

ตารางที่ 6.8 เปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจร
กรองกำลังแยกทีฟ

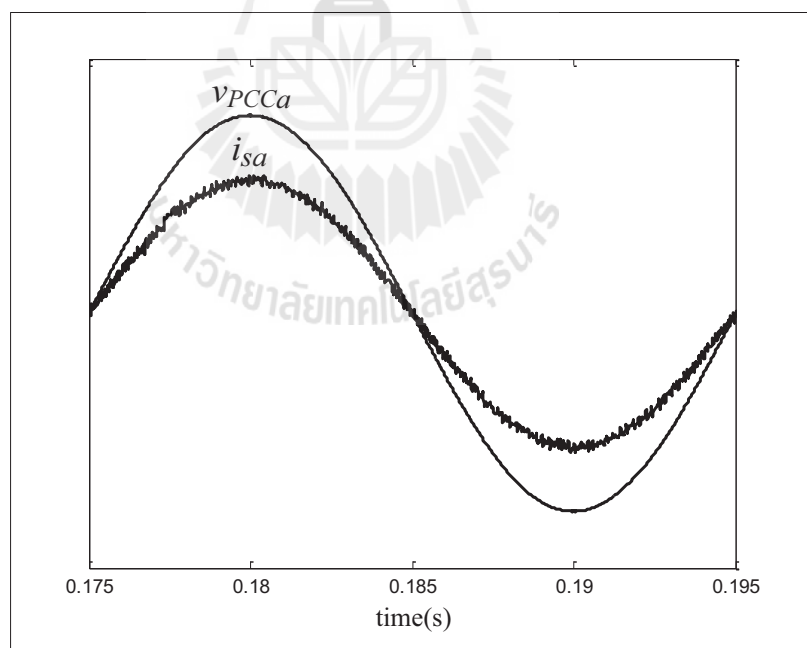
ก่อนการชดเชย				หลังการชดเชย			
$\%THD_{i,av}$	pf_{disp}	pf_{dist}	pf	$\%THD_{i,av}$	pf_{disp}	pf_{dist}	pf
24.91	0.98	0.97	0.95	0.96	1	1	1



รูปที่ 6.7 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส



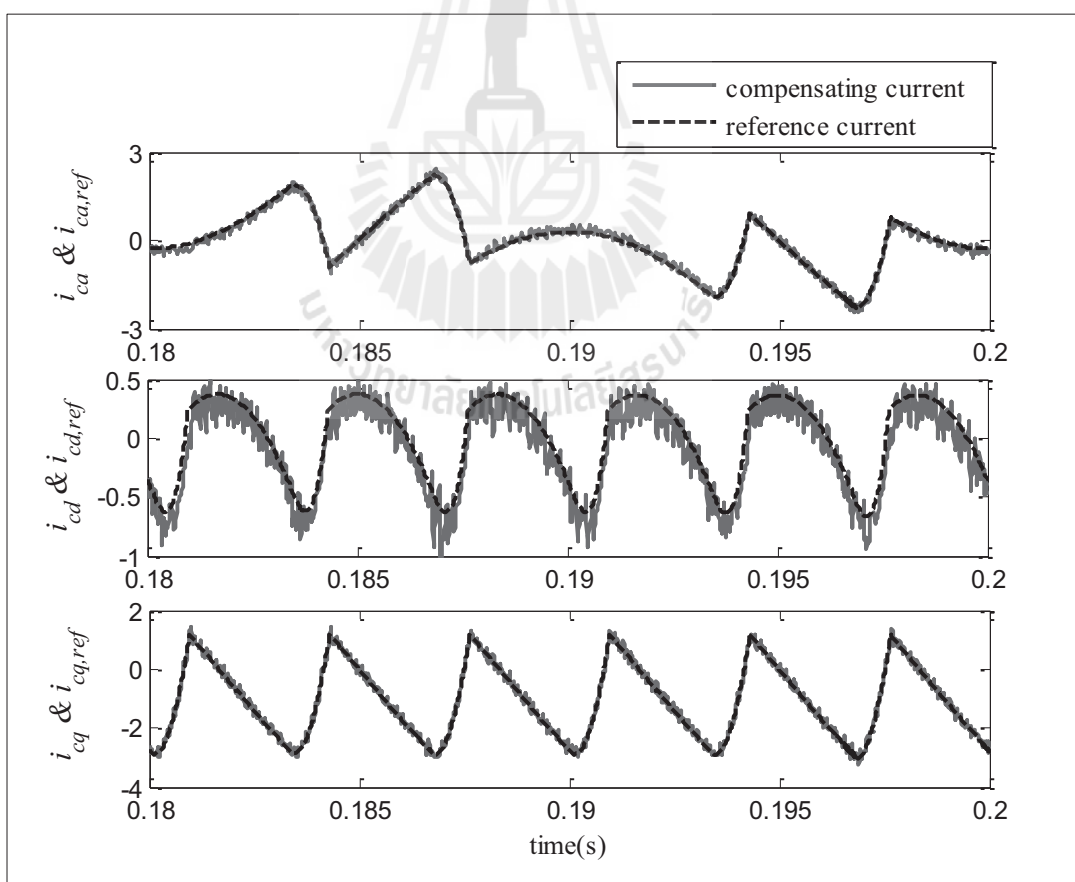
(ก) ก่อนการชดเชย



(ข) หลังการชดเชย

รูปที่ 6.8 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a

แสดงดังรูปที่ 6.9 จากรูปดังกล่าว จะสังเกตได้ว่า วงจรรองกำลังแอกทีฟที่มีการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่มีการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวด้วยวิธี ATS ทำให้รูปสัญญาณกระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบมีลักษณะเป็นไปตามกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ทั้งเฟส a แกนดี และแกนคิว ซึ่งบ่งบอกถึงสมรรถนะที่ดีของการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่มีการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวด้วยวิธี ATS ผลดีจากการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวด้วยวิธี ATS ในกรณีที่ 2 ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a หลังการชดเชยมีลักษณะใกล้เคียงรูปสัญญาณไซน์มากกว่า และเกิดความผิดเพี้ยนน้อยกว่าในกรณีที่ 1 อีกทั้งยังมีความแม่นยำในการควบคุมให้กระแสชดเชยมีลักษณะเป็นไปตามกระแสอ้างอิงได้ดีกว่าในกรณีที่ 1 โดยสามารถบ่งบอกได้จากค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย ซึ่งในกรณีที่ 2 ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยต่ำกว่ากรณีที่ 1 โดยกรณีที่ 2 ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 0.96% ในขณะที่กรณีที่ 1 ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 1.40%

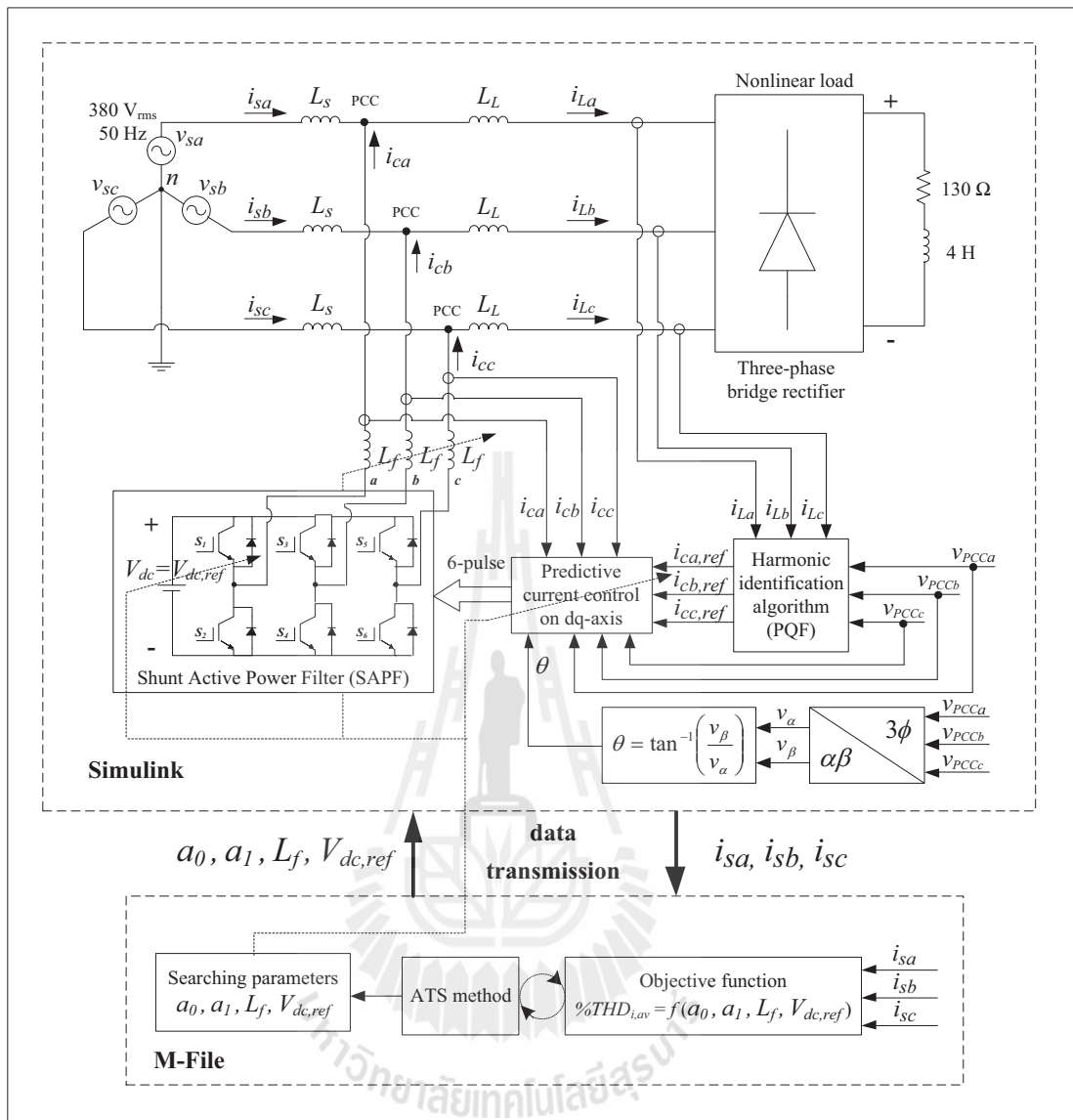


รูปที่ 6.9 รูปสัญญาณกระแสชดเชยกับกระแสอ้างอิงในเฟส a แกนดี และแกนคิว

6.4 การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับออกแบบ

วงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS ในกรณีที่ 3 มีวัตถุประสงค์เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ พร้อม ๆ กับค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง และค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง เพื่อให้ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณา ซึ่งส่งผลต่อประสิทธิภาพการควบคุมกระแสชดเชย และสมรรถนะการลดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จากการออกแบบดังกล่าวจะทำให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถกำจัดฮาร์มอนิกได้ดีกว่ากรณีที่ 1 และกรณีที่ 2 โดยระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่พร้อมทั้งค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง และค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงด้วยวิธี ATS ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนการจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่ทำงานอยู่บนโปรแกรม Simulink และส่วนการค้นหาพารามิเตอร์ a_0 , a_1 , L_f และ $V_{dc,ref}$ ด้วยวิธี ATS พร้อมทั้งคำนวณค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ทำงานอยู่บนโปรแกรม M-File (รายละเอียดโปรแกรม M-File ดังกล่าวได้จากภาคผนวก ก.) ซึ่งทั้งสองส่วนทำงานร่วมกันในการประมวลผล และรับส่งข้อมูลแสดงดังรูปที่ 6.10 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่าโปรแกรม Simulink จะรับข้อมูลค่าพารามิเตอร์ a_0 , a_1 , L_f และ $V_{dc,ref}$ เพื่อทำการจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก โดยระบบดังกล่าวมีองค์ประกอบ และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบเช่นเดียวกับกรณีที่ 1 ซึ่งได้นำเสนอรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 5.7 ยกเว้นค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ และค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟจะแตกต่างกัน เมื่อจำลองสถานการณ์แล้วเสร็จจะส่งข้อมูลค่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายให้กับโปรแกรม M-File จากนั้นโปรแกรม M-File จะนำข้อมูลค่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายที่ได้รับเพื่อนำไปคำนวณค่า $\%THD_{i,av}$ ซึ่งใช้เป็นค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ พร้อมทั้งดำเนินการตามกระบวนการของวิธี ATS เพื่อค้นหาค่าพารามิเตอร์ a_0 , a_1 , L_f และ $V_{dc,ref}$ จากนั้นจึงส่งข้อมูลค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวที่ได้จากการค้นหาให้กับโปรแกรม Simulink ทำการประมวลผลและรับส่งข้อมูลเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งสิ้นสุดกระบวนการการค้นหาพารามิเตอร์ a_0 , a_1 , L_f และ $V_{dc,ref}$ ด้วยวิธี ATS โดยในการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมทั้งออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS จะใช้เงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ ซึ่งทำให้สามารถลดกระบวนการการคำนวณที่สิ้นเปลืองเวลาลงได้ ทำให้วิธี ATS ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้นตามที่ได้นำเสนอรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 6.3.1



รูปที่ 6.10 ระบบที่ใช้จำลองสถานการณ์สำหรับค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ชุดใหม่พร้อมทั้ง ค้นหาพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS

6.4.1 การกำหนดขอบเขตในการค้นหาพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

การกำหนดขอบเขตในการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS มีความสำคัญ และส่งผลต่อ ประสิทธิภาพการค้นหาคำตอบ ตามที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 6.3.2 โดยผู้วิจัยวิทยานิพนธ์กำหนด ขอบเขตในการค้นหาพารามิเตอร์ a_0 , a_1 , L_f และ $V_{dc,ref}$ สำหรับการทดสอบ คือ a_0 มีค่า ตั้งแต่ 0 ถึง 10 a_1 มีค่าตั้งแต่ -10 ถึง 0 เนื่องจากการออกแบบค่า L_f ในหัวข้อที่ 5.3 ทำให้เลือกใช้

ค่าดังกล่าวเท่ากับ 0.039 เฮนรี การทดสอบขอบเขตในการค้นหาค่า L_f ในหัวข้อนี้จึงกำหนดให้ครอบคลุมค่า 0.039 เฮนรี โดยกำหนดให้มีค่าตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1 และเนื่องจากการออกแบบค่า $V_{dc,ref}$ ในหัวข้อที่ 5.3 พบว่าค่าดังกล่าวควรออกแบบให้มีค่ามากกว่า 467 โวลต์ และจากการสืบค้นข้อมูลเกี่ยวกับโมดูลไอจีบีที พบว่ารุ่น PIIPM50PL2B004 สามารถรองรับแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) สูงสุดได้เท่ากับ 1000 โวลต์ จากค่าดังกล่าว ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์จะกำหนดค่า $V_{dc,ref}$ สูงสุดเพียง 90% หรือเท่ากับ 900 โวลต์ เพื่อป้องกันการพุ่งเกิน (overshoot) และการกระเพื่อม (ripple) ของแรงดันบัสไฟตรงในกรณีที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ซึ่งเนื้อหาการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงจะนำเสนอในบทถัดไป จากเหตุผลข้างต้นจึงกำหนดขอบเขตการค้นหาค่า $V_{dc,ref}$ ให้มีค่าตั้งแต่ 467 ถึง 900 ซึ่งผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ 6.9 จากตารางดังกล่าว พบว่าค่าพารามิเตอร์ซึ่งประกอบด้วยค่า a_0 , a_1 , L_f และ $V_{dc,ref}$ ที่ได้จากการทดสอบทั้ง 5 ครั้ง ไม่ชนขอบเขต หรือมีค่าไม่เกินขอบเขตที่กำหนดไว้ จึงไม่จำเป็นต้องทำการขยายขอบเขตการค้นหาอีก ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงใช้ขอบเขตการค้นหาพารามิเตอร์ตามที่ได้นำเสนอข้างต้น

ตารางที่ 6.9 ผลการทดสอบขอบเขตการค้นหาพารามิเตอร์

พารามิเตอร์	ขอบเขต	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5
a_0	[0 10]	2.719	2.230	2.410	2.780	2.912
a_1	[-10 0]	-1.730	-1.252	-1.410	-1.785	-1.930
L_f (H)	[0.01 0.1]	0.0339	0.0345	0.0438	0.0358	0.0383
$V_{dc,ref}$ (V)	[467 900]	757.7	774.9	854.9	867.1	737.9

6.4.2 การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตาข่ายเชิงปรับตัว

ค่าพารามิเตอร์ของวิธี ATS ที่เหมาะสมจะส่งผลโดยตรงต่อประสิทธิภาพการค้นหาคำตอบ ดังนั้นจึงมีการทดสอบพารามิเตอร์ของวิธี ATS โดยประกอบด้วย 4 พารามิเตอร์ และมีขั้นตอนการทดสอบเช่นเดียวกับหัวข้อที่ 6.3.3 ผลการทดสอบค่าพารามิเตอร์ทั้ง 4 แสดงดังตารางที่ 6.10 ถึงตารางที่ 6.13 จากตารางดังกล่าว ค่าพารามิเตอร์ของวิธี ATS ที่ได้รับการทดสอบ ซึ่งมีความเหมาะสมในการค้นหาคำตอบ คือ จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 200 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.4 และค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมีเท่ากับ 1.2 การเปรียบเทียบผลการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS ที่มีค่าพารามิเตอร์ของวิธีดังกล่าวต่างกันจะแบ่งออกเป็น 2 กรณีด้วยกัน ได้แก่ กรณีค้นหาคำตอบโดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่าซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ไม่ได้รับการทดสอบ และกรณีค้นหาคำตอบโดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ซึ่งเป็น

ค่าพารามิเตอร์ที่ได้รับการทดสอบแล้วว่ามีค่าเหมาะสมกับการค้นหาคำตอบ โดยพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า ประกอบด้วย จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 รัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.4 ค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมีเท่ากับ 1.2 และพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ ประกอบด้วย จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 200 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.4 ค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมีเท่ากับ 1.2 โดยการค้นหาคำตอบทั้ง 2 กรณีจะใช้ระบบการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 6.10 โดยจำนวนรอบการค้นหาสูงสุดเท่ากับ 300 รอบ ขอบเขตในการค้นหาพารามิเตอร์ คือ α_0 มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 10 α_l มีค่าตั้งแต่ -10 ถึง 0 L_f มีค่า

ตารางที่ 6.10 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100							
$\%THD_{i,av}$	0.9033	0.9856	0.9549	0.9821	0.9626	0.9577	0.0330
จำนวนรอบ	21	55	23	31	24	30.8	14.0428
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 200							
$\%THD_{i,av}$	0.9443	0.9775	0.9971	0.9170	0.8820	0.9436	0.0461
จำนวนรอบ	26	36	18	25	26	26.2	6.4187
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 300							
$\%THD_{i,av}$	0.9572	0.9950	0.9816	0.9129	0.9908	0.9675	0.0339
จำนวนรอบ	27	50	5	10	27	23.8	17.6833
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 400							
$\%THD_{i,av}$	0.9871	0.9861	0.8830	0.8988	0.9731	0.9456	0.0506
จำนวนรอบ	27	30	50	20	35	32.4	11.2383

หมายเหตุ : จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 ค่า R_l เท่ากับ 0.4 และค่า DF เท่ากับ 1.2

ตารางที่ 6.11 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 20							
$\%THD_{i,av}$	0.9513	0.9878	0.9809	0.9668	0.9408	0.9655	0.0197
จำนวนรอบ	20	28	27	37	36	29.6	7.0214

ตารางที่ 6.11 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง (ต่อ)

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40							
$\%THD_{i,av}$	0.9443	0.9775	0.9971	0.9170	0.8820	0.9436	0.0461
จำนวนรอบ	26	36	18	25	26	26.2	6.4187
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 60							
$\%THD_{i,av}$	0.9757	0.9208	0.9707	0.9996	0.9459	0.9625	0.0301
จำนวนรอบ	15	50	26	10	26	25.4	15.4208
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 80							
$\%THD_{i,av}$	0.9884	0.9839	0.9223	0.9692	0.9443	0.9616	0.0279
จำนวนรอบ	37	39	5	8	26	23	15.8902

หมายเหตุ : จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 200 ค่า R_i เท่ากับ 0.4 และค่า DF เท่ากับ 1.2

ตารางที่ 6.12 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.2							
$\%THD_{i,av}$	0.9963	0.9854	0.9652	0.9179	0.8803	0.9490	0.0488
จำนวนรอบ	12	24	11	25	16	17.6	6.5803
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.4							
$\%THD_{i,av}$	0.9443	0.9775	0.9971	0.9170	0.8820	0.9436	0.0461
จำนวนรอบ	26	36	18	25	26	26.2	6.4187
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.6							
$\%THD_{i,av}$	0.9355	0.9116	0.9867	0.9460	0.9900	0.9540	0.0338
จำนวนรอบ	40	51	47	41	23	40.4	10.7145
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.8							
$\%THD_{i,av}$	0.9998	0.9912	0.9764	0.9796	0.9646	0.9823	0.0136
จำนวนรอบ	50	52	18	34	24	35.6	15.1921

หมายเหตุ : จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 200 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 ค่า DF เท่ากับ 1.2

ตารางที่ 6.13 ผลการทดสอบค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมี

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1							
$\%THD_{i,av}$	0.9822	0.8937	0.9902	0.9828	0.9245	0.9547	0.0431
จำนวนรอบ	24	47	57	10	15	30.6	20.4768
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.2							
$\%THD_{i,av}$	0.9443	0.9775	0.9971	0.9170	0.8820	0.9436	0.0461
จำนวนรอบ	26	36	18	25	26	26.2	6.4187
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.3							
$\%THD_{i,av}$	0.9748	0.8896	0.9866	0.9823	0.9945	0.9656	0.0431
จำนวนรอบ	13	8	30	33	43	25.4	14.5362
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.4							
$\%THD_{i,av}$	0.9958	0.8718	0.9572	0.9975	0.9943	0.9633	0.0538
จำนวนรอบ	22	14	21	17	44	23.6	11.8448

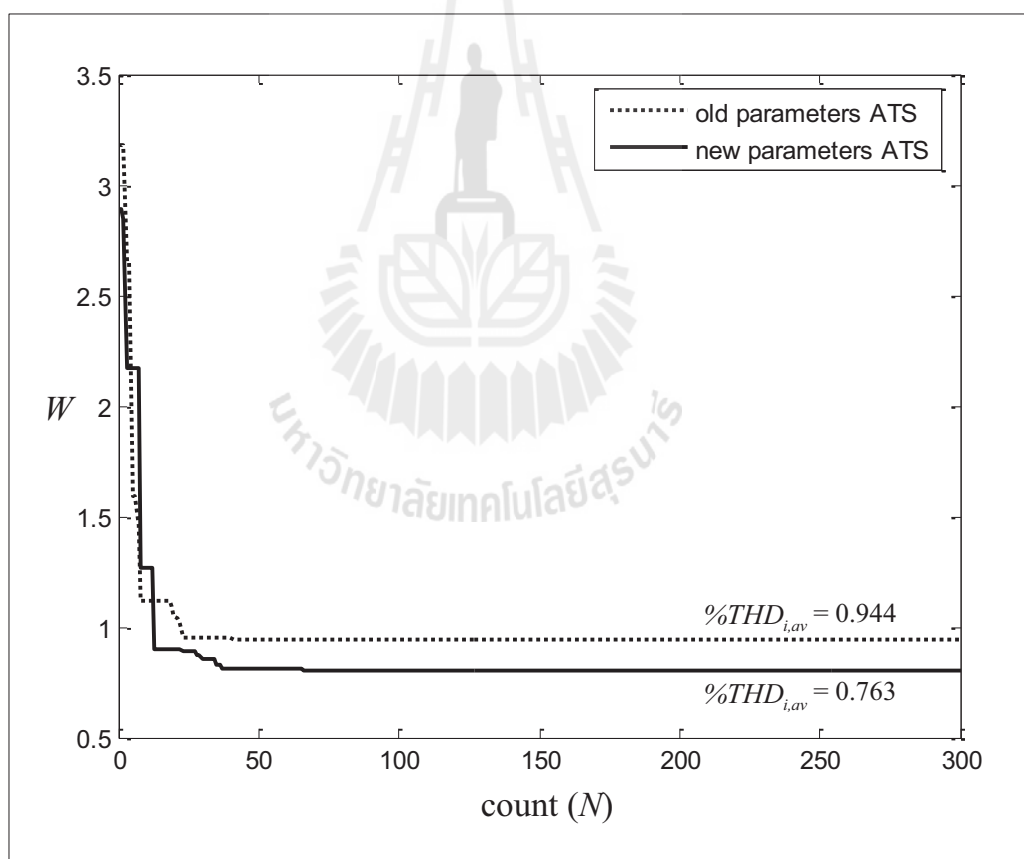
หมายเหตุ : จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 200 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 ค่า R_l เท่ากับ 0.4

ตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1 และ V_{dcref} มีค่าตั้งแต่ 467 ถึง 900 ซึ่งให้ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ a_0 , a_1 , L_f และ V_{dcref} และค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยแสดงดังตารางที่ 6.14 จากตารางดังกล่าว จะเห็นได้ว่าการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวด้วยวิธี ATS ในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่าให้ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ a_0 , a_1 , L_f และ V_{dcref} คือ ค่า a_0 เท่ากับ 2.41 ค่า a_1 เท่ากับ -1.41 ค่า L_f เท่ากับ 44 มิลลิเฮนรี และค่า V_{dcref} เท่ากับ 854.9 โวลต์ ทำให้ได้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 0.944% และในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ให้ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ a_0 , a_1 , L_f และ V_{dcref} คือ ค่า a_0 เท่ากับ 3.05 ค่า a_1 เท่ากับ -2.04 ค่า L_f เท่ากับ 46 มิลลิเฮนรี และค่า V_{dcref} เท่ากับ 896.4 โวลต์ ทำให้ได้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 0.763% ผลการประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ในแต่ละรอบการค้นหาแสดงดังรูปที่ 6.11 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่าการค้นหาคำตอบทั้งในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า และกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ พบคำตอบสุดท้ายที่ให้ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ดีที่สุดภายใน 100 รอบการค้นหาซึ่งบ่งบอกถึงการกำหนดรอบการค้นหาสูงสุดเท่ากับ 300 รอบมีความเหมาะสมเพียงพอ โดยให้ผลการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ และค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยดังตารางที่ 6.14 ซึ่งค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่

มีค่าต่ำกว่ากรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า จึงสามารถสรุปได้ว่ากรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ให้ผลการค้นหาคำตอบที่ดีกว่ากรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า ดังนั้นในหัวข้อถัดไปจะนำค่าพารามิเตอร์ a_0 , a_1 , L_f และ V_{dcref} ที่ได้จากการค้นหาในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ไปใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก

ตารางที่ 6.14 เปรียบเทียบผลการค้นหาพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า และชุดใหม่

พารามิเตอร์ของ วิธี ATS	พารามิเตอร์ที่ค้นหา				%THD _{i,av} หลังการชดเชย
	a_0	a_1	L_f (mH)	V_{dcref} (V)	
ชุดเก่า	2.41	-1.41	44	854.9	0.944
ชุดใหม่	3.05	-2.04	46	896.4	0.763



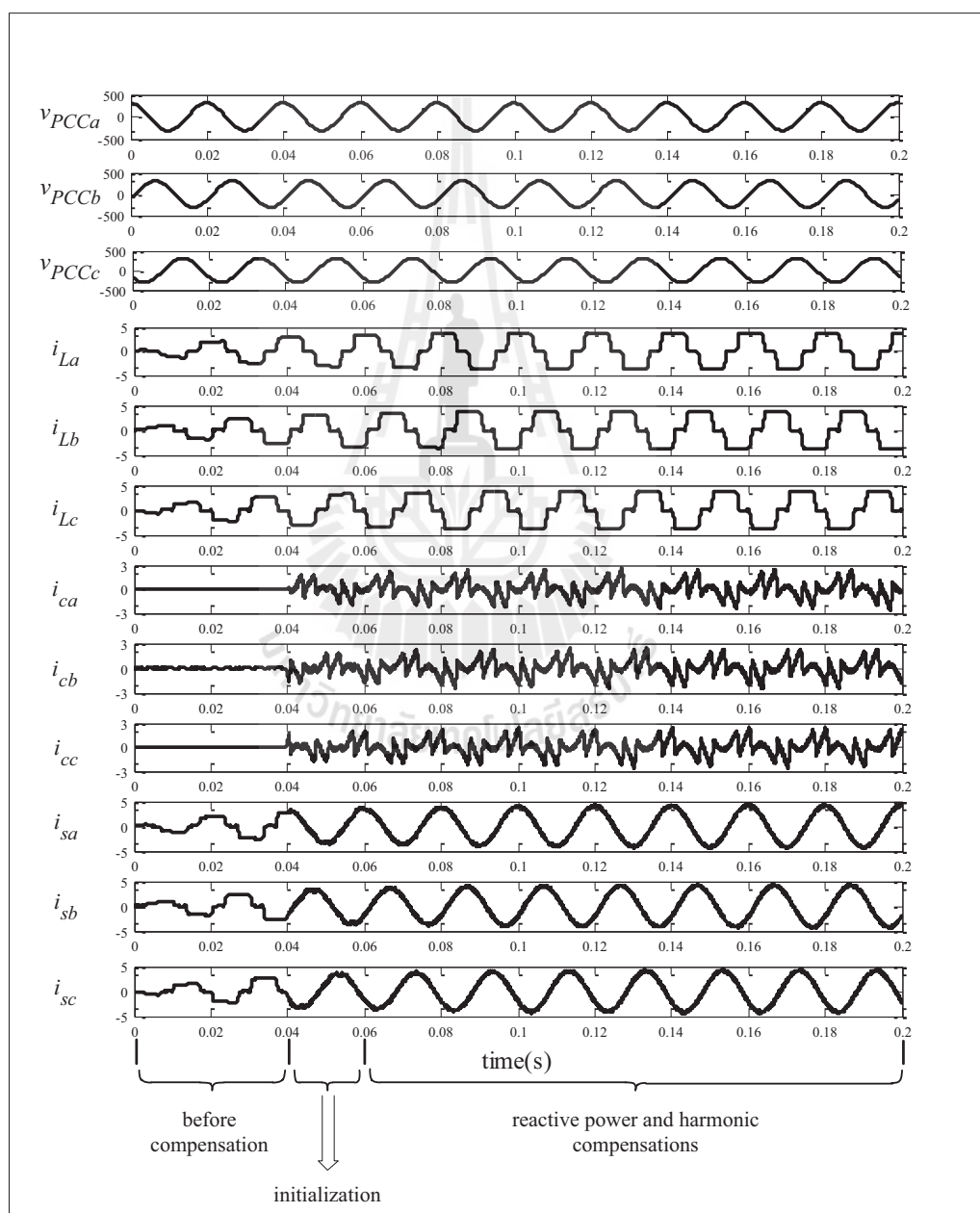
รูปที่ 6.11 ผลการเปรียบเทียบค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ โดยใช้พารามิเตอร์ของ ATS ชุดเก่า และชุดใหม่

6.4.3 ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล

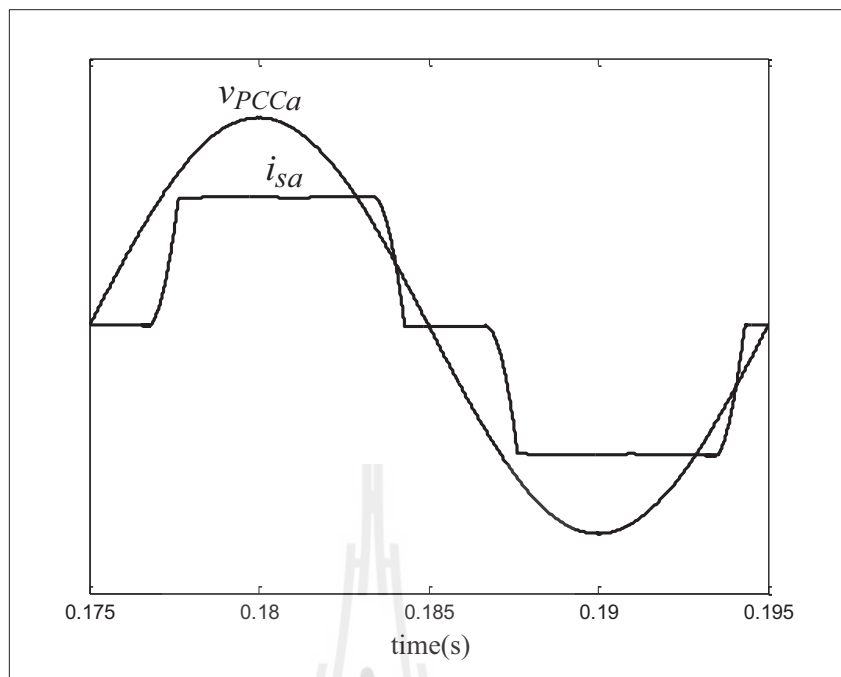
การจำลองสถานการณ์การก่อกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยใช้ระบบการก่อกำจัดฮาร์มอนิกดังรูปที่ 6.10 ซึ่งเป็นส่วนที่ทำงานอยู่บนโปรแกรม Simulink โดยระบบดังกล่าวมีองค์ประกอบ และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบเช่นเดียวกับกรณีที่ 1 ซึ่งได้นำเสนอรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 5.7 ยกเว้นค่าพารามิเตอร์ a_0 , a_1 , L_f และ V_{dcref} จะใช้ค่าที่ได้จากการค้นหาโดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ ซึ่งให้ผลการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ คือ ค่า a_0 เท่ากับ 3.05 ค่า a_1 เท่ากับ -2.04 ค่า L_f เท่ากับ 46 มิลลิเฮนรี และค่า V_{dcref} เท่ากับ 896.4 โวลต์ ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกเฉลี่ยและค่าตัวประกอบกำลังก่อนการชดเชยและหลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังตารางที่ 6.15 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสแสดงดังรูปที่ 6.12 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาทีเป็นช่วงเวลาที่ไม่มีมีการก่อกำจัดฮาร์มอนิก รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายก่อนการชดเชยจึงมีลักษณะเหมือนกระแสไฟฟ้าที่โหลด และช่วงเวลา 0.04 ถึง 0.06 วินาทีเป็นช่วงเวลาที่เริ่มต้นในการเก็บข้อมูลเพื่อนำไปคำนวณด้วยวิธี SWFA ซึ่งจะคำนวณเสร็จสิ้นเมื่อเริ่มคาบถัดไป ทำให้หลังจากเวลา 0.06 วินาทีเป็นต้นไปมีการก่อกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชย การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 6.13 (ก) จากรูปดังกล่าว ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งไม่มีมีการก่อกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 24.91% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 0.97 อีกทั้งยังเกิดการเลื่อนเฟสรูปแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 0.98 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 0.95 การเปรียบเทียบระหว่างลักษณะสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 6.13 (ข) จากรูปดังกล่าว หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการก่อกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชย แต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนเล็กน้อย โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 0.76% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a ดังนั้นสัญญาณทั้งสองจึงมีเฟสตรงกัน โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 1 รูปสัญญาณเปรียบเทียบระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบในเฟส a แกนคี่ และ

ตารางที่ 6.15 เปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์โมนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจร
กรองกำลังแอกทีฟ

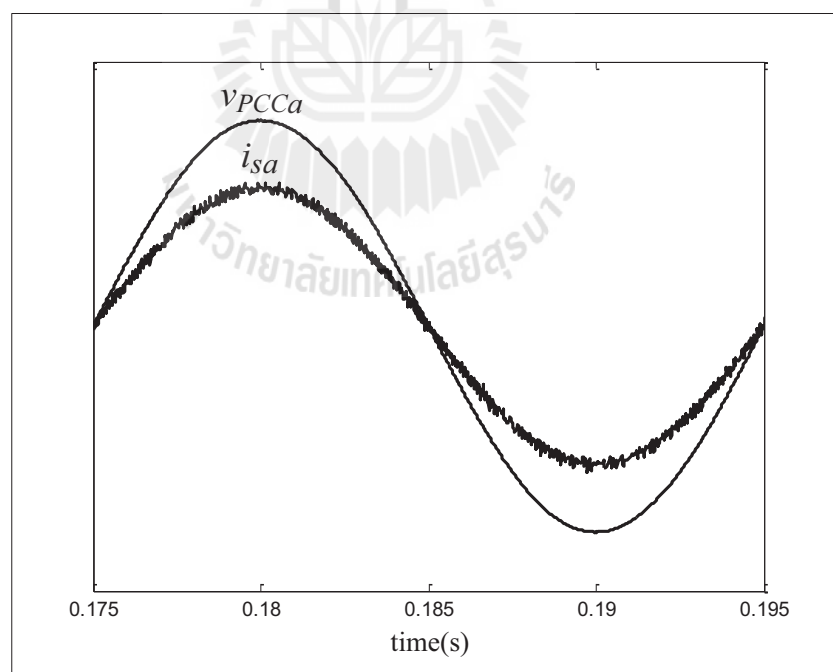
ก่อนการชดเชย				หลังการชดเชย			
$\%THD_{i,av}$	pf_{disp}	pf_{dist}	pf	$\%THD_{i,av}$	pf_{disp}	pf_{dist}	pf
24.91	0.98	0.97	0.95	0.76	1	1	1



รูปที่ 6.12 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส

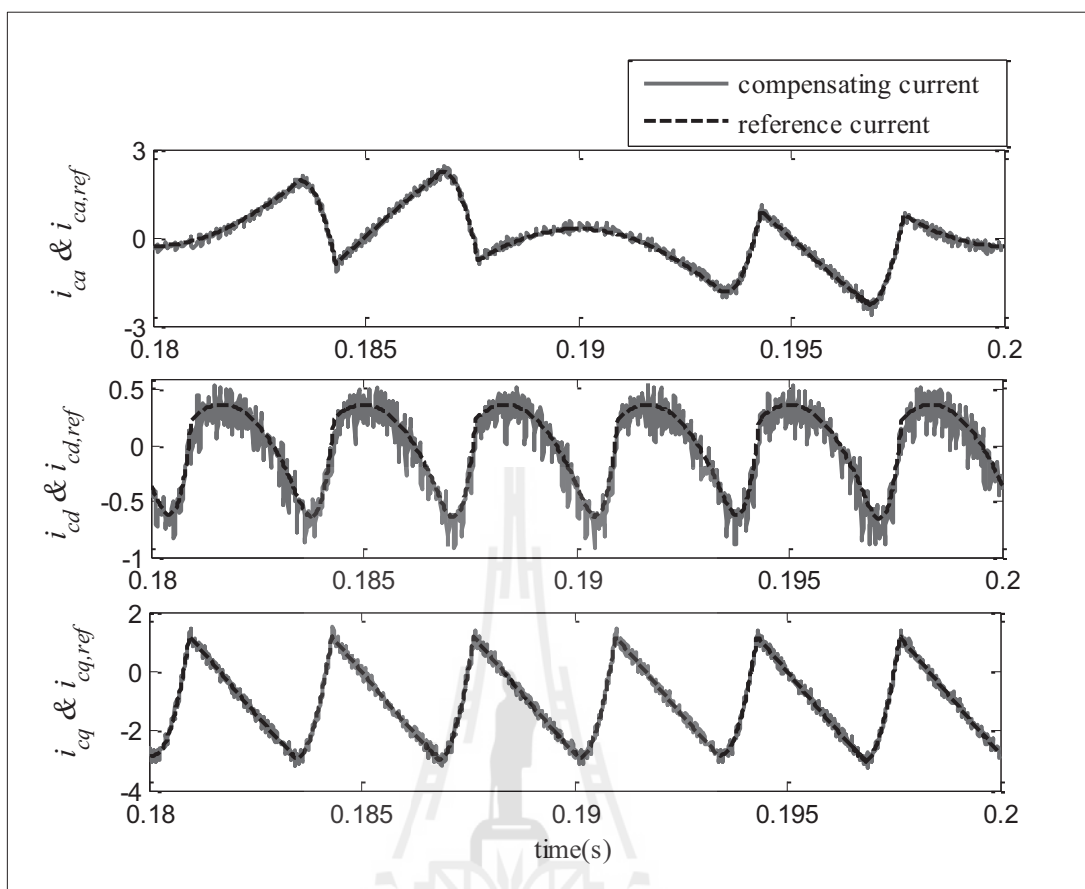


(ก) ก่อนการชดเชย



(ข) หลังการชดเชย

รูปที่ 6.13 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a



รูปที่ 6.14 รูปสัญญาณกระแสชดเชยกับกระแสอ้างอิงในเฟส a แกนดี และแกนคิวในกรณีที่ 3

แกนคิวแสดงดังรูปที่ 6.14 จากรูปดังกล่าว จะสังเกตได้ว่า วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่มีการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวด้วยวิธี ATS ทำให้รูปสัญญาณกระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบมีลักษณะเป็นไปตามกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ทั้งเฟส a แกนดี และแกนคิว ซึ่งบ่งบอกถึงสมรรถนะที่ดีของการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่มีการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวด้วยวิธี ATS ผลดีจากการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS ในกรณีที่ 3 ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a หลังการชดเชยมีลักษณะใกล้เคียงรูปสัญญาณไซน์มากกว่า และเกิดความผิดเพี้ยนน้อยกว่าในกรณีที่ 1 และ 2 อีกทั้งยังมีความแม่นยำในการควบคุมให้กระแสชดเชยมีลักษณะเป็นไปตามกระแสอ้างอิงได้ดีกว่าในกรณีที่ 1 และ 2 โดยสามารถบ่งบอกได้จากค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย ซึ่งในกรณีที่ 3 ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยต่ำกว่ากรณีที่ 1 และ 2

โดยกรณีที่ 3 ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 0.76% กรณีที่ 2 ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 0.96% และกรณีที่ 1 ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 1.40%

6.5 เปรียบเทียบผลการจำลองสถานการณ์

การพิจารณาเปรียบเทียบการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว และการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟจะแบ่งออกเป็น 3 กรณี คือ กรณีที่ 1 ใช้สมการของลากรานจ์อันดับที่หนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือ ค่า a_0 เท่ากับ 2 และค่า a_1 เท่ากับ -1 กรณีที่ 2 คือ การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ และกรณีที่ 3 คือ การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว พร้อมกับออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่พร้อมกับการค้นหาพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง และค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง โดยค่าพารามิเตอร์ a_0 , a_1 , L_f , V_{dcref} และค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยของทั้ง 3 กรณีแสดงดังตารางที่ 6.16 ซึ่งการพิจารณาเปรียบเทียบจะแบ่งเป็น 2 ประเด็น คือ ประเด็นแรกกรณีที่ 2 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่ากรณีที่ 1 ซึ่งบ่งบอกจากค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยที่มีค่าต่ำกว่า โดยกรณีที่ 2 ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 0.96% และกรณีที่ 1 ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 1.40% เนื่องจากกรณีที่ 2 ใช้ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS คือ ค่า a_0 เท่ากับ 2.85 และค่า a_1 เท่ากับ -1.86 ค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวที่มีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณาจะส่งผลทำให้การควบคุมการบิดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น ซึ่งแตกต่างกับกรณีที่ 1 ที่ใช้สมการของลากรานจ์อันดับที่หนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือ ค่า a_0 เท่ากับ 2 และค่า a_1 เท่ากับ -1 โดยกรณีดังกล่าว ไม่มีการปรับแต่งค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ให้มีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณา จึงทำให้ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวในกรณีที่ 2 สามารถควบคุมการบิดกระแสชดเชยให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และมีผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่ากรณีที่ 1 และประเด็นที่สอง กรณีที่ 3 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่ากรณีที่ 1 และกรณีที่ 2 ซึ่งบ่งบอกจากค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยที่มีค่าต่ำกว่า โดยกรณีที่ 3 ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 0.76% กรณีที่ 2 ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 0.96% และกรณีที่ 1 ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 1.40% เนื่องจากกรณีที่ 3 มีการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์เช่นเดียวกับกรณีที่ 2 แต่ในส่วนของการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS ซึ่งทั้งสองกรณีใช้ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกต่างกัน โดยกรณีที่ 3 จะออกแบบค่า

ตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง และค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS โดยใช้ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่ประกอบด้วย การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว และการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ซึ่งเป็นระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ โดยผลการค้นหา คือ ค่า L_f เท่ากับ 46 มิลลิเฮนรี และค่า V_{dcref} เท่ากับ 896.4 โวลต์ ในขณะที่กรณีที่ 2 ใช้ค่า L_f เท่ากับ 39 มิลลิเฮนรี และค่า V_{dcref} เท่ากับ 750 โวลต์ ทำให้การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟในกรณีที่ 3 มีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณามากกว่ากรณีที่ 2 และส่งผลให้การฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟในกรณีที่ 3 มีผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่ากรณีที่ 2

ตาราง 6.16 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ และค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยในแต่ละกรณี

กรณี	พารามิเตอร์				$\%THD_{i,av}$	
	a_0	a_1	L_f (mH)	V_{dcref} (V)	ก่อนการ ชดเชย	หลังการ ชดเชย
1	2	-1	39	750	24.91	1.40
2 (ค้นหาค่า a_0, a_1)	2.85	-1.86	39	750		0.96
3 (ค้นหาค่า a_0, a_1, L_f, V_{dcref})	3.05	-2.04	46	896.4		0.76

6.6 สรุป

ในบทนี้ใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว และการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF โดยมีการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวด้วยวิธี ATS ในกรณีที่ 2 และเพิ่มเติมการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS ในกรณีที่ 3 ส่วนกรณีที่ 1 ใช้สมการของลากรางจ์อันดับที่หนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ คือค่า a_0 เท่ากับ 2 และค่า a_1 เท่ากับ -1 ซึ่งให้ผลค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 1.40% ส่วนกรณีที่ 2 คือ การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวโดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ชุดใหม่ ซึ่งให้ผลการค้นหาค่า a_0 เท่ากับ 2.85 ค่า a_1 เท่ากับ -1.86 และทำให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 0.96% โดยกรณีที่ 1 และกรณีที่ 2 จะใช้ค่า L_f เท่ากับ 39 มิลลิเฮนรี และค่า V_{dcref} เท่ากับ 750 โวลต์ กรณีที่ 3 คือ การ

ออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีควพร้อมกับการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ชุดใหม่พร้อมกับการค้นหาพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง และค่าแรงดันบัลไฟตรง อ้างอิง ให้ผลการค้นหาค่า a_0 เท่ากับ 3.05 ค่า a_1 เท่ากับ -2.04 ค่า L_f เท่ากับ 46 มิลลิเฮนรี ค่า $V_{dc,ref}$ เท่ากับ 896.4 โวลต์ และทำให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 0.76% เมื่อเปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิกทั้ง 3 กรณีดังกล่าว สามารถเรียงลำดับได้ดังนี้ กรณีที่ 1 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่แย่ที่สุด ในกรณีที่ 2 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีขึ้น และในกรณีที่ 3 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีที่สุด โดยผลการกำจัดฮาร์มอนิกทั้ง 3 กรณีให้ผล $\%THD_{i,av}$ อยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยมีค่าเป็น 1 ด้วยเช่นกัน ในบทถัดไปจะนำค่าพารามิเตอร์ a_0 , a_1 , L_f และ $V_{dc,ref}$ ที่ได้จากการออกแบบในกรณีที่ 3 ไปใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์ในระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ



บทที่ 7

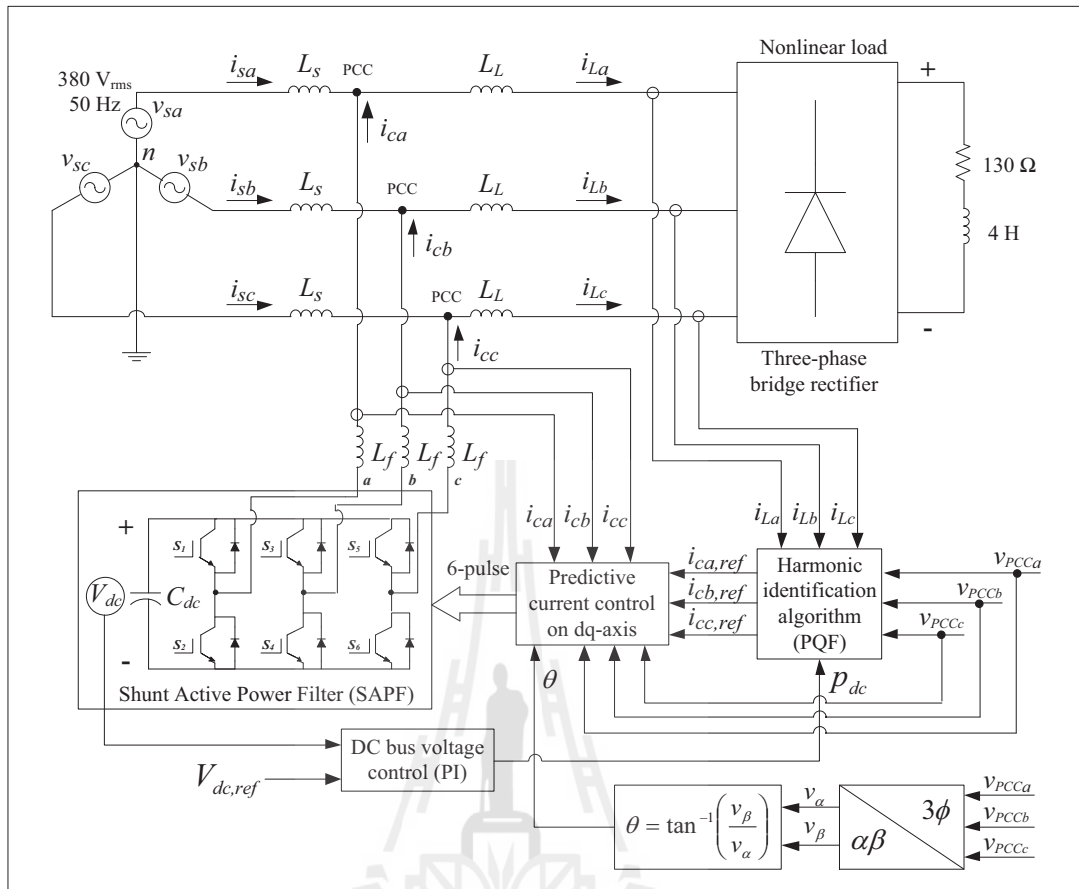
การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ

7.1 บทนำ

การกำจัดการฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน จำเป็นต้องมีการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) ซึ่งเป็นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C_{dc}) เพื่อให้ค่าแรงดันบัลไฟตรงมีค่าเป็นไปตามค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิง ($V_{dc,ref}$) ที่ได้ออกแบบไว้ในหัวข้อ 6.4 หากไม่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง จะทำให้ค่าแรงดันดังกล่าวมีค่าไม่ตรงตามค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงที่ได้ทำการออกแบบ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยตรง ดังนั้นในบทนี้จึงได้นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ

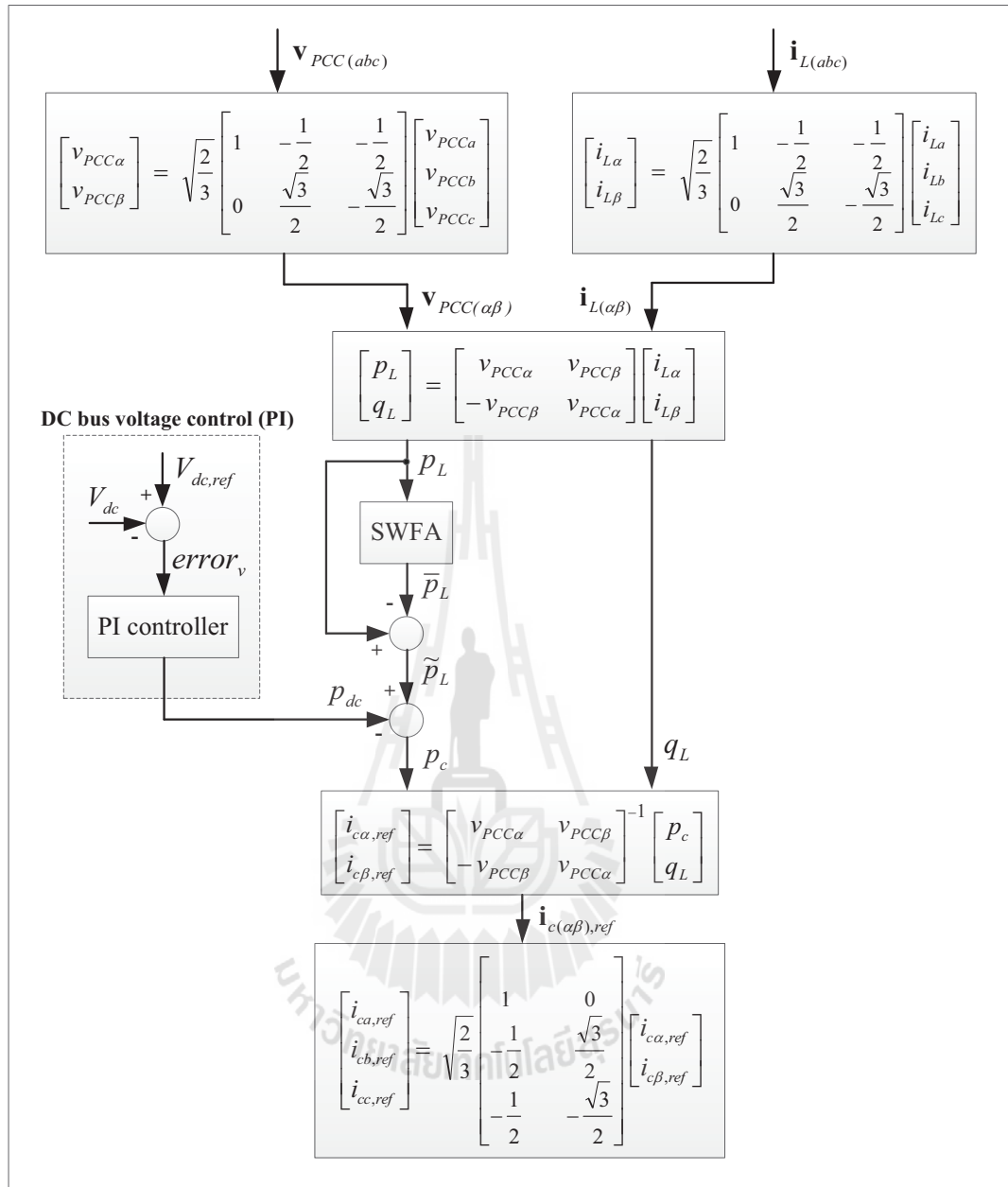
7.2 การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีการเชื่อมโยงกับวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบกับวิธีฟูริเยร์

โครงสร้างระบบการกำจัดการฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF และการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลที่มีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำแสดงดังรูปที่ 7.1 จากรูปดังกล่าว ประกอบไปด้วยบล็อกต่าง ๆ ซึ่งมีหน้าที่การทำงานตามที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 5.2 โดยเพิ่มการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอพิจารณาได้ดังบล็อก DC bus voltage control (PI) ซึ่งมีการทำงานเชื่อมโยงกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ในบล็อก Harmonic identification algorithm (PQF) และทำหน้าที่ควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรกรองให้มีค่าเป็นไปตามค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงที่ได้ออกแบบไว้ เพื่อให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีจุดการทำงานที่เหมาะสม เนื่องจากวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันโดยทางด้านดีซี มีการต่อตัวเก็บประจุของวงจรกรอง ซึ่งจะทำหน้าที่เก็บสะสมพลังงานเพื่อใช้สำหรับการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบทางด้านเอซี



รูปที่ 7.1 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีการเชื่อมโยงกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF โดยมีการนำเอาต์พุตของการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงเข้าไปแทรกในขั้นตอนการคำนวณกระแสอ้างอิงของวิธี PQF แสดงเป็นแผนภาพได้ดังรูปที่ 7.2 จากรูปดังกล่าว บล็อก DC bus voltage control (PI) มีอินพุต 2 ค่า ได้แก่ V_{dc} คือ แรงดันบัสไฟตรง และ $V_{dc,ref}$ คือ แรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง และเอาต์พุต คือ ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง (p_{dc}) เมื่อพิจารณาภายในบล็อก DC bus voltage control (PI) การนำค่า V_{dc} หักลบออกจากค่า $V_{dc,ref}$ จะให้ค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ($error_v$) เมื่อใช้ค่า $error_v$ เป็นอินพุตของบล็อก PI controller ที่เป็นตัวควบคุมแบบพีไอจะได้เอาต์พุต คือ ค่า p_{dc} เมื่อพิจารณาการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงเชื่อมโยงกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF จะนำค่า p_{dc} ไปหักลบกับปริมาณฮาร์มอนิกซึ่งเป็นกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับ ($\tilde{p}_L$) ซึ่งให้ผลต่าง คือ กำลังไฟฟ้าแอกทีฟที่ใช้ในการคำนวณค่ากระแสอ้างอิง (p_c) สำหรับการชดเชย เพื่อกำจัดฮาร์มอนิก และควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรง



รูปที่ 7.2 แผนภาพการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

7.3 การออกแบบค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

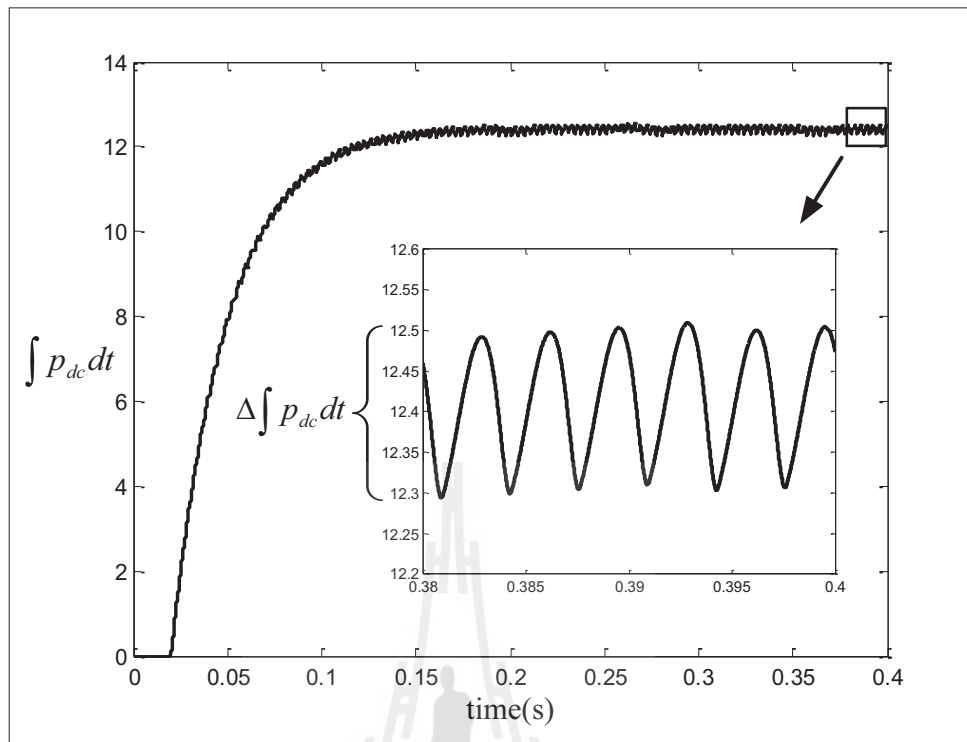
การออกแบบค่าตัวเก็บประจุสำหรับเป็นแหล่งสะสมพลังงานเพื่อจ่ายแรงดันบัสไฟตรงให้กับอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จะพิจารณาออกแบบโดยคำนึงถึง 2 ประเด็นสำคัญ คือ ประเด็นแรกการออกแบบค่า C_{dc} โดยคำนึงถึงค่าพลังงานที่ตัวเก็บประจุ ซึ่งจะต้องมีพลังงานเพียงพอสำหรับการฉีดกระแสชดเชยเพื่อกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัว

ประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอทไฟ และประเด็นที่สองการออกแบบค่า C_{dc} โดยคำนึงถึงค่าแรงดันกระเพื่อม (ΔV_{dc}) ซึ่งจะส่งผลต่อความคลาดเคลื่อนของค่าแรงดันบัสไฟตรง การออกแบบโดยคำนึงถึงค่าพลังงานที่ตัวเก็บประจุ โดยใช้วิธีการของพลสิทธิ์ ศานติประพันธ์ ได้นำเสนอขึ้นในปี พ.ศ. 2554 (พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, 2554) เริ่มแรกจะพิจารณาค่ากำลังงาน $p_{dc}(t)$ ซึ่งเป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของพลังงานที่ตัวเก็บประจุเทียบกับเวลา ($\frac{dE_{dc}}{dt}$) ดังสมการที่ (7-1) จากสมการดังกล่าว เมื่อทำการอินทิเกรต $p_{dc}(t)$ เพื่อพิจารณาให้อยู่ในรูปแบบของพลังงานที่ตัวเก็บประจุ (E_{dc}) จะได้ดังสมการที่ (7-2) ทำการจัดรูปแบบสมการจะได้ขอบเขตต่ำสุดของค่าตัวเก็บประจุ ($C_{dc,min}$) ดังสมการที่ (7-3) โดยที่ ค่า $\int p_{dc} dt$ คือ ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอทไฟที่ตัวเก็บประจุในสถานะคงตัวแสดงดังรูปที่ 7.3 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่าที่สถานะคงตัว $\int p_{dc} dt$ มีค่าเท่ากับ 12.4 วัตต์ และใช้ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงเท่ากับ 896.4 โวลต์ ซึ่งให้ผลลัพธ์การออกแบบโดยมีขอบเขตค่า $C_{dc,min}$ เท่ากับ 30.86 ไมโครฟารัด การออกแบบโดยคำนึงถึงค่าแรงดันกระเพื่อม โดยใช้วิธีการของ Thierry Thomas ได้นำเสนอขึ้นในปี ค.ศ. 1998 (Thomas, 1998) ซึ่งผลลัพธ์ของการออกแบบ คือ ค่า $C_{dc,min}$ คำนวณได้ดังสมการที่ (7-4) จากสมการดังกล่าว ค่าแรงดันกระเพื่อมจะกำหนดให้อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ ซึ่งผู้วิจัยวิทยานิพนธ์กำหนดให้ ΔV_{dc} มีค่าไม่เกิน 2.5 V หรือไม่เกิน 0.3 เปอร์เซ็นต์ และค่าผลต่างของพลังงานที่ตัวเก็บประจุ ($\Delta \int p_{dc} dt$) พิจารณาได้ดังรูปที่ 7.3 จากรูปดังกล่าว $\Delta \int p_{dc} dt$ มีค่าเท่ากับ 0.2 วัตต์ จึงให้ผลลัพธ์การออกแบบขอบเขตค่า $C_{dc,min}$ เท่ากับ 89.25 ไมโครฟารัด จากการออกแบบทั้ง 2 วิธีพบว่าค่า C_{dc} ควรมีค่ามากกว่า 89.25 ไมโครฟารัด ดังนั้นในงานวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุของวงจรกรองให้มีค่าเท่ากับ 250 ไมโครฟารัด เนื่องจากเป็นไปตามขอบเขตของการออกแบบด้านพลังงาน และแรงดันกระเพื่อม อีกทั้งยังคำนึงถึงระยะเวลาการเข้าสู่สถานะคงตัวของค่า V_{dc} ที่รวดเร็ว และแรงดันกระเพื่อมที่ต่ำ

$$p_{dc} = V_{dc} i_{dc} = \frac{dE_{dc}}{dt} \quad (7-1)$$

$$E_{dc} = \int p_{dc} dt = \int (V_{dc} \cdot C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt}) dt = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (7-2)$$

$$C_{dc,min} = \frac{2 \cdot \int p_{dc} dt}{V_{dc}^2} = \frac{2(12.4)}{896.4^2} = 30.86 \text{ } \mu\text{F} \quad (7-3)$$



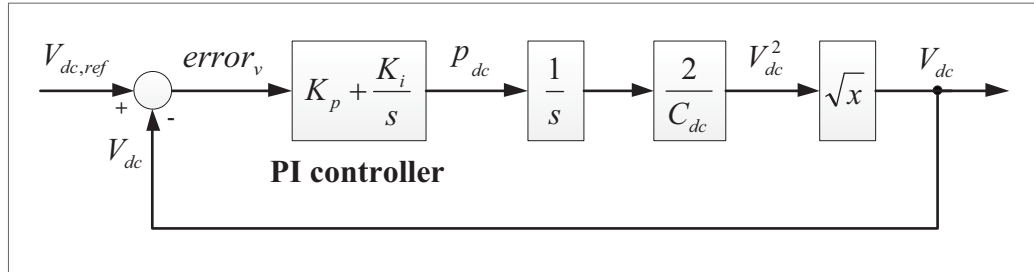
รูปที่ 7.3 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟที่ตัวเก็บประจุ

$$C_{dc,min} = \frac{\Delta \int p_{dc} dt}{\Delta V_{dc} \times V_{dc,ref}} = \frac{0.2}{2.5 \times 896.4} = 89.25 \text{ } \mu\text{F} \quad (7-4)$$

7.4 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง (ทศพร ณรงค์ฤทธิ์, 2552)

วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสร้างขึ้นจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังไอจีบีที 6 ตัว โดยมีตัวเก็บประจุของวงจรกรองเป็นตัวสะสมพลังงาน ซึ่งค่าพลังงานที่ตัวเก็บประจุสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (7-2) และเมื่อทำการจัดรูปสมการสำหรับการคำนวณค่าแรงดันบัสไฟตรงจะได้ดังสมการที่ (7-5) จากสมการดังกล่าว นำไปสร้างบล็อกไดอะแกรมสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟได้ดังรูปที่ 7.4 ซึ่งสังเกตได้ว่าภายในบล็อกไดอะแกรมสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงมีส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้น คือ บล็อกการหาค่ารากที่สองของค่า x ใด ๆ ดังนั้นในการแปลงสมการไม่เชิงเส้นที่ใช้อธิบายระบบให้เป็นสมการเชิงเส้น เพื่อนำไปสู่การหาฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function : $T(s)$) ได้อย่างเหมาะสม จึงใช้เทคนิคการทำให้เป็นเชิงเส้น (linearization) ด้วยการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์

$$V_{dc} = \sqrt{\frac{2}{C_{dc}} \int p_{dc} dt} \quad (7-5)$$



รูปที่ 7.4 บล็อกไดอะแกรมสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

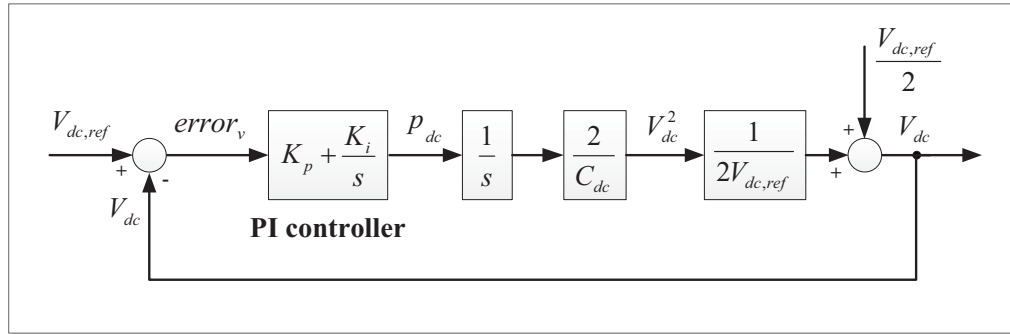
(Taylor series) เข้าไปแทนฟังก์ชัน ไม่เชิงเส้นที่พบในสมการดั้งเดิม ซึ่งการกระจายจะพิจารณารอบจุดปฏิบัติการของระบบ (x_0) พิจารณาได้ดังสมการที่ (7-6) จากสมการดังกล่าว เมื่อพิจารณาผลในเทอมอนุพันธ์แสดงดังสมการที่ (7-7) ทำการจัดรูปสมการจะได้ดังสมการที่ (7-8) เมื่อแทนค่า $x = V_{dc}^2$ และค่า $\sqrt{x_0} = V_{dc,ref}$ ลงในสมการที่ (7-8) ทำให้สามารถหาค่ารากที่สองของ V_{dc}^2 ได้ดังสมการที่ (7-9) จากการทำให้เป็นเชิงเส้นในสมการ (7-9) ทำให้สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟใหม่ได้ดังรูปที่ 7.5 จากบล็อกไดอะแกรมในรูปดังกล่าวสามารถพิจารณาหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบแสดงดังสมการที่

$$\sqrt{x} \approx \sqrt{x_0} + \left. \frac{d\sqrt{x}}{dx} \right|_{x=x_0} \cdot (x - x_0) \quad (7-6)$$

$$\sqrt{x} \approx \sqrt{x_0} + \frac{1}{2\sqrt{x_0}} (x - x_0) \quad (7-7)$$

$$\sqrt{x} \approx \frac{\sqrt{x_0}}{2} + \frac{1}{2\sqrt{x_0}} x \quad (7-8)$$

$$\sqrt{V_{dc}^2} \approx \frac{V_{dc,ref}}{2} + \frac{1}{2V_{dc,ref}} V_{dc}^2 \quad (7-9)$$



รูปที่ 7.5 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงที่มีการประมาณค่ารากที่สองของ V_{dc}^2

(7-10) การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_p และ K_i ของตัวควบคุมแบบพีไอ จะใช้วิธีการเทียบค่าสัมประสิทธิ์ระหว่างพหุนามลักษณะเฉพาะ (characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบในสมการที่ (7-10) และพหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐานในสมการที่ (7-11) โดยการเปรียบเทียบพหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งสองแสดงได้ดังสมการที่ (7-12) เมื่อทำการเทียบค่าสัมประสิทธิ์ในสมการดังกล่าว พร้อมทั้ง

$$T(s) = \frac{V_{dc}}{V_{dc,ref}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{s^2 + 2AK_p s + 2AK_i}{s^2 + AK_p s + AK_i} \quad (7-10)$$

โดยที่ $A = \frac{1}{C_{dc} V_{dc,ref}}$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (7-11)$$

$$s^2 + AK_p s + AK_i = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (7-12)$$

ทำการจัดรูปสมการจะได้สมการสำหรับคำนวณค่า K_p ดังสมการที่ (7-13) และสมการสำหรับคำนวณค่า K_i ดังสมการที่ (7-14) ซึ่ง T_{set} คือ ช่วงเวลาเข้าที่ (settling time) โดยกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.5 วินาที เนื่องจากหากกำหนดให้ช่วงเวลาเข้าที่มีค่าน้อยลงจะส่งผลให้การพุ่งเกินมีค่าสูงขึ้นด้วย และ ζ คือ ค่าอัตราส่วนการเข้าสู่สถานะคงตัว (damping ratio) โดยกำหนดให้มีค่า

เท่ากับ $\sqrt{2}/2$ เพื่อให้การตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงต่ำกว่าวิกฤต (underdamped response) การออกแบบค่า K_p และ K_i จะใช้ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงเท่ากับ 896.4 โวลต์ และค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรองเท่ากับ 250 ไมโครฟารัด ตามที่ได้ออกแบบไว้ในหัวข้อที่ 7.3 เมื่อนำข้อมูลดังกล่าวมาคำนวณค่า K_p และ K_i ในสมการที่ (7-13) และสมการที่ (7-14) ทำให้ได้ผลการออกแบบค่า K_p เท่ากับ 3.586 และค่า K_i เท่ากับ 28.693

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n}{A} \quad (7-13)$$

$$K_i = \frac{\omega_n^2}{A} \quad (7-14)$$

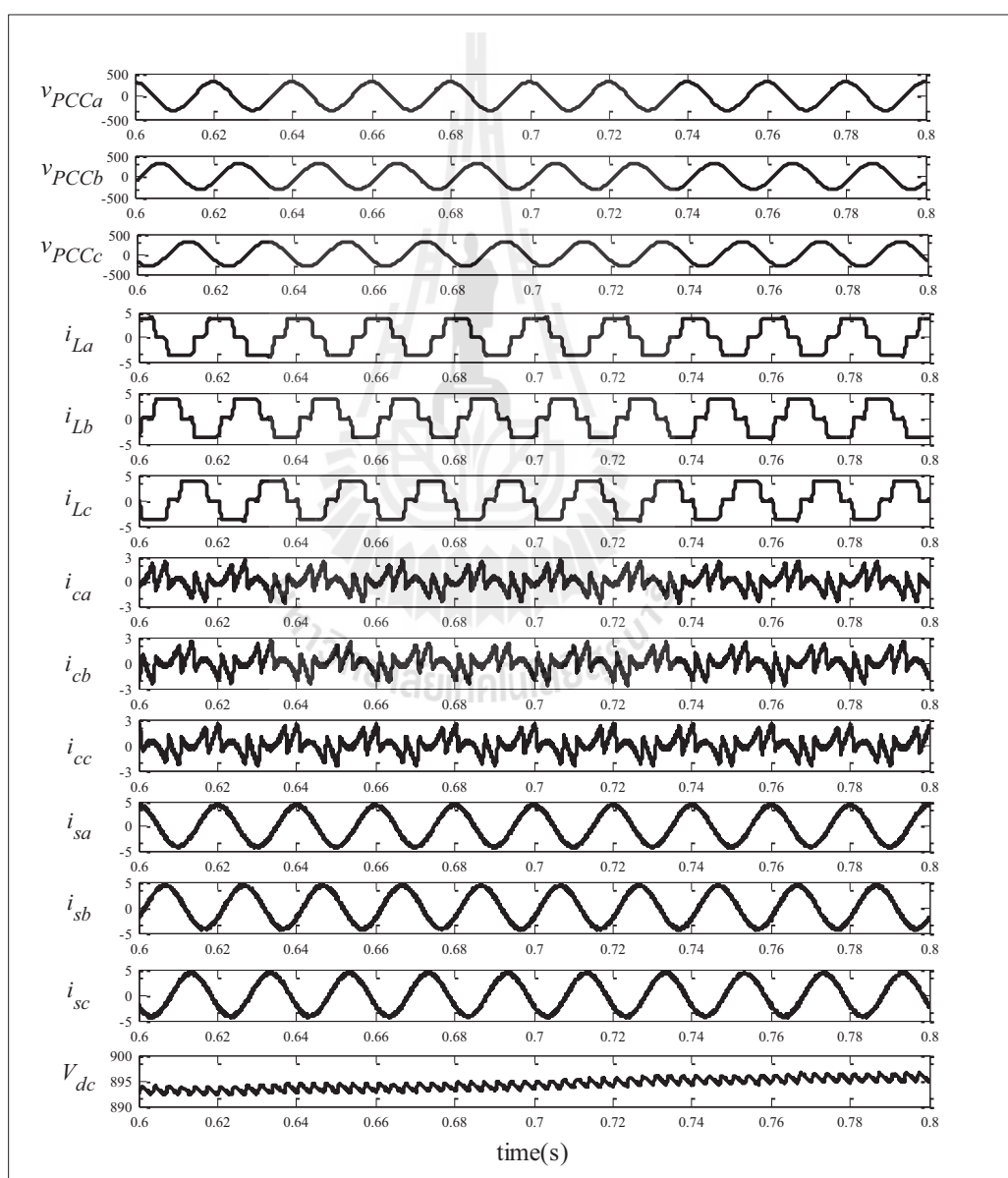
โดยที่ ω_n คือ ความถี่ธรรมชาติ (natural frequency) มีค่าเท่ากับ $\frac{4}{T_{set}\zeta}$ เมื่อพิจารณาให้ค่าความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว (e_{ss}) มีค่าเท่ากับ $\pm 2\%$

7.5 ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล

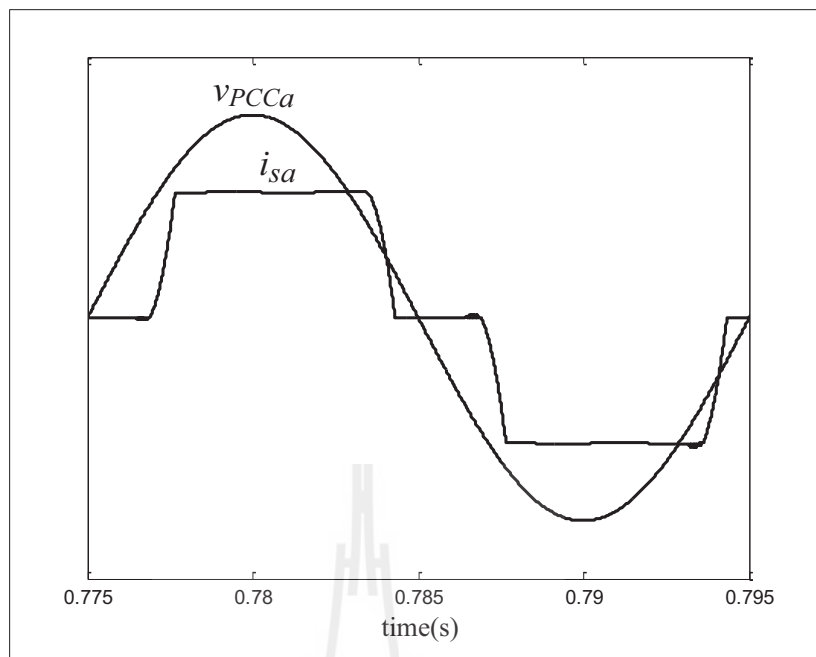
การจำลองสถานการณ์การก่อกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยใช้ระบบการก่อกำจัดฮาร์มอนิกดังรูปที่ 7.1 โดยระบบดังกล่าวมีองค์ประกอบ และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบเช่นเดียวกับระบบการก่อกำจัดฮาร์มอนิกที่ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.7 แต่จะใช้ตัวเก็บประจุที่มีการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงแทนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในการจ่ายแรงดันบัสไฟตรงให้กับอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยตัวเก็บประจุของวงจรกรองตามที่ได้ออกแบบไว้ในหัวข้อที่ 7.3 มีค่าเท่ากับ 250 ไมโครฟารัด และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอมีค่าพารามิเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้ในหัวข้อที่ 7.4 คือ ค่า K_p เท่ากับ 3.586 ค่า K_i เท่ากับ 28.693 และใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS คือ ค่า a_0 เท่ากับ 3.05 ค่า a_1 เท่ากับ -2.04 ค่า L_f เท่ากับ 46 มิลลิเฮนรี ค่า V_{dcref} เท่ากับ 896.4 โวลต์ ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกเฉลี่ย และค่าตัวประกอบกำลังก่อนการชดเชย และหลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังตารางที่ 7.1 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสแสดงดังรูปที่ 7.6 จากรูปดังกล่าว หลังจากเวลา 0.6 วินาทีเป็นต้นไปมีการก่อกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชย โดยการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอมีสมรรถนะการทำงาน

ตารางที่ 7.1 ผลการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟ
ที่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

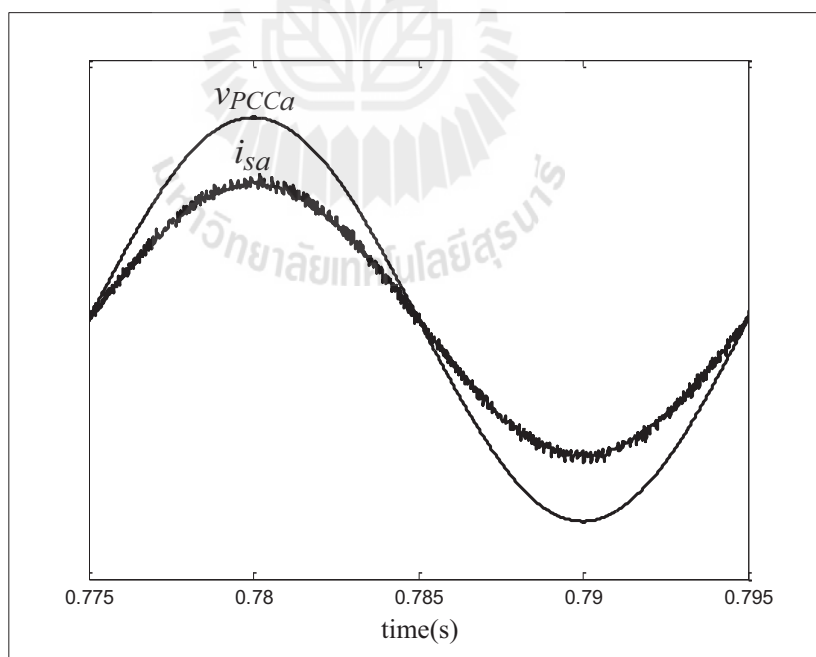
ก่อนการชดเชย				หลังการชดเชย			
$\%THD_{i,av}$	pf_{disp}	pf_{dist}	pf	$\%THD_{i,av}$	pf_{disp}	pf_{dist}	pf
24.91	0.98	0.97	0.95	0.91	1	1	1



รูปที่ 7.6 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส



(ก) ก่อนการขาดเซย์

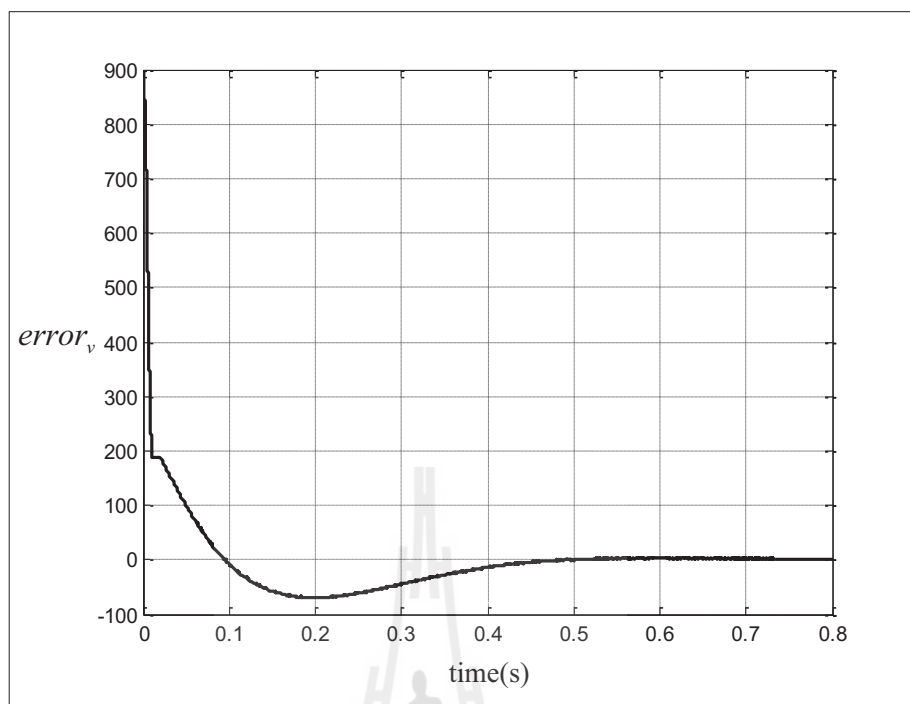


(ข) หลังการขาดเซย์

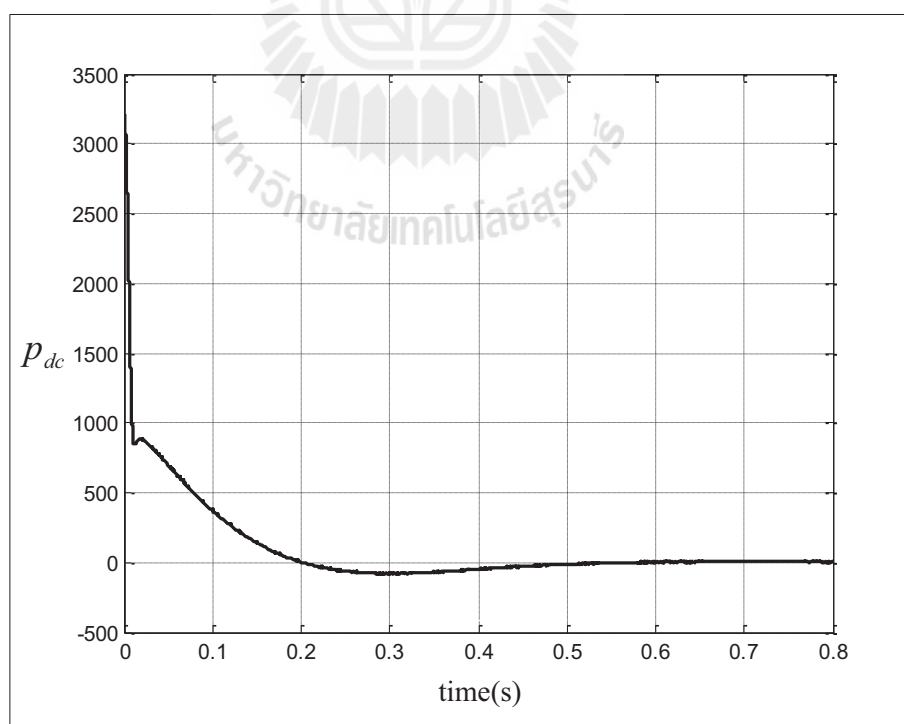
รูปที่ 7.7 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a

ที่ดีส่งผลให้แรงดันบัลไฟตรงมีค่าเป็นไปตามแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงที่ค่า 896.4 โวลต์ โดยเกิดแรงดันกระเพื่อมประมาณ 1 โวลต์ การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 7.7 (ก) จากรูปดังกล่าว ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งไม่มีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 24.91% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 0.97 อีกทั้งยังเกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 0.98 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 0.95 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 7.7 (ข) จากรูปดังกล่าว หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยแต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนเล็กน้อย โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 0.91% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a ดังนั้นสัญญาณทั้งสองจึงมีเฟสตรงกัน โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 1

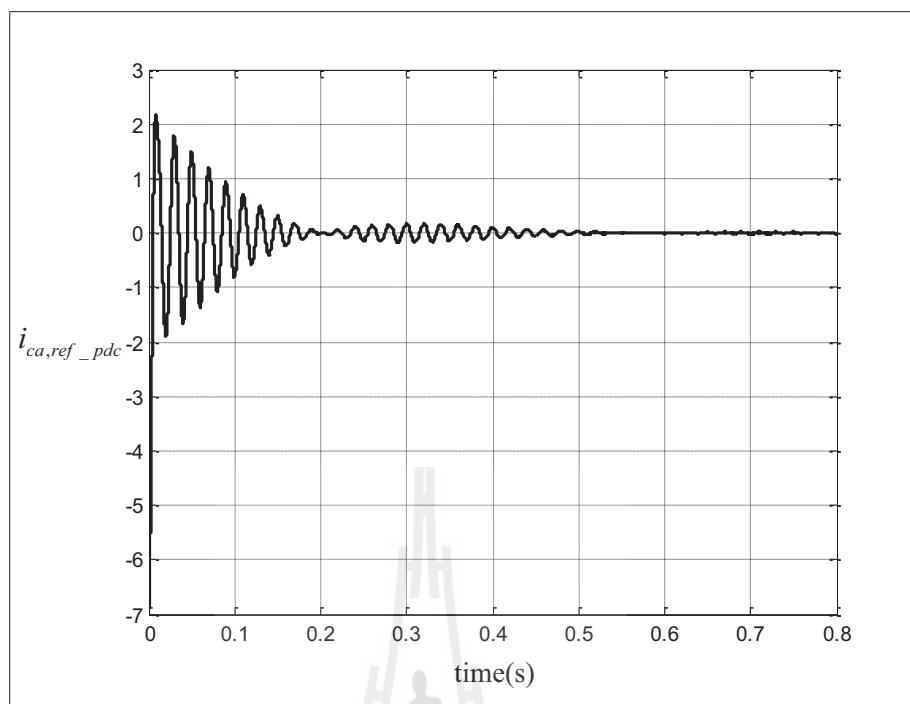
เมื่อพิจารณาการทำงานของการทำงานของการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ รูปสัญญาณความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัลไฟตรงกับแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงแสดงดังรูปที่ 7.8 จากรูปดังกล่าว เนื่องจาก $error_v$ เป็นค่าผลต่างที่ได้จากการนำค่า V_{dc} หักลบออกจากค่า $V_{dc,ref}$ ดังนั้น $error_v$ จะมีค่าเป็นบวกเมื่อ V_{dc} มีค่าน้อยกว่า $V_{dc,ref}$ ซึ่งอยู่ในช่วงเวลา 0 ถึง 0.1 วินาที และ $error_v$ มีค่าเป็นลบเมื่อ V_{dc} มีค่ามากกว่า $V_{dc,ref}$ ซึ่งอยู่ในช่วงเวลา 0.1 ถึง 0.5 วินาที โดยที่เวลา 0.2 วินาทีเป็นจุดที่มีค่า $error_v$ ต่ำที่สุดเนื่องจากมีค่าแรงดันบัลไฟตรงสูงที่สุดและแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงมีค่าคงที่ โดยที่เวลา 0.5 วินาทีเป็นต้นไปค่า $error_v$ จะมีค่าประมาณศูนย์ เมื่อใช้ค่า $error_v$ เป็นอินพุตของตัวควบคุมแบบพีไอจะได้เอาต์พุต คือ ค่า p_{dc} รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงแสดงดังรูปที่ 7.9 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.2 วินาที p_{dc} มีค่าเป็นบวกซึ่งเป็นช่วงแรกเริ่มเก็บสะสมพลังงานที่ตัวเก็บประจุ และช่วงเวลา 0.2 ถึง 0.6 วินาที p_{dc} มีค่าเป็นลบซึ่งเป็นช่วงคายพลังงานที่ตัวเก็บประจุ และที่เวลา 0.6 วินาทีเป็นต้นไปค่า p_{dc} จะมีค่าประมาณศูนย์ เมื่อพิจารณาการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงเชื่อมโยงกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ในรูปที่ 7.2 จะนำค่า p_{dc} ไปหักลบกับ $\tilde{p}_L$ ซึ่งเป็นปริมาณฮาร์มอนิกซึ่งให้ผลต่าง คือ ค่า p_c เมื่อกำหนดค่า $\tilde{p}_L$ และค่า q_L เท่ากับศูนย์ เพื่อพิจารณาเฉพาะการคำนวณกระแสอ้างอิงสำหรับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง (i_{ca,ref_pdc}) โดยไม่พิจารณา



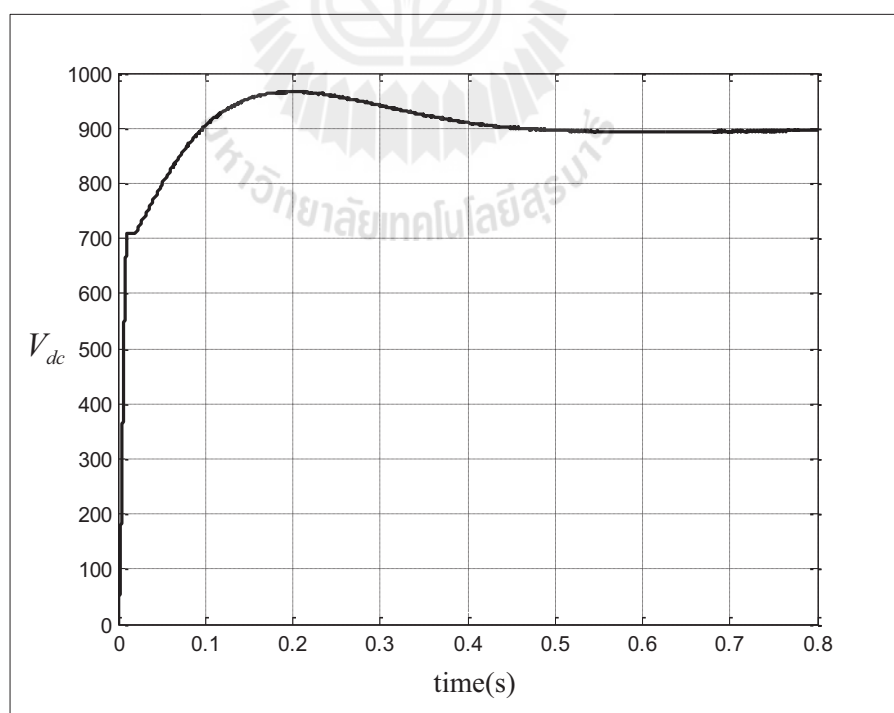
รูปที่ 7.8 รูปสัญญาณความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง



รูปที่ 7.9 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

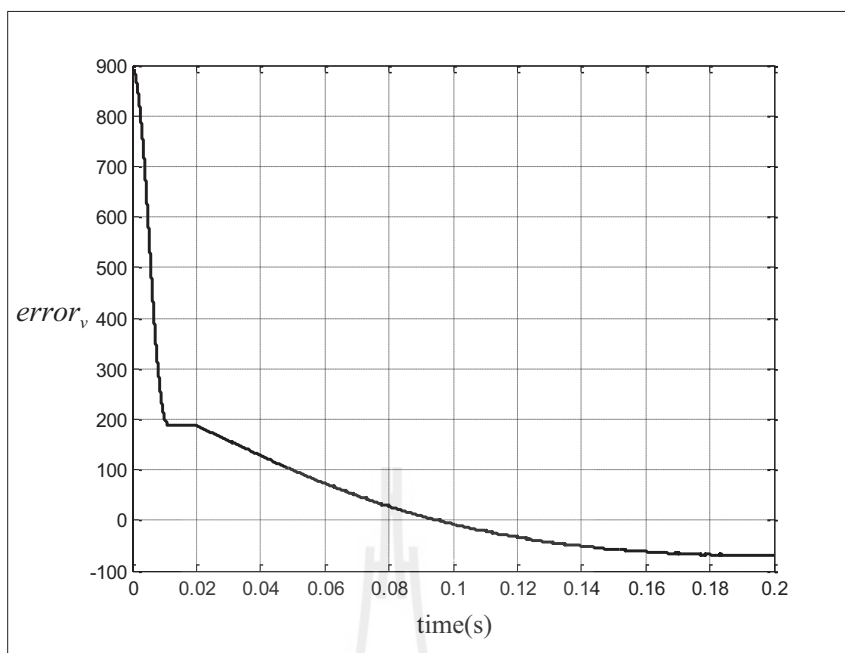


รูปที่ 7.10 รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงในเฟส a สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

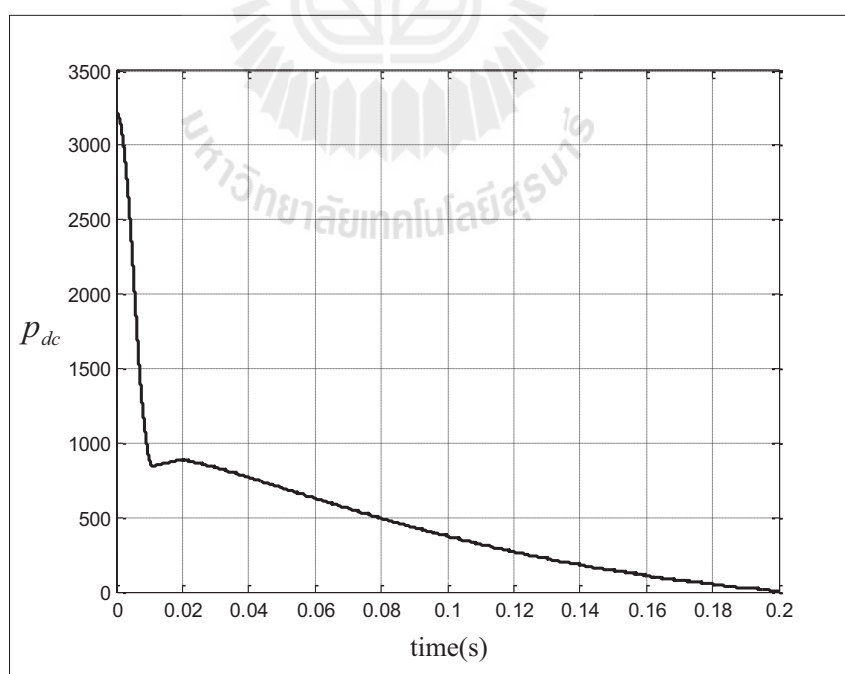


รูปที่ 7.11 รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรง

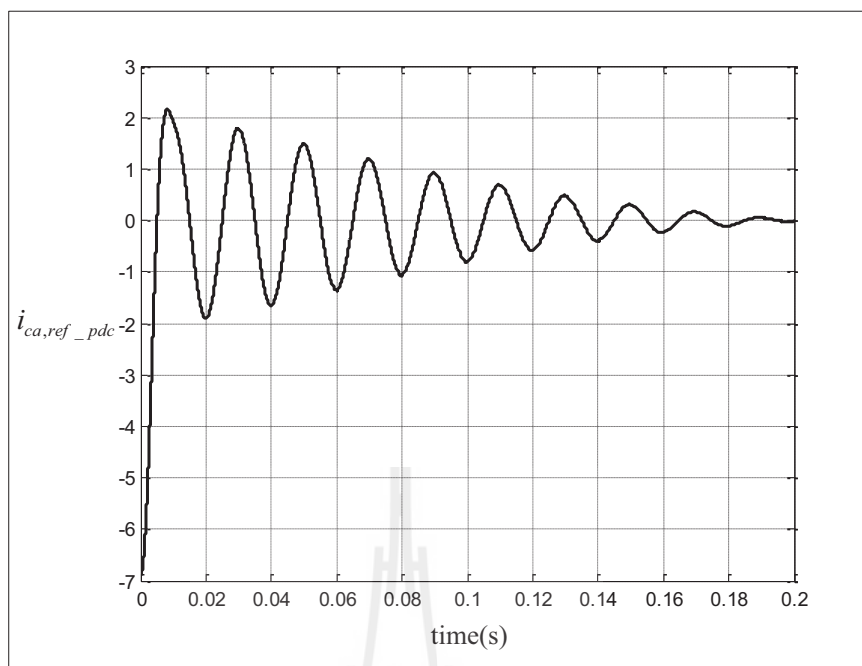
การคำนวณกระแสอ้างอิงสำหรับการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงในเฟส a สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงแสดงดังรูปที่ 7.10 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.2 วินาที รูปสัญญาณ i_{ca,ref_pdc} เป็นกระแสที่มีความถี่มูลฐานและมีลักษณะกลับเฟสเมื่อเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชย และช่วงเวลา 0.2 ถึง 0.6 วินาที รูปสัญญาณ i_{ca,ref_pdc} เป็นกระแสที่มีความถี่มูลฐานและมีเฟสตรงกับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชย โดยที่เวลา 0.6 วินาทีเป็นต้นไปค่า i_{ca,ref_pdc} จะมีค่าประมาณศูนย์ รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรงแสดงดังรูปที่ 7.11 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.2 วินาที V_{dc} มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ โดยเกิดการพุ่งเกิน และมีค่า V_{dc} สูงสุดเท่ากับ 966 โวลต์ที่เวลา 0.2 วินาที ช่วงเวลา 0.2 ถึง 0.5 วินาที V_{dc} มีค่าลดลงเรื่อย ๆ และที่เวลา 0.5 วินาทีเป็นต้นไป V_{dc} มีค่าเท่ากับ 896.4 โวลต์ ซึ่งมีค่าเป็นไปตามค่า $V_{dc,ref}$ และเข้าสู่สภาวะคงตัวตามการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอที่กำหนดเวลาการเข้าที่เท่ากับ 0.5 วินาที โดยการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $error_v$, p_{dc} , i_{ca,ref_pdc} และ V_{dc} จะแบ่งเป็น 2 ช่วงเวลา คือ ช่วงเวลา 0 ถึง 0.2 วินาทีซึ่งเป็นช่วงแรกเริ่มเก็บสะสมพลังงานที่ตัวเก็บประจุ เพื่อเพิ่มค่า V_{dc} และ ช่วงเวลา 0.2 วินาทีเป็นต้นไปเป็นช่วงคายพลังงานที่ตัวเก็บประจุ เพื่อลด V_{dc} ให้มีค่าเป็นไปตาม $V_{dc,ref}$ รูปสัญญาณ $error_v$, p_{dc} , i_{ca,ref_pdc} และ V_{dc} ในช่วงแรกเริ่มเก็บสะสมพลังงานแสดงดังรูปที่ 7.12, 7.13, 7.14, 7.15 ตามลำดับ จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.1 วินาที $error_v$ มีค่าเป็นบวกเนื่องจาก V_{dc} มีค่าน้อยกว่า $V_{dc,ref}$ ดังนั้นจึงมีความต้องการเก็บสะสมพลังงานเพื่อเพิ่มค่า V_{dc} ให้มีค่าเป็นไปตาม $V_{dc,ref}$ โดยการเก็บสะสมพลังงานดังกล่าว ตัวควบคุมแบบพีไอจะให้เอาต์พุต คือ p_{dc} ที่มีค่าเป็นบวกทำให้ i_{ca,ref_pdc} ซึ่งเป็นกระแสที่มีความถี่มูลฐานจะมีลักษณะกลับเฟสเมื่อเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชย โดย i_{ca,ref_pdc} ดังกล่าวจะใช้สำหรับดึงพลังงานจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักส่งผลให้ V_{dc} มีค่าเพิ่มขึ้น แม้ว่าที่เวลา 0.1 วินาที $error_v$ จะมีค่าเป็นศูนย์เนื่องจาก V_{dc} มีค่าเป็นไปตามค่า $V_{dc,ref}$ แล้วก็ตามแต่ช่วงเวลา 0.1 ถึง 0.2 วินาที p_{dc} ยังคงมีค่าเป็นบวกทำให้ i_{ca,ref_pdc} มีลักษณะเช่นเดียวกับช่วงเวลา 0 ถึง 0.1 วินาที และมีการสะสมพลังงานเพื่อเพิ่มค่า V_{dc} ต่อไปเนื่องจากลักษณะของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้ออกแบบโดยกำหนดให้การตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงต่ำกว่าวิกฤตทำให้เกิดการพุ่งเกินของแรงดันบัสไฟตรง จากค่า V_{dc} ที่เพิ่มขึ้นทำให้ค่า V_{dc} มีค่ามากกว่า $V_{dc,ref}$ และส่งผลให้ค่า $error_v$ มีค่าติดลบ รูปสัญญาณ $error_v$, p_{dc} , i_{ca,ref_pdc} และ V_{dc} ในช่วงคายพลังงานแสดงดังรูปที่ 7.16, 7.17, 7.18, 7.19 ตามลำดับ จากรูปดังกล่าว ที่เวลา 0.2 วินาที $error_v$ มีค่าเป็นลบเนื่องจาก V_{dc} มีค่ามากกว่า $V_{dc,ref}$ ดังนั้นจึงมีความต้องการคายพลังงานเพื่อลดค่า V_{dc} ให้มีค่าเป็นไปตาม $V_{dc,ref}$ โดยการคายพลังงานดังกล่าวเกิดขึ้นในช่วงเวลา 0.2 ถึง 0.6 วินาที ตัวควบคุมแบบพีไอจะให้เอาต์พุต คือ p_{dc} ที่มีค่าเป็นลบทำให้ i_{ca,ref_pdc} ซึ่งเป็นกระแสที่มีความถี่



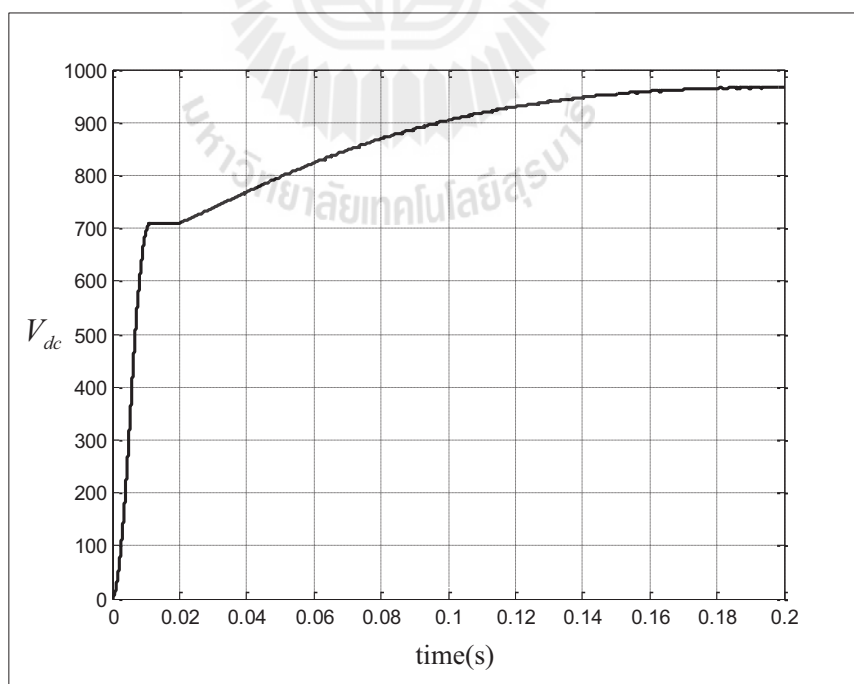
รูปที่ 7.12 รูปสัญญาณความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัลไฟตรงกับแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงในช่วงแรกเริ่มสะสมพลังงาน



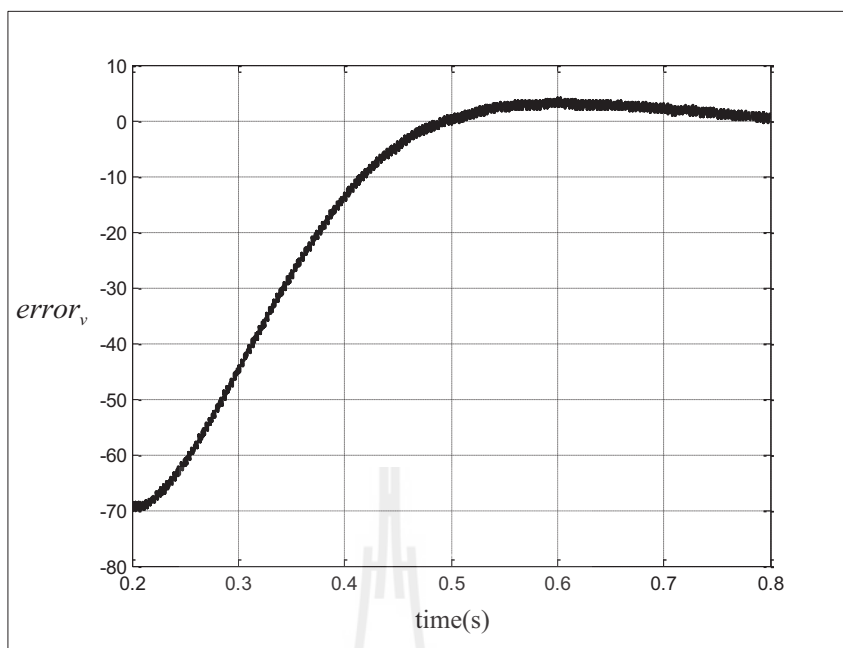
รูปที่ 7.13 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงในช่วงแรกเริ่มสะสมพลังงาน



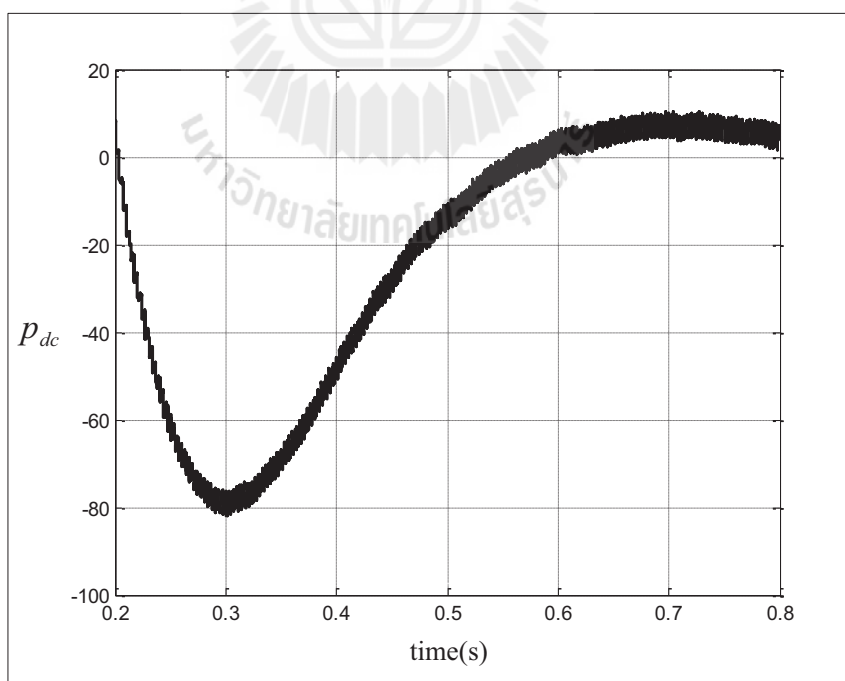
รูปที่ 7.14 รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงในเฟส a สำหรับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงในช่วงแรกเริ่ม
สะสมพลังงาน



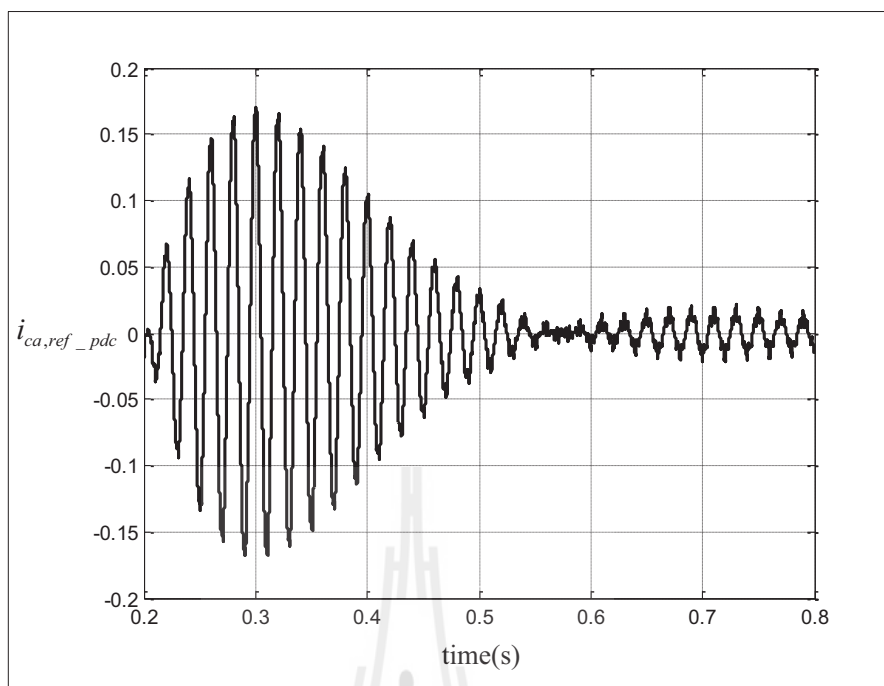
รูปที่ 7.15 รูปสัญญาณแรงดันบัลไฟตรงในช่วงแรกเริ่มสะสมพลังงาน



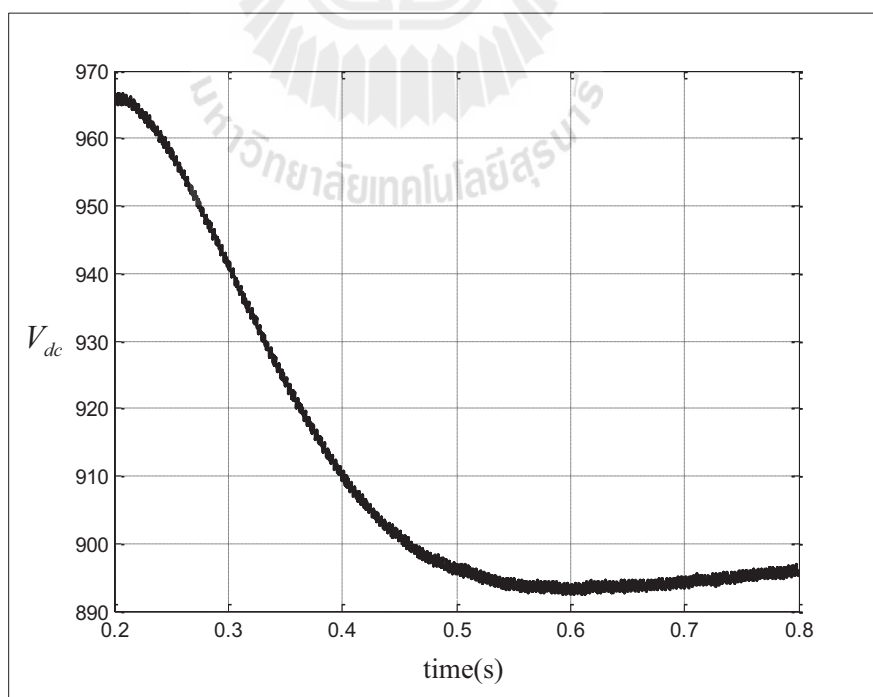
รูปที่ 7.16 รูปสัญญาณความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงในช่วงกายพลังงาน



รูปที่ 7.17 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอคทีฟกระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงในช่วงกายพลังงาน



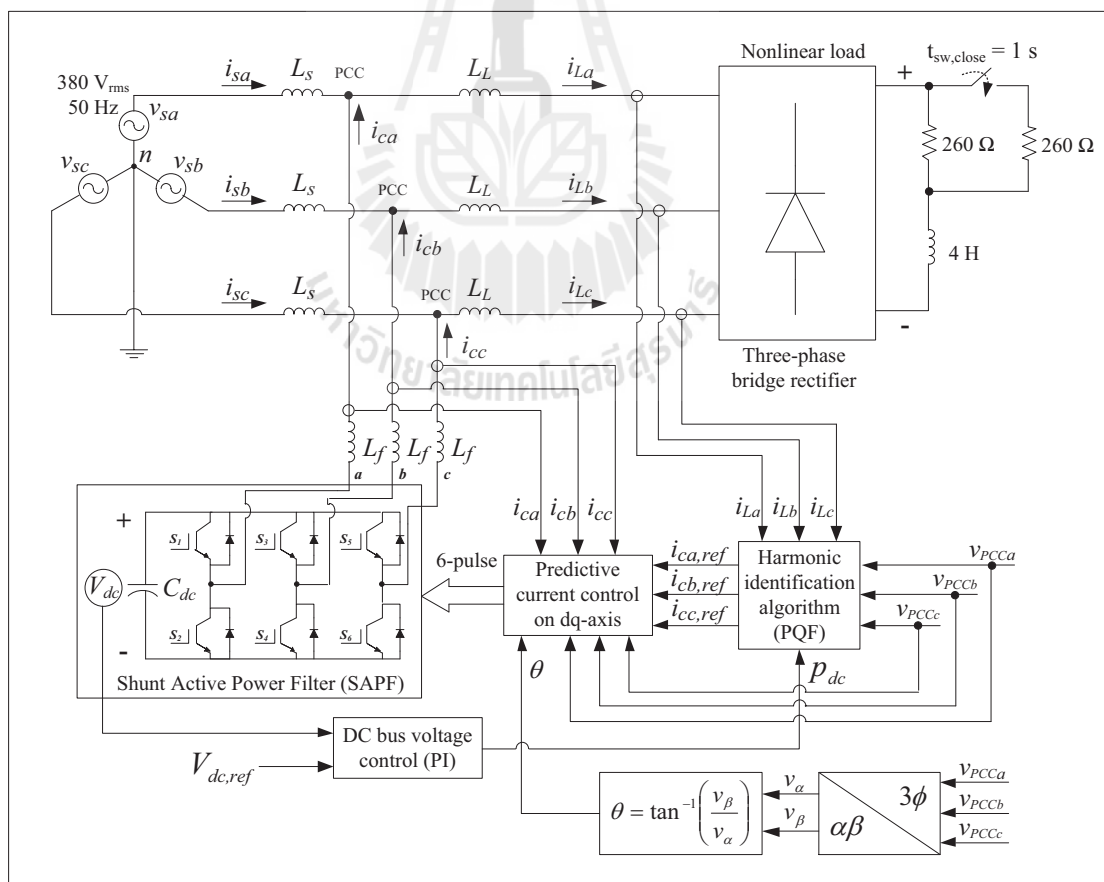
รูปที่ 7.18 รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงในเฟส a สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงในช่วง
คายพลังงาน



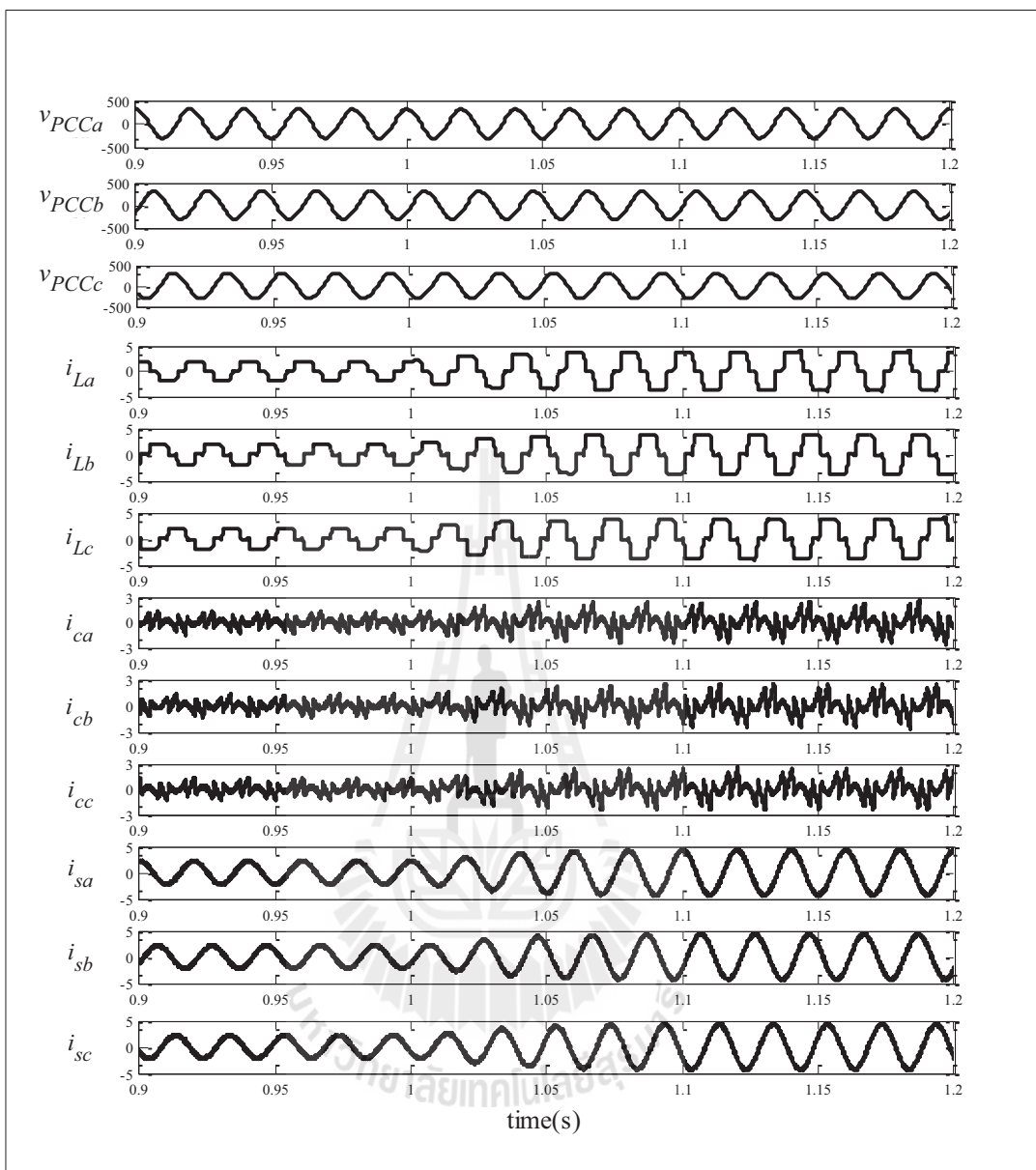
รูปที่ 7.19 รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรงในช่วงคายพลังงาน

มูลฐานจะมีเฟสตรงกับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชย โดย i_{ca,ref_pdc} ดังกล่าวจะใช้สำหรับคายพลังงานที่ตัวเก็บประจุส่งผลให้ V_{dc} มีค่าลดลง จากค่า V_{dc} ที่ลดลงทำให้ค่า V_{dc} มีค่าน้อยกว่า $V_{dc,ref}$ และส่งผลให้ค่า $error_v$ มีค่าเป็นบวกเล็กน้อย ดังนั้นช่วงเวลา 0.6 ถึง 0.8 วินาทีจึงมีการเก็บสะสมพลังงานอีกครั้งซึ่งมีลักษณะเหมือนกับช่วงแรกเริ่มเก็บสะสมพลังงานที่เวลา 0 ถึง 0.1 วินาทีเพื่อเพิ่มค่า V_{dc} ขึ้นเล็กน้อยให้เป็นไปตามค่า $V_{dc,ref}$ และทำให้ $error_v$ มีค่าเป็นศูนย์

การทดสอบระบบการกำจัดฮาร์มอนิกเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง โดยทำการเปลี่ยนแปลงโหลดที่เวลา 1 วินาที จากวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทาน 260 โอห์ม อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 4 เฮนรี เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทาน 130 โอห์ม อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 4 เฮนรี แสดงดังรูปที่ 7.20 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสแสดงดังรูปที่ 7.21 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0.9 ถึง 1 วินาที เป็นช่วงเวลาที่ยังไม่มี การเปลี่ยนแปลงค่าโหลด โดยระบบมีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทาน 260 โอห์ม อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 4 เฮนรี จะสังเกตได้ว่าเนื่องจากการฉีดกระแสชดเชยเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรอง



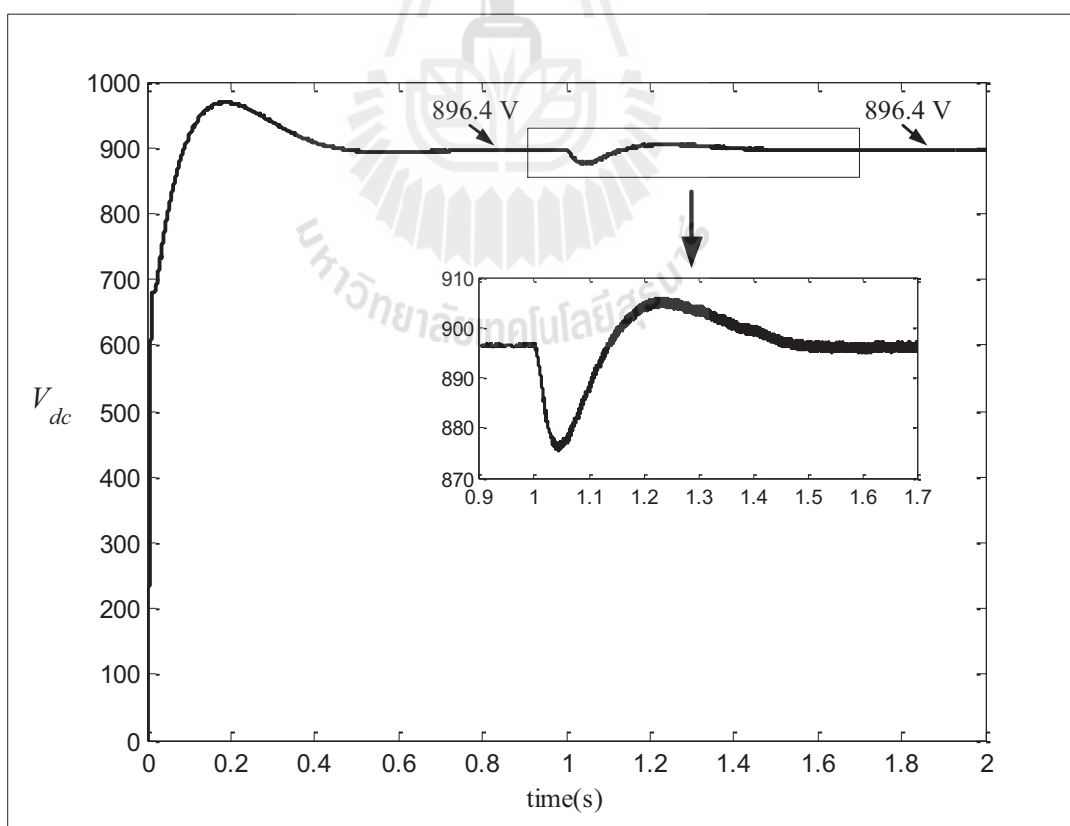
รูปที่ 7.20 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 7.21 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

กำลังแอกทีฟทำให้กระแสทางด้านแหล่งจ่ายมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับสถานะก่อนการชดเชย และที่เวลา 1 วินาทีมีการเปลี่ยนแปลงค่าโหลด ทำให้ช่วงเวลา 1 วินาทีเป็นต้นไป ระบบมีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทาน 130 โอห์ม อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 4 เฮนรี ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่โหลด ซึ่งประกอบด้วยกระแสที่ความถี่มูลฐาน และกระแสฮาร์มอนิกมีค่าแอมพลิจูดสูงขึ้น จากเหตุผลดังกล่าว กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย และกระแสชดเชยจึงมีแอมพลิจูดสูงขึ้นด้วยเช่นกัน โดยกระแสทั้งหมดดังกล่าวเข้าสู่สถานะคงตัวที่เวลา

ประมาณ 1.05 วินาที จะสังเกตได้ว่าหลังจากโหลดมีการเปลี่ยนแปลงวงจรรอกกำลังแอกทีฟยังมีสมรรถนะในการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี ส่งผลให้กระแสทางด้านแหล่งจ่ายมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชยด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟ รูปสัญญาณแรงดันบัลไฟตรงแสดงดังรูปที่ 7.22 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.2 วินาที เป็นช่วงเวลาเริ่มต้นเก็บสะสมพลังงานที่ตัวเก็บประจุทำให้แรงดันบัลไฟตรงมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ โดยมีค่าแรงดันบัลไฟตรงสูงสุดเท่ากับ 969 โวลต์ และช่วงเวลา 0.2 ถึง 0.5 วินาทีเป็นช่วงเวลาที่แรงดันบัลไฟตรงเริ่มมีการปรับค่าลดลงจนมีค่าเข้าใกล้ค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงที่มีค่าเท่ากับ 896.4 โวลต์ โดยที่เวลา 0.5 วินาทีเป็นต้นไป แรงดันบัลไฟตรงจะเข้าสู่สภาวะคงตัว โดยเกิดแรงดันกระแสเฟื้อมประมาณ 0.3 โวลต์ และมีค่าเป็นไปตามแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงที่มีค่าเท่ากับ 896.4 โวลต์ ซึ่งเป็นไปตามการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอที่กำหนดเวลาการเข้าที่เท่ากับ 0.5 วินาที จนมีการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดที่เวลา 1 วินาที ซึ่งส่งผลให้ช่วงเวลา 1 ถึง 1.05 วินาทีวงจรรอกกำลังแอกทีฟต้องฉีดกระแสชดเชยเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในเวลาอันสั้น ทำให้พลังงานที่ตัวเก็บประจุไม่เพียงพอ แรงดันบัลไฟตรงจึงมีค่าลดลง โดยมีค่าแรงดันบัลไฟตรงต่ำที่สุดเท่ากับ 875 โวลต์ และช่วงเวลา 1.05 ถึง 1.25 วินาทีกระแส



รูปที่ 7.22 รูปสัญญาณแรงดันบัลไฟตรงเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

ชดเชยเข้าสู่สภาวะคงตัว ทำให้มีการเก็บสะสมพลังงานที่ตัวเก็บประจุ และแรงดันบัลไฟตรงมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ โดยมีค่าแรงดันบัลไฟตรงสูงสุดเท่ากับ 905 โวลต์ และช่วงเวลา 1.25 ถึง 1.5 วินาที เป็นช่วงเวลาที่แรงดันบัลไฟตรงเริ่มมีการปรับค่าลดลงจนมีค่าเข้าใกล้ค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงที่มีค่าเท่ากับ 896.4 โวลต์ ที่เวลา 1.5 วินาทีเป็นต้นไป ซึ่งเวลาดังกล่าวนับเป็น 0.5 วินาทีภายหลังมีการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดสังเกตได้ว่าแรงดันบัลไฟตรงเข้าสู่สภาวะคงตัวโดยเกิดแรงดันกระแสเหนี่ยวนำประมาณ 1 โวลต์ และมีค่าเป็นไปตามแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงที่มีค่าเท่ากับ 896.4 โวลต์ โดยเป็นไปตามการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอที่กำหนดเวลาการเข้าที่เท่ากับ 0.5 วินาที เมื่อพิจารณาค่าแรงดันกระแสเหนี่ยวนำของแรงดันบัลไฟตรงก่อนการเปลี่ยนแปลงโหลดมีค่าประมาณเท่ากับ 0.3 โวลต์ และหลังการเปลี่ยนแปลงโหลดมีค่าประมาณเท่ากับ 1 โวลต์ เนื่องจากภาระการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ต่างกัน โดยก่อนการเปลี่ยนแปลงโหลดมีค่าแอมพลิจูดของกระแสชดเชยต่ำกว่า หลังการเปลี่ยนแปลงโหลด ส่งผลให้มีการเปลี่ยนแปลงพลังงานไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุของวงจรกรองน้อยกว่าหลังการเปลี่ยนแปลงโหลด จึงทำให้เกิดการกระแสเหนี่ยวนำของแรงดันบัลไฟตรงน้อยกว่า

7.6 สรุป

การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอที่มีการเชื่อมโยงกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF มีการออกแบบที่ไม่ซับซ้อน และมีสมรรถนะการทำงานที่ดี เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงตัวควบคุมดังกล่าวยังคงมีสมรรถนะการทำงานที่ดี และสามารถทำให้แรงดันบัลไฟตรงที่มีการเปลี่ยนแปลงกลับมามีค่าเป็นไปตามแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงตามที่ต้องการได้ ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกในบทนี้ประกอบด้วย วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ที่มีการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่ออกแบบด้วยวิธี ATS จากบทที่ 6 การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ จากการจำลองสถานการณ์พบว่าวงจรกรองกำลังแอกทีฟยังคงมีสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยที่ดีถึงแม้โหลดมีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้น โดยผลค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 0.91% ซึ่งอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยมีค่าเป็น 1 ด้วยเช่นกัน ในบทถัดไปจะนำเสนอการควบคุมมุมเฟสที่ใช้ในการแปลงแกนดีคิวด้วยเฟสล็อกกลู๊ป เพื่อให้การจำลองสถานการณ์มีความใกล้เคียงในทางปฏิบัติจริงมากยิ่งขึ้น

บทที่ 8

การควบคุมมุมเฟสในการแปลงแกนดีคิวด้วยเฟสล็อกกลูป

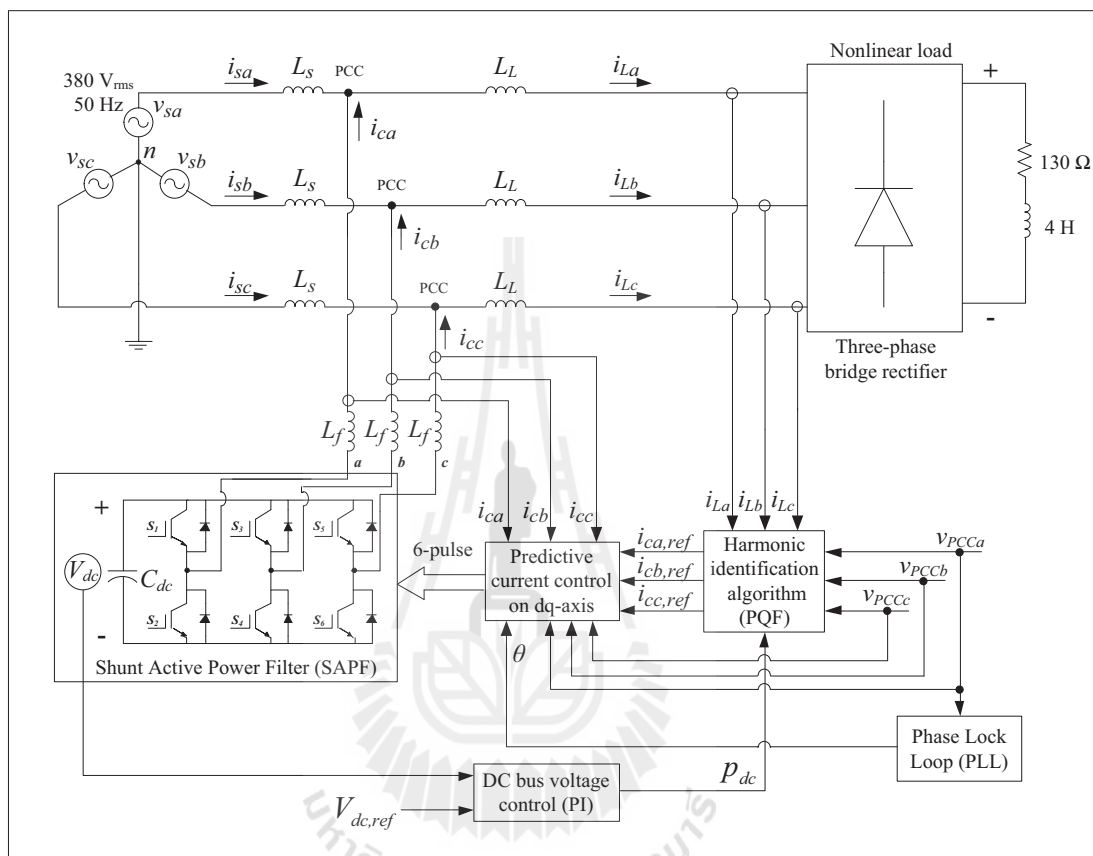
8.1 บทนำ

การฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟเพื่อการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ตามที่ได้นำเสนอในบทที่ 5 จากแผนภาพการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวในรูปที่ 5.5 จะเห็นได้ว่ามุมเฟส (θ) มีส่วนสำคัญในกระบวนการควบคุมการฉีดกระแสชดเชย โดยใช้สำหรับกระบวนการแปลงแกนดีคิว และการคำนวณค่าความถี่เชิงมุม (ω_{dq}) ดังนั้นค่ามุมเฟสที่ใช้จึงไม่ควรมีความคลาดเคลื่อน หรือควรทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด เพื่อให้กระแสชดเชยมีค่าใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงตามวัตถุประสงค์ของการควบคุมการฉีดกระแสชดเชย ซึ่งจะส่งผลต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ อีกทั้งยังส่งผลต่อประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ดังนั้นค่ามุมเฟสจะถูกควบคุมด้วยเฟสล็อกกลูปเพื่อให้มีความเที่ยงตรง ในบทนี้จึงได้นำเสนอโครงสร้างระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป หลักการ และองค์ประกอบของเฟสล็อกกลูป การเปรียบเทียบกรณีไม่มีการควบคุมมุมเฟส และกรณีมีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป รวมไปถึงการยืนยันผลของการใช้เฟสล็อกกลูปด้วยผลการจำลองสถานการณ์

8.2 โครงสร้างระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป

โครงสร้างระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีองค์ประกอบส่วนใดส่วนหนึ่งดำเนินการอยู่บนแกนดีคิว และมีการทดสอบในทางปฏิบัติจริง (Verdelho, and Marques, 1998) (Jintakosonwit, Fujita, Akagi, 2002) จำเป็นต้องมีการควบคุมมุมเฟสให้มีความถูกต้องแม่นยำด้วยเฟสล็อกกลูป (Phase Lock Loop : PLL) ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ใช้ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบทำนายบนแกนดีคิว และเพื่อให้การจำลองสถานการณ์มีความใกล้เคียงในทางปฏิบัติจริงยิ่งขึ้น จึงมีการใช้เฟสล็อกกลูปในการควบคุมมุมเฟสแสดงดังรูปที่ 8.1 จาก

รูปดังกล่าว บล็อก Phase Lock Loop (PLL) คือ การควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป ซึ่งมีอินพุต คือ แรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ในเฟส a และเอาต์พุต คือ ค่ามุมเฟสที่ใช้สำหรับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบทำนายบนแกนดีคิว

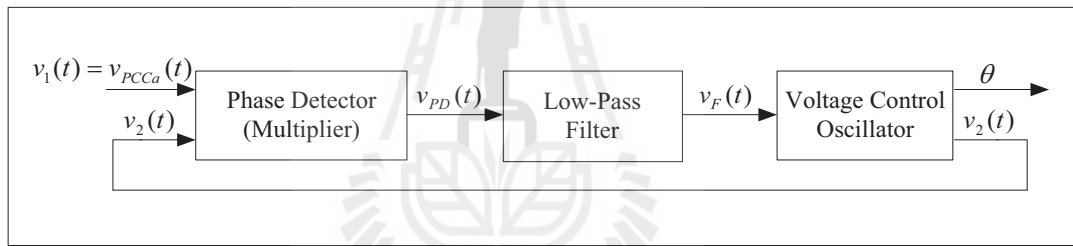


รูปที่ 8.1 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป

8.3 หลักการ และองค์ประกอบของเฟสล็อกกลูป

หลักการของเฟสล็อกกลูปที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ คือ การควบคุมให้มุมเฟสที่ใช้สำหรับตัวควบคุมกระแสชดเชยแบบทำนายบนแกนดีคิว (θ) ให้มีค่าเป็นไปตามมุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ในเฟส a (θ_1) ซึ่งเป็นมุมเฟสที่มีความถี่มูลฐานเนื่องจากพิจารณาว่ามุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC เป็นมุมเฟสสำหรับการแปลงแกนดีคิว การควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูปใช้ประโยชน์จากความสัมพันธ์ขององค์ประกอบ 3 ส่วน คือ ตัวตรวจจับเฟส (Phase Detector : PD) ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter : LPF) และตัวกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage

Control Oscillator : VCO) ดังรูปที่ 8.2 จากรูปดังกล่าว ตัวตรวจจับเฟสพิจารณาได้ดังบล็อก Phase Detector (Multiplier) ทำหน้าที่เปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างมุมเฟสของ $v_1(t)$ คือ θ_1 และมุมเฟสของ $v_2(t)$ คือ θ ซึ่งจะพิจารณาได้จากผลต่างระหว่าง θ_{e1} คือ ค่ามุมเฟสคลาดเคลื่อนของ $v_1(t)$ และ θ_{e2} คือ ค่ามุมเฟสที่คลาดเคลื่อนของ $v_2(t)$ โดยมีอินพุต คือ $v_1(t)$ ซึ่งเป็นแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ในเฟส a ดังสมการที่ (8-1) และ $v_2(t)$ ซึ่งเป็นแรงดันที่เกิดจาก VCO ดังสมการที่ (8-2) นำค่า $v_1(t)$ คูณกับ $v_2(t)$ โดยพิจารณาให้ ω_1 เท่ากับ ω_2 ซึ่ง $\omega_1 = 2\pi f_1$ ที่มีค่าความถี่มูลฐานของระบบ (f_1) เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ $\omega_2 = 2\pi f_2$ ที่มีการกำหนดความถี่วงอิสระ (f_2) เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ และกำหนดค่าคงที่มุมเฟสของ VCO (θ_{VCO}) เท่ากับ $\frac{\pi}{2}$ จะได้เอาต์พุต คือ แรงดันคลาดเคลื่อน ($v_{PD}(t)$) ดังสมการ (8-3) ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านพิจารณาได้ดังบล็อก Low-Pass Filter ทำหน้าที่กำจัดปริมาณกระแสสลับที่ปะปนมาในสัญญาณอินพุต $v_{PD}(t)$ ทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเพียงปริมาณกระแสตรงของแรงดันคลาดเคลื่อน ($v_F(t)$) และทำให้เหลือเพียง



รูปที่ 8.2 องค์ประกอบของเฟสล็อกกลูป

$$v_1(t) = V_1 \cos(\theta_1) = V_1 \sin(\theta_1 + \frac{\pi}{2}) \quad (8-1)$$

โดยที่ $\theta_1 = \omega_1 t + \theta_{e1}$

$$v_2(t) = V_2 \cos(\theta + \theta_{VCO}) \quad (8-2)$$

โดยที่ $\theta = \omega_2 t + \theta_{e2}$

$$v_{PD}(t) = v_1(t) \cdot v_2(t) = \frac{V_1 V_2}{2} [\sin(\theta_{e1} - \theta_{e2}) + \sin(2\omega_1 t + \theta_{e1} + \theta_{e2} + \pi)] \quad (8-3)$$

เทอมฟังก์ชันไซน์ที่ติดเฉพาะผลต่างระหว่าง θ_{e1} และ θ_{e2} (θ_e) ดังสมการ (8-4) ตัวกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดันพิจารณาได้ดังบล็อก Voltage Control Oscillator ทำหน้าที่สร้างสัญญาณเอาต์พุต คือ $v_2(t)$ ดังสมการที่ (8-2) และมุมเฟส θ ดังสมการที่ (8-5) ซึ่งค่ามุมเฟส θ จะเปลี่ยนแปลงตามค่าแรงดันอินพุต คือ $v_F(t)$ โดยที่ k_c คือ ค่าความไวต่อสัญญาณอินพุตของ VCO มีหน่วยเป็นเฮิร์ตซ์ต่อโวลต์ ทำให้ได้ค่า θ ซึ่งเป็นเอาต์พุตของเฟสล็อกกลูบที่ใช้สำหรับการควบคุมการบิดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนคิคว

$$v_F(t) = \frac{V_1 V_2}{2} [\sin(\theta_{e1} - \theta_{e2})] = \frac{V_1 V_2}{2} [\sin(\theta_e)] \quad (8-4)$$

$$\theta = \int_0^t \omega dt = \int_0^t 2\pi(f_2 + f_e) dt \quad (8-5)$$

โดยที่ $f_e = k_c v_F(t)$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของเฟสล็อกกลูบประกอบด้วย ค่าความถี่ตัดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ค่าความไวต่อสัญญาณอินพุตของ VCO คือ k_c และค่าแอมพลิจูดของ $v_2(t)$ คือ V_2 การออกแบบค่าความถี่ตัดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านให้มีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณาโดยใช้วิธีการหาค่าความถี่ตัดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อทดสอบหาค่าที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งพิจารณาจากค่า $\%THD_{lav}$ หลังการชดเชย แสดงดังตารางที่ 8.1 จากตารางดังกล่าว จะเห็นได้ว่าค่าความถี่ตัดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเท่ากับ 20 เฮิร์ตซ์ ส่งผลทำให้ค่า $\%THD_{lav}$ หลังการชดเชยมีค่าต่ำที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่าความถี่ตัดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเท่ากับ 20 เฮิร์ตซ์ ส่วนการออกแบบค่า k_c สังเกตได้ว่าค่า k_c จะส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่า θ ดังสมการที่ (8-5) หากกำหนดให้ค่า k_c มีค่ามากเกินไปจะทำให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่คลาดเคลื่อน (f_e) อย่างรวดเร็วทำให้สามารถเข้าสู่สภาวะคงตัวได้เร็ว แต่ค่า f_e จะเกิดความคลาดเคลื่อนค่อนข้างมาก ส่งผลทำให้ค่า θ เกิดความคลาดเคลื่อนมากด้วยเช่นกัน ในทางกลับกันหากกำหนดให้ค่า k_c มีค่าน้อยเกินไปจะทำให้ค่า f_e มีการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างน้อยทำให้ใช้เวลานานในการเข้าสู่สภาวะคงตัว แต่ค่า f_e จะเกิดความคลาดเคลื่อนค่อนข้างน้อยส่งผลทำให้ค่า θ เกิดความคลาดเคลื่อนน้อยด้วยเช่นเดียว ดังนั้นจึงออกแบบค่า k_c โดยคำนึงถึงค่าความคลาดเคลื่อนของความถี่มุมเฟส θ ($f_2 + f_e$) ให้อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ คือ ต้องมีค่าความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 1% ของความถี่มูลฐาน (50 เฮิร์ตซ์) หรือต้องคลาดเคลื่อนน้อยกว่า 0.5 เฮิร์ตซ์ จึงเลือกใช้ค่า k_c เท่ากับ 0.1 เฮิร์ตซ์ต่อโวลต์

การออกแบบค่า V_2 เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของค่า k_c และ V_2 ดังสมการที่ (8-6) สังเกตได้ว่า หากกำหนดให้ V_2 มีค่ามากกว่า 1 จะเป็นการเพิ่มผลของค่า k_c ทำให้ค่า θ เกิดความคลาดเคลื่อนเพิ่มขึ้น และหากกำหนดให้ V_2 มีค่าน้อยกว่า 1 จะเป็นการลดผลของค่า k_c ทำให้ใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวนานขึ้น ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่า V_2 เท่ากับ 1 โวลต์ เพื่อให้ไม่ส่งผลต่อค่า k_c ที่ได้ออกแบบไว้

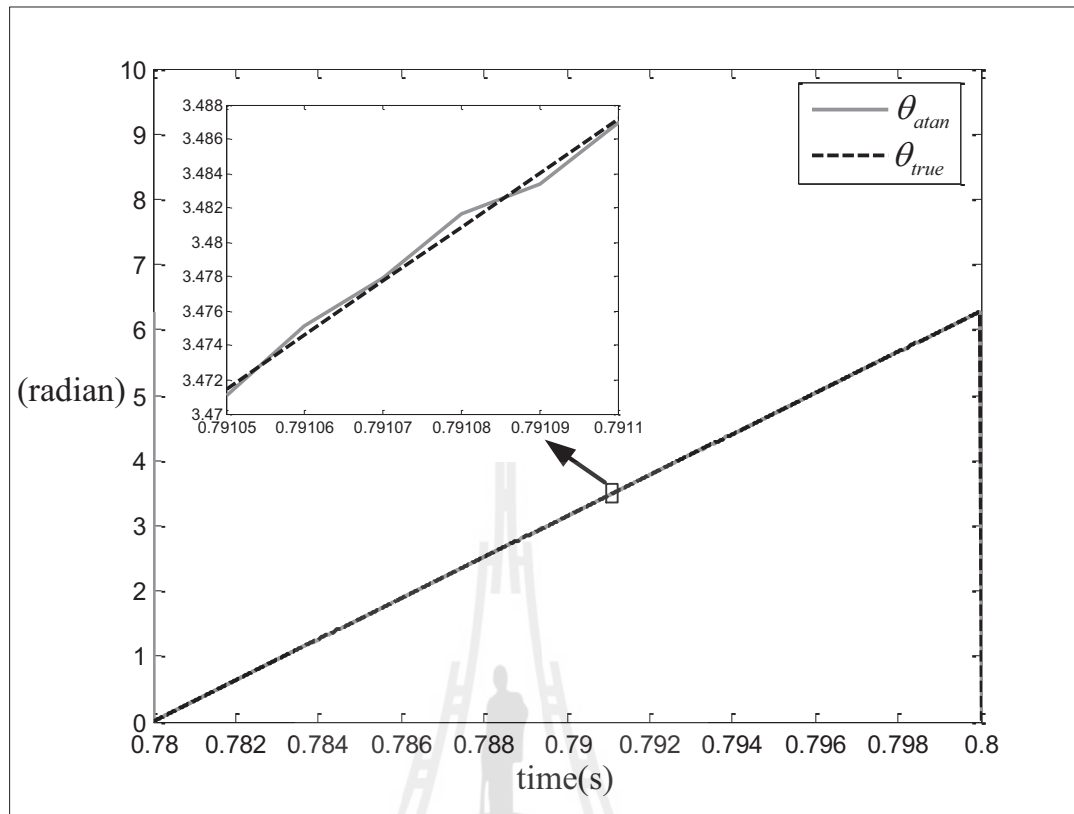
ตารางที่ 8.1 เปรียบเทียบค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย จากการสุ่มค่าความถี่ตัด

ความถี่ตัด (Hz)	$\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย
5	1.15
10	1.02
20	0.84
30	0.88
40	0.89

$$f_e = k_c \cdot \frac{V_1 V_2}{2} [\sin(\theta_e)] \quad (8-6)$$

8.4 การเปรียบเทียบกรณีไม่มีการควบคุมมุมเฟส และกรณีมีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป

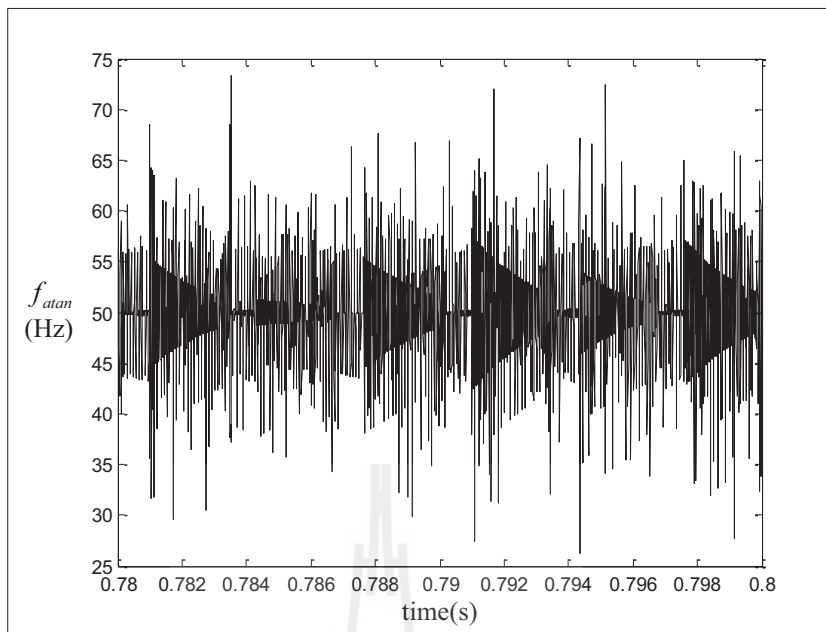
การเปรียบเทียบผลการคำนวณมุมเฟส θ จะแบ่งเป็น 2 ระบบ ได้แก่ ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีไม่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป และระบบการกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีมีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีไม่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูปแสดงดังรูปที่ 7.1 จากรูปดังกล่าว จะใช้ข้อมูลแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ทั้งสามเฟส การแปลงแกน $\alpha\beta$ และฟังก์ชันอาร์กแทน ($\tan^{-1}$) ในการคำนวณค่ามุมเฟส θ การเปรียบเทียบระหว่างมุมเฟสในกรณีไม่มีการควบคุมด้วยเฟสล็อกกลูป (θ_{atan}) กับมุมเฟสที่มีความถี่มูลฐาน (θ_{true}) แสดงดังรูปที่ 8.3 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่าค่า θ_{atan} จะเกิดความคลาดเคลื่อนค่อนข้างมาก โดยค่าดังกล่าวไม่เป็นไปตามค่า θ_{true} โดยความชันของ θ_{true} มีค่าคงที่ ซึ่งบ่งบอกถึงความถี่มีค่าคงที่ และมีคาบเวลาเท่ากับ 0.02 หรือมีความถี่เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ แต่ θ_{atan} มีการเปลี่ยนแปลงของ



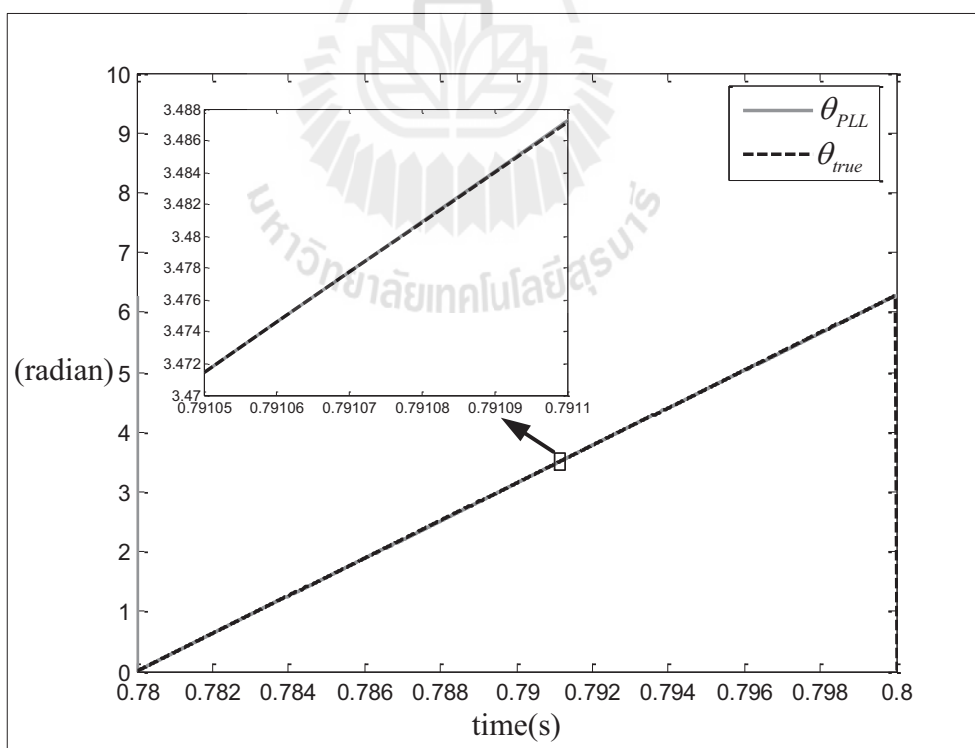
รูปที่ 8.3 รูปสัญญาณมุมเฟสในกรณีไม่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกลูป และมุมเฟสที่ความถี่มูลฐาน

ความชันอย่างเห็นได้ชัดทำให้ความถี่มีค่าไม่คงที่ และไม่มีค่าเป็นไปตามความถี่มูลฐานที่ 50 เฮิร์ตซ์ ซึ่งค่าความถี่ในกรณีไม่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกลูป (f_{atan}) คำนวณได้จากค่า θ_{atan} ดังสมการที่ (8-7) รูปสัญญาณความถี่ในกรณีไม่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกลูปแสดงดังรูปที่ 8.4 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่า f_{atan} มีค่าอยู่ในช่วง 25 ถึง 75 เฮิร์ตซ์ โดยเกิดความคลาดเคลื่อนไปจากความถี่มูลฐานประมาณ 25 เฮิร์ตซ์ หรือคิดเป็น 50% ของค่าความถี่มูลฐาน ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีมีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกลูปแสดงดังรูปที่ 8.1 จากรูปดังกล่าว จะใช้ข้อมูลแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ในเฟส a เป็นอินพุตของเฟสล็อกลูป และให้เอาต์พุต คือ มุมเฟส θ ที่ถูกควบคุมให้มีค่าเป็นไปตามมุมเฟสที่ความถี่มูลฐาน การเปรียบเทียบระหว่างมุมเฟสในกรณีมีการควบคุมด้วยเฟสล็อกลูป (θ_{PLL}) กับมุมเฟสที่ความถี่มูลฐาน (θ_{true}) แสดงดังรูปที่ 8.5 จากรูป

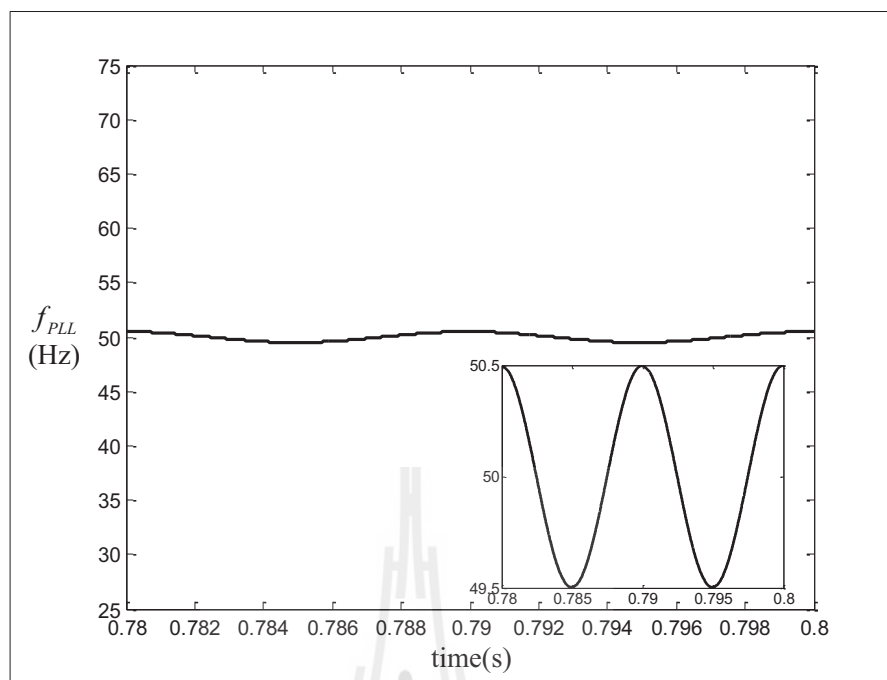
$$f_{atan} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\theta_{atan}}{dt} \quad (8-7)$$



รูปที่ 8.4 รูปสัญญาณความถี่ในกรณีไม่มีการควบคุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป



รูปที่ 8.5 รูปสัญญาณมุมเฟสในกรณีมีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป และมุมเฟสที่ความถี่
มูลฐาน



รูปที่ 8.6 รูปสัญญาณความถี่ในกรณีมีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป

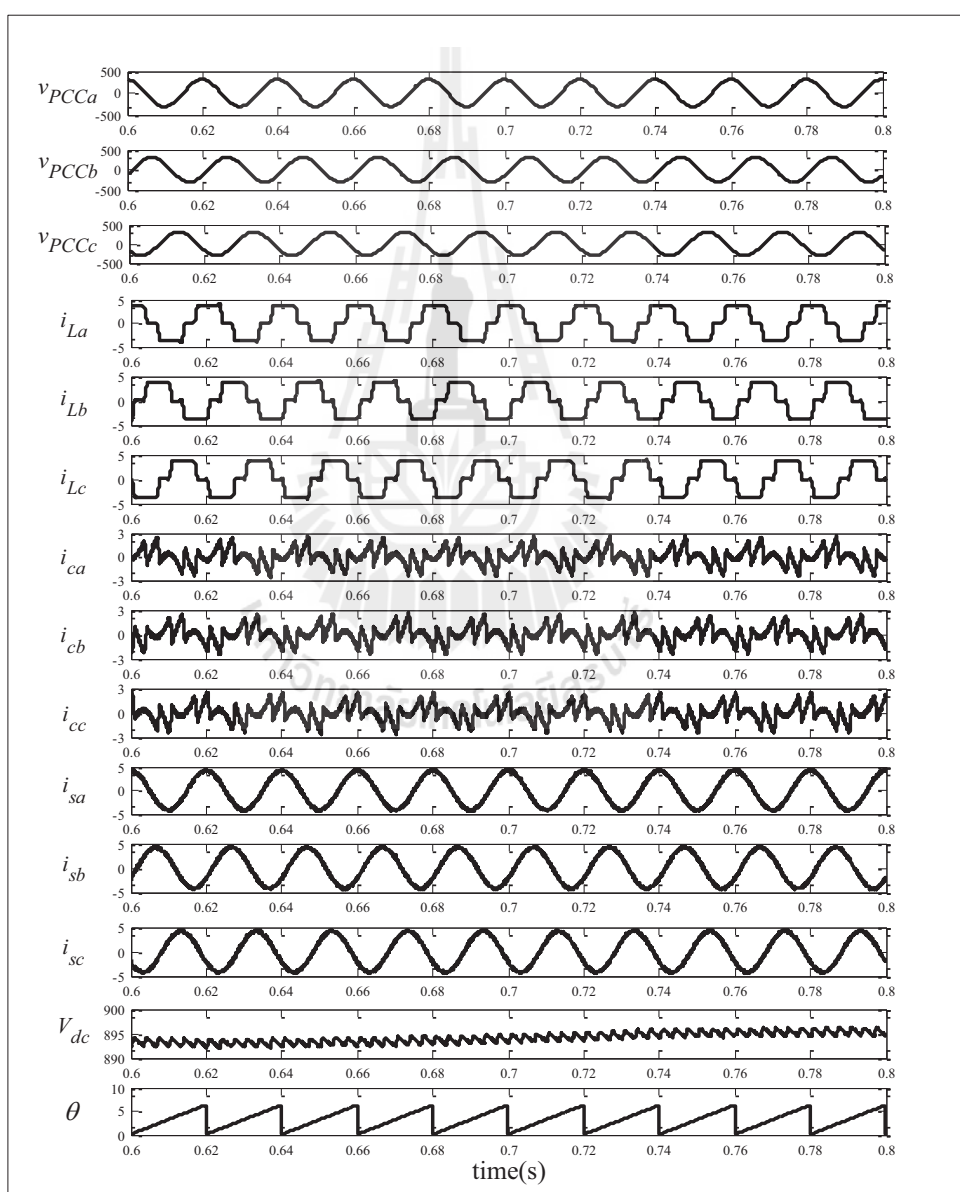
ดังกล่าว จะเห็นได้ว่า θ_{PLL} มีค่าเป็นไปตาม θ_{true} โดยความชันของ θ_{PLL} มีค่าคงที่ ซึ่งบ่งบอกถึงความถี่มีค่าคงที่ด้วยเช่นกัน ค่าความถี่ในกรณีมีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป (f_{PLL}) คำนวณได้จากค่า $f_2 + f_e$ ในสมการที่ (8-5) รูปสัญญาณความถี่ในกรณีมีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูปแสดงดังรูปที่ 8.6 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่า f_{PLL} มีค่าอยู่ในช่วง 49.5 ถึง 50.5 เฮิรตซ์ โดยเกิดความคลาดเคลื่อนไปจากความถี่มูลฐานประมาณ 0.5 เฮิรตซ์ หรือคิดเป็น 1% ของค่าความถี่มูลฐาน

8.5 ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล

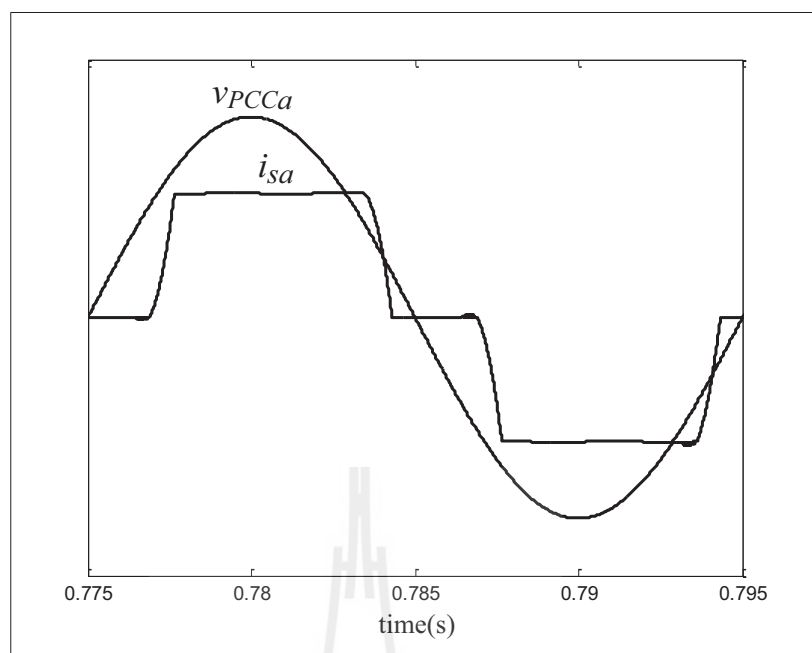
การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยใช้ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกดังรูปที่ 8.1 โดยระบบดังกล่าวมีองค์ประกอบ และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบเช่นเดียวกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 7.5 แต่จะใช้ค่ามุมเฟส θ ที่ได้จากการควบคุมด้วยเฟสล็อกกลูป ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกเฉลี่ย และค่าตัวประกอบกำลังก่อนการชดเชย และหลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังตารางที่ 8.2 จากตารางดังกล่าว จะสังเกตได้ว่าการใช้เฟสล็อกกลูปทำให้ $\%THD_{L,av}$ ลดลงเมื่อเทียบกับกรณีไม่มีเฟสล็อกกลูป รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสแสดงดังรูปที่ 8.7 จากรูปดังกล่าวหลังจากเวลา 0.6 วินาทีเป็นต้นไปมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบ

ตารางที่ 8.2 ผลการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกกำลังแยกทีเฟ

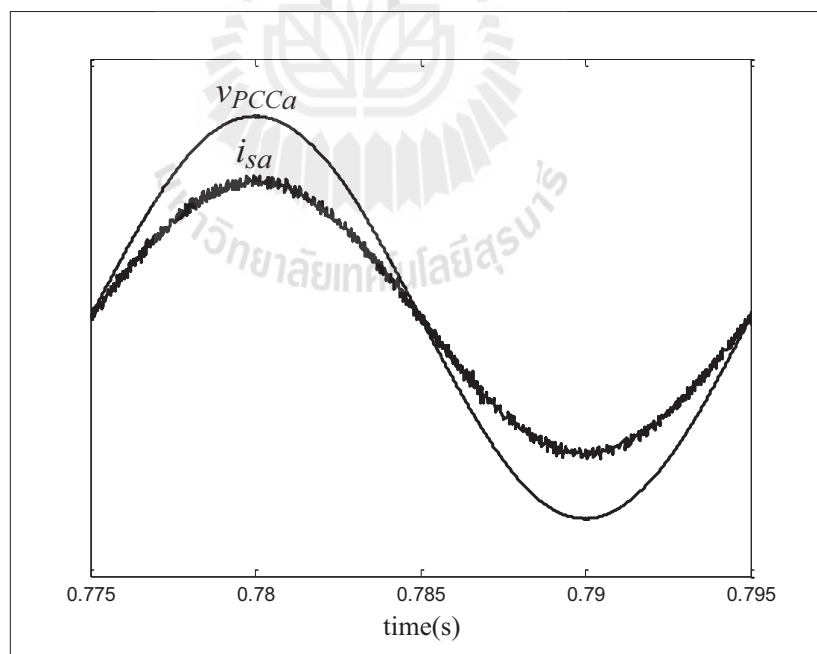
กรณี	ก่อนการชดเชย				หลังการชดเชย			
	$\%THD_{i,av}$	pf_{disp}	pf_{dist}	pf	$\%THD_{i,av}$	pf_{disp}	pf_{dist}	pf
ไม่มีเฟสล็อก	24.91	0.98	0.97	0.95	0.91	1	1	1
มีเฟสล็อก					0.84	1	1	1



รูปที่ 8.7 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส



(ก) ก่อนการชดเชย



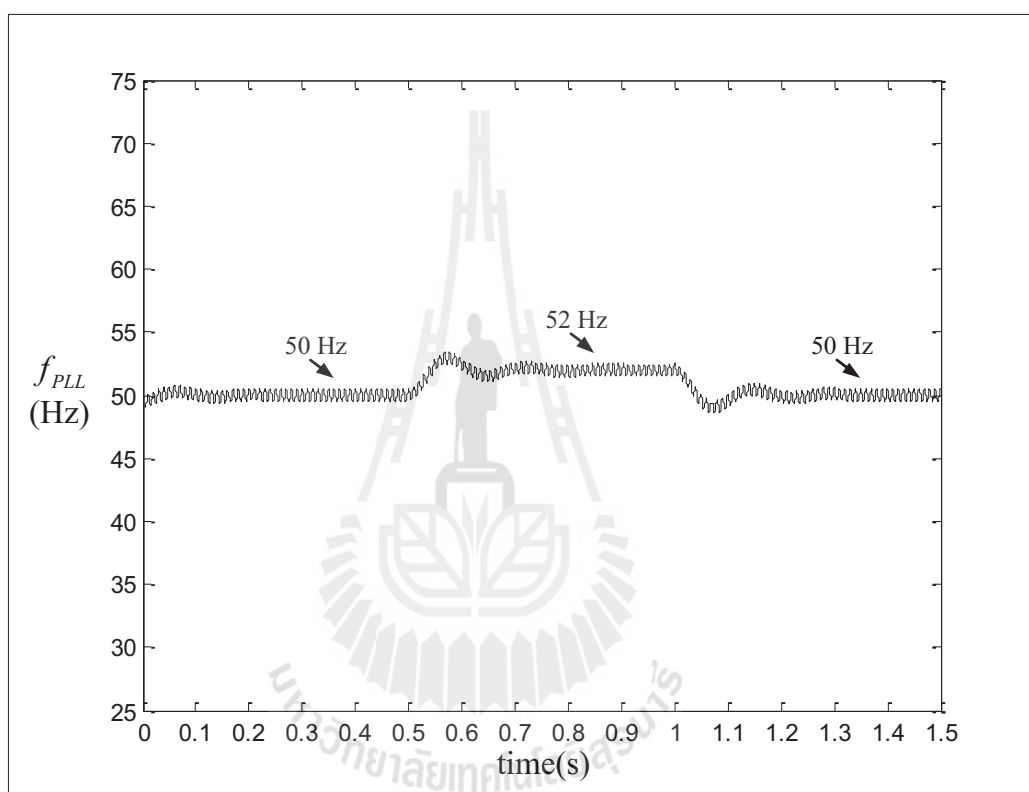
(ข) หลังการชดเชย

รูปที่ 8.8 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a

กำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชย โดยการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอมีสมรรถนะการทำงานที่ดีส่งผลให้แรงดันบัสไฟตรงมีค่าเป็นไปตามแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่ค่า 896.4 โวลต์ โดยเกิดแรงดันกระแสเพื่อประมาณ 1 โวลต์ และการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูปมีสมรรถนะการทำงานที่ดีทำให้ค่ามุมเฟสมีค่าเป็นไปตามมุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ที่มีค่าความถี่เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ หรือ 0.02 วินาทีต่อหนึ่งคาบเวลา โดยภายในหนึ่งคาบเวลาค่ามุมเฟสจะมีค่าเริ่มตั้งแต่ 0 ถึง 2π เรเดียน การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 8.8 (ก) จากรูปดังกล่าว ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งไม่มีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 24.91% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 0.97 อีกทั้งยังเกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 0.98 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 0.95 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 8.8 (ข) จากรูปดังกล่าว หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยแต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนเล็กน้อย โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 0.84% และค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a ดังนั้นสัญญาณทั้งสองจึงมีเฟสตรงกัน โดยมีค่า pf_{disp} เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า pf เท่ากับ 1

การทดสอบการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูปเมื่อความถี่มีการเปลี่ยนแปลง โดยทำการเปลี่ยนแปลงความถี่ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักที่เวลา 0.5 วินาที จากความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ เป็น 52 เฮิร์ตซ์ และเปลี่ยนแปลงความถี่กลับเป็น 50 เฮิร์ตซ์ ที่เวลา 1 วินาที รูปสัญญาณความถี่ของมุมเฟสที่ควบคุมด้วยเฟสล็อกกลูปแสดงดังรูปที่ 8.9 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.5 วินาที เฟสล็อกกลูปสามารถควบคุมมุมเฟสให้ความถี่ f_{PLL} มีค่าเป็นไปตามความถี่ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักที่ 50 เฮิร์ตซ์ โดยใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 0.3 วินาที และมีค่าอยู่ระหว่าง 49.5 ถึง 50.5 เฮิร์ตซ์ ช่วงเวลา 0.5 ถึง 1 วินาที มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักจาก 50 เฮิร์ตซ์ เป็น 52 เฮิร์ตซ์ เฟสล็อกกลูปจึงมีการควบคุมมุมเฟสให้มีความถี่เพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงสุดเท่ากับ 53.4 และเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลาประมาณ 0.8 วินาที โดยหลังจากเข้าสู่สภาวะคงตัว f_{PLL} มีค่าอยู่ระหว่าง 51.5 ถึง 52.5 เฮิร์ตซ์ ช่วงเวลา 1 วินาทีเป็นต้นไป มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ของแหล่งจ่าย

กำลังไฟฟ้าหลักจาก 52 เฮิร์ตซ์ เป็น 50 เฮิร์ตซ์ เฟสล็อกกลูบจึงมีการควบคุมมุมเฟสให้มีความถี่ลดลงจนมีค่าต่ำสุดเท่ากับ 48.5 และเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลาประมาณ 1.3 วินาที โดยหลังจากเข้าสู่สภาวะคงตัว f_{PLL} มีค่าอยู่ระหว่าง 49.5 ถึง 50.5 เฮิร์ตซ์ จากที่อธิบายข้างต้นในช่วงเวลา 0 ถึง 1.5 วินาที ค่า f_{PLL} เกิดความคลาดเคลื่อนสูงสุดประมาณ 0.5 เฮิร์ตซ์ หรือน้อยกว่า 1% ของความถี่มูลฐานซึ่งเป็นไปตามที่ได้ออกแบบไว้



รูปที่ 8.9 รูปสัญญาณความถี่ของมุมเฟสที่ควบคุมด้วยเฟสล็อกกลูบเมื่อความถี่มีการเปลี่ยนแปลง

8.6 สรุป

การควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูบมีสมรรถนะการทำงานที่ดีทำให้มุมเฟสที่ใช้สำหรับการแปลงแกนดีคิวมีความถูกต้องแม่นยำ และเฟสล็อกกลูบยังคงมีสมรรถนะการทำงานที่ดีถึงแม้มีการเปลี่ยนแปลงความถี่เกิดขึ้น วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF การควบคุมการบิดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูบ การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ และมีการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับออกแบบ

วงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ชุดใหม่พร้อม ๆ กับการค้นหาพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง และค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิง ทำให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีสมรรถนะการบิดกระแสชดเชยที่ดี และให้ประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์โมนิกที่ดีด้วยเช่นกัน โดยผลค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยลดลงจาก 24.91% เหลือเพียง 0.84% ซึ่งให้ผลการกำจัดฮาร์โมนิกที่ดีกว่ากรณีไม่มีเฟสล็อกกลุ๊ป และอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยมีค่าเป็น 1 ด้วยเช่นกัน ในบทถัดไปจะนำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์โมนิกสำหรับระบบแรงดันผิผื่น โดยชี้ให้เห็นถึงประเด็นปัญหาแรงดันผิผื่น ซึ่งส่งผลให้การคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกวิธี PQF ที่มีการใช้ทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งเกิดความผิดพลาด พร้อมทั้งนำเสนอแนวทางการแก้ไขปัญหา



บทที่ 9

การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกสำหรับระบบแรงดันผิพื่น

9.1 บทนำ

ระบบไฟฟ้ากำลังในแต่ละระบบอาจมีปริมาณฮาร์มอนิกแตกต่างกัน และอาจมีทั้งปริมาณกระแสฮาร์มอนิก และแรงดันฮาร์มอนิก ซึ่งแรงดันฮาร์มอนิกจะทำให้รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ทั้งสามเฟสเกิดความผิดเพี้ยน และส่งผลให้การคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ที่มีการใช้ทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งเกิดความผิดพลาด ความผิดพลาดดังกล่าวทำให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีสมรรถนะในการกำจัดฮาร์มอนิกลดน้อยลง เนื่องจากไม่สามารถคิดกระแสชดเชยเพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบได้ ในบทนี้จึงมีการชี้ให้เห็นถึงประเด็นปัญหาที่เกิดขึ้นกับทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง ซึ่งใช้ในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ในกรณีมีแรงดันผิพื่นเกิดขึ้นในระบบ พร้อมทั้งนำเสนอแนวทางการแก้ไขปัญหา รวมไปถึงการยืนยันผลการแก้ปัญหาดังกล่าวด้วยผลการจำลองสถานการณ์

9.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นกับทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง และแนวทางการแก้ไขปัญหา

ในระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ในแต่ละเฟสสามารถพิจารณาได้ดังสมการที่ (9-1) ถึง (9-3) โดยที่ $+m$ คือ อันดับฮาร์มอนิกของแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ลำดับบวก (positive sequence) และ $-m$ คือ อันดับฮาร์มอนิกของแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ลำดับลบ (negative sequence) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในแต่ละเฟสสามารถพิจารณาได้ดังสมการที่ (9-4) ถึง (9-6) โดยที่ $+n$ คือ อันดับฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าที่ไหลลำดับบวก และ $-n$ คือ อันดับฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าที่ไหลลำดับลบ การคำนวณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ (p_L) พิจารณาได้ดังสมการที่ (9-7)

$$v_{PCCa}(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{+m} \sin(m\omega t + \phi_{v,+m}) + \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{-m} \sin(m\omega t + \phi_{v,-m}) \quad (9-1)$$

$$\begin{aligned} v_{PCCb}(t) = & \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{+m} \sin(m\omega t + \phi_{v,+m} - \frac{2\pi}{3}) \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{-m} \sin(m\omega t + \phi_{v,-m} + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (9-2)$$

$$v_{PCCc}(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{+m} \sin(m\omega t + \phi_{v,+m} + \frac{2\pi}{3}) + \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{-m} \sin(m\omega t + \phi_{v,-m} - \frac{2\pi}{3}) \quad (9-3)$$

$$i_{La}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_{+n} \sin(n\omega t + \phi_{i,+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_{-n} \sin(n\omega t + \phi_{i,-n}) \quad (9-4)$$

$$i_{Lb}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_{+n} \sin(n\omega t + \phi_{i,+n} - \frac{2\pi}{3}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_{-n} \sin(n\omega t + \phi_{i,-n} + \frac{2\pi}{3}) \quad (9-5)$$

$$i_{Lc}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_{+n} \sin(n\omega t + \phi_{i,+n} + \frac{2\pi}{3}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_{-n} \sin(n\omega t + \phi_{i,-n} - \frac{2\pi}{3}) \quad (9-6)$$

$$p_L = v_{PCCa}(t) \cdot i_{La}(t) + v_{PCCb}(t) \cdot i_{Lb}(t) + v_{PCCc}(t) \cdot i_{Lc}(t) = \bar{p}_L + \tilde{p}_L \quad (9-7)$$

ซึ่งประกอบด้วยปริมาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสตรง ($\bar{p}_L$) และปริมาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับ ($\tilde{p}_L$) โดยที่ $\bar{p}_L$ สามารถคำนวณได้จากผลรวมของการคำนวณแรงดันฮาร์มอนิก และกระแสฮาร์มอนิกที่มีอันดับฮาร์มอนิกตรงกัน ($m = n$) ดังสมการที่ (9-8) และ $\tilde{p}_L$ สามารถคำนวณได้จากผลรวมของการคำนวณแรงดันฮาร์มอนิก และกระแสฮาร์มอนิกที่มีอันดับฮาร์มอนิกต่างกัน ($m \neq n$) ดังสมการที่ (9-9) ซึ่งการคำนวณค่า $\bar{p}_L$ และ $\tilde{p}_L$ ในสมการที่ (9-8) และ (9-9) ได้ถูกนำเสนอโดย Hirofumi Akagi, Edson Hirokazu Watanabe และ Mauricio Aredes ในปี ค. ศ. 2007 (Akagi, Watanabe, Aredes, 2007) $\bar{p}_{Ln,n}$ คือ กำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสตรงที่คำนวณจากแรงดันฮาร์มอนิก และกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ n พิจารณาได้ดังสมการที่ (9-10) $\tilde{p}_{Lm,n}$ คือ กำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับที่คำนวณจากแรงดันฮาร์มอนิกอันดับที่ m และกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ n พิจารณาได้ดังสมการที่ (9-11) ประเด็นสำคัญของปัญหา คือ หลักการของการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ที่จะแยกปริมาณ $\bar{p}_L$ และ $\tilde{p}_L$ ออกจากกัน และใช้ปริมาณ $\tilde{p}_L$ สำหรับการคำนวณกระแสอ้างอิงเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ โดยจะไม่ใช่ปริมาณ $\bar{p}_L$ ในการคำนวณกระแสอ้างอิงเพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เนื่องจากในกรณีไม่มีแรงดันผิดเพี้ยนเกิดขึ้นในระบบจะมีเฉพาะแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานซึ่งมีอันดับฮาร์มอนิกตรงกับกระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน ($m = n = 1$) ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานอยู่ที่ปริมาณ $\bar{p}_L$ พิจารณาได้ดังสมการที่ (9-8) และเนื่องจากมีเฉพาะแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานในระบบจึงไม่มีแรงดันฮาร์มอนิกที่มีอันดับ

$$\bar{p}_L = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+n} I_{+n} \cos(\phi_{v,+n} - \phi_{i,+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-n} I_{-n} \cos(\phi_{v,-n} - \phi_{i,-n}) \quad (9-8)$$

$$\begin{aligned} \tilde{p}_L = & \left\{ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} I_{+n} \cos((m-n)\omega t + \phi_{v,+m} - \phi_{i,+n}) \right] \right. \\ & + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} I_{-n} \cos((m-n)\omega t + \phi_{v,-m} - \phi_{i,-n}) \right] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{+m} I_{-n} \cos((m+n)\omega t + \phi_{v,+m} + \phi_{i,-n}) \right] \\ & \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-m} I_{+n} \cos((m+n)\omega t + \phi_{v,-m} + \phi_{i,+n}) \right] \right\} \quad (9-9) \end{aligned}$$

$$\bar{p}_{L,n} = 3V_{+n} I_{+n} \cos(\phi_{v,+n} - \phi_{i,+n}) + 3V_{-n} I_{-n} \cos(\phi_{v,-n} - \phi_{i,-n}) \quad (9-10)$$

$$\begin{aligned} \tilde{p}_{Lm,n} = & \left[3V_{+m} I_{+n} \cos((m-n)\omega t + \phi_{v,+m} - \phi_{i,+n}) \right. \\ & + 3V_{-m} I_{-n} \cos((m-n)\omega t + \phi_{v,-m} - \phi_{i,-n}) \\ & - 3V_{+m} I_{-n} \cos((m+n)\omega t + \phi_{v,+m} + \phi_{i,-n}) \\ & \left. - 3V_{-m} I_{+n} \cos((m+n)\omega t + \phi_{v,-m} + \phi_{i,+n}) \right] \quad (9-11) \end{aligned}$$

ตรงกับกระแสฮาร์โมนิก ($m \neq n$) ทำให้กระแสฮาร์โมนิกทั้งหมดในระบบอยู่ที่ปริมาณ $\tilde{p}_L$ พิจารณาได้ดังสมการที่ (9-9) ส่วนในกรณีมีแรงดันผิดเพี้ยนเกิดขึ้นในระบบจะทำให้แรงดันฮาร์โมนิก และกระแสฮาร์โมนิกที่มีอันดับฮาร์โมนิกตรงกันไปอยู่ที่ปริมาณ $\bar{p}_L$ ส่งผลให้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกวิธี PQF ที่ใช้เฉพาะปริมาณ $\tilde{p}_L$ สำหรับการคำนวณกระแสอ้างอิงเพื่อกำจัดฮาร์โมนิกทั้งหมดในระบบเกิดผิดพลาด และกระแสอ้างอิงที่คำนวณได้จะไม่สามารถกำจัดกระแสฮาร์โมนิกทั้งหมดในระบบได้ เนื่องจากเหลือกระแสฮาร์โมนิกบางอันดับอยู่ที่ปริมาณ $\bar{p}_L$ ดังนั้นผู้วิจัยวิทยานิพนธ์จึงได้นำเสนอแนวทางการแก้ไขปัญหาดังกล่าว โดยการใช้ตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ด้วยวิธี SWFA ให้เหลือเฉพาะแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน ซึ่งเมื่อนำค่าแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานดังกล่าวเข้าสู่กระบวนการการคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกวิธี PQF จะทำให้กระแสฮาร์โมนิกทั้งหมดในระบบรวมอยู่ที่ปริมาณ $\tilde{p}_L$ และปริมาณ $\bar{p}_L$ จะมีเฉพาะกระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานเท่านั้น ด้วยเหตุนี้จึงส่งผลให้กระแสอ้างอิงที่คำนวณ

ได้มีความถูกต้อง และทำให้วงจรรอกกำลังแยกที่สามารถวิเคราะห์เพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบได้

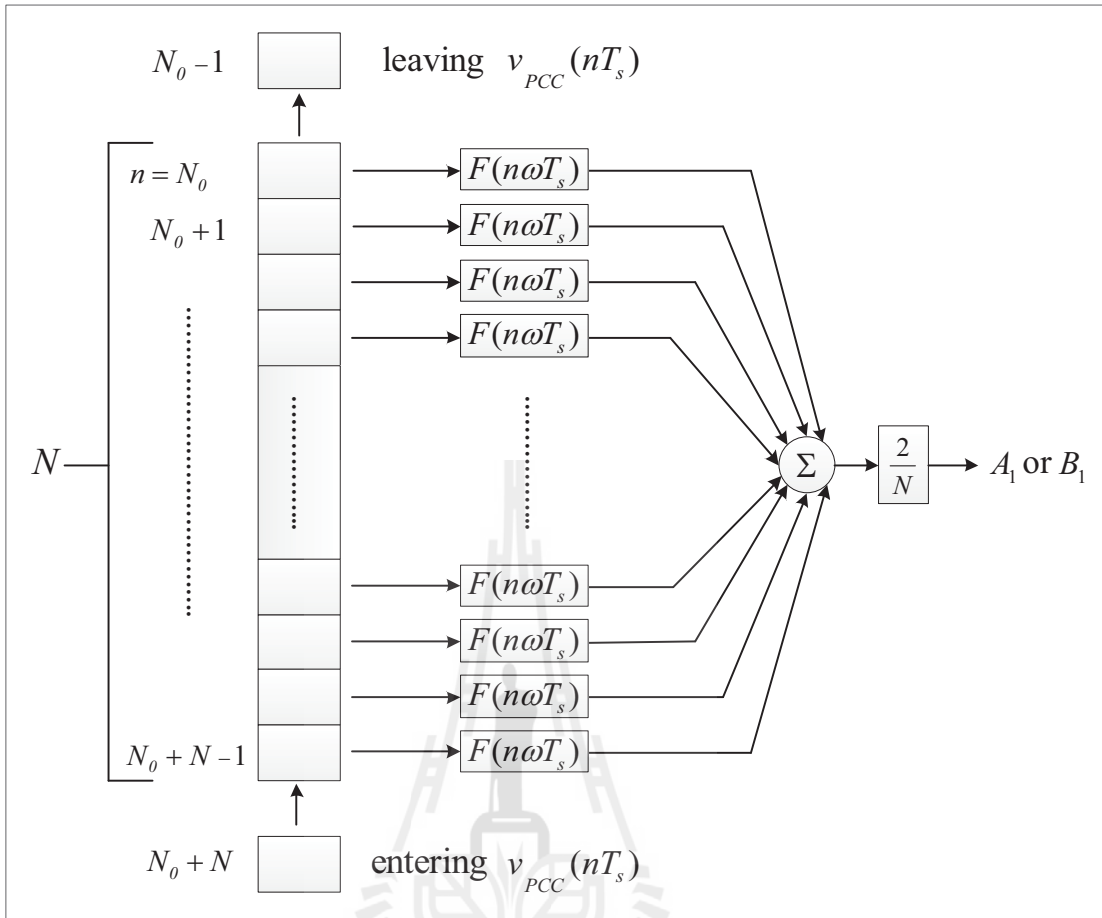
ขั้นตอนของตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ด้วยวิธี SWFA อาศัยการคำนวณจากสมการของอนุกรมฟูริเยร์ ซึ่งจะพิจารณาเฉพาะค่าแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน ($v_{1,PCC}$) ดังสมการที่ (9-12) โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์ A_1 และ B_1 คำนวณได้ดังสมการที่ (9-13) และ (9-14) ตามลำดับ จาก

$$v_{1,PCC}(kT_s) = A_1 \cos(\omega kT_s) + B_1 \sin(\omega kT_s) \quad (9-12)$$

$$A_1 = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} v_{PCC}(nT_s) \cos(n\omega T_s) \quad (9-13)$$

$$B_1 = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} v_{PCC}(nT_s) \sin(n\omega T_s) \quad (9-14)$$

สมการดังกล่าว T_s คือ ค่าเวลาในการซีกตัวอย่าง (วินาที) ω คือ ความถี่เชิงมุมที่ความถี่มูลฐาน (เรเดียนต่อวินาที) N คือ จำนวนจุดข้อมูลในการคำนวณต่อหนึ่งคาบ และ N_0 คือ ตำแหน่งของจุดข้อมูลเริ่มต้นสำหรับการคำนวณ การคำนวณเริ่มแรกจะรับข้อมูลแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC (v_{PCC}) มาหนึ่งคาบ ซึ่งมีทั้งหมดจำนวน N ข้อมูล หลังจากนั้นทำการคำนวณค่า A_1 และ B_1 ตามสมการที่ (9-13) และ (9-14) เพื่อใช้ค่า A_1 และ B_1 สำหรับการคำนวณค่า $v_{1,PCC}$ ดังสมการที่ (9-12) โดยค่าสัมประสิทธิ์ A_1 และ B_1 ที่ได้จากการคำนวณในช่วงแรกนี้จะถูกเก็บเป็นข้อมูลในรูปของแถวลำดับดังรูปที่ 9.1 จากรูปดังกล่าวในกรณีคำนวณค่า A_1 จะใช้ฟังก์ชัน $F(n\omega T_s)$ เท่ากับ $\cos(n\omega T_s)$ และในกรณีคำนวณค่า B_1 จะใช้ฟังก์ชัน $F(n\omega T_s)$ เท่ากับ $\sin(n\omega T_s)$ กระบวนการดังกล่าวทั้งหมดข้างต้นเป็นการคำนวณเพื่อกำหนดค่าเริ่มต้นให้กับตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ด้วยวิธี SWFA และในรอบการคำนวณถัดไป จะเพิ่มข้อมูลแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ค่าใหม่คือ $v_{PCC}(N_0 + N)$ และลบข้อมูลแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ค่าเก่าคือ $v_{PCC}(N_0 - 1)$ ออกจากค่า $A_1^{(old)}$ และ $B_1^{(old)}$ ซึ่งเป็นค่าสัมประสิทธิ์ A_1 และ B_1 ค่าเก่าเพื่อคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ A_1 ค่าใหม่คือ $A_1^{(new)}$ และค่าสัมประสิทธิ์ B_1 ค่าใหม่คือ $B_1^{(new)}$ ดังสมการที่ (9-15) และ (9-16) ตามลำดับ โดยช่วงเวลาการรับข้อมูลในแต่ละรอบจะเท่ากับ T_s วินาที ซึ่งจะทำให้ได้ $v_{1,PCC}$ ตามสมการที่ (9-12) ในทุกรอบของการคำนวณ



รูปที่ 9.1 แผนภาพการคำนวณค่า A_1 และ B_1

$$A_1^{(new)} = A_1^{(old)} + \frac{2}{N} \{v_{PCC} [(N_0 + N)T_s] \cos[(N_0 + N)\omega T_s] - v_{PCC} [(N_0 - 1)T_s] \cos[(N_0 - 1)\omega T_s]\} \quad (9-15)$$

$$B_1^{(new)} = B_1^{(old)} + \frac{2}{N} \{v_{PCC} [(N_0 + N)T_s] \sin[(N_0 + N)\omega T_s] - v_{PCC} [(N_0 - 1)T_s] \sin[(N_0 - 1)\omega T_s]\} \quad (9-16)$$

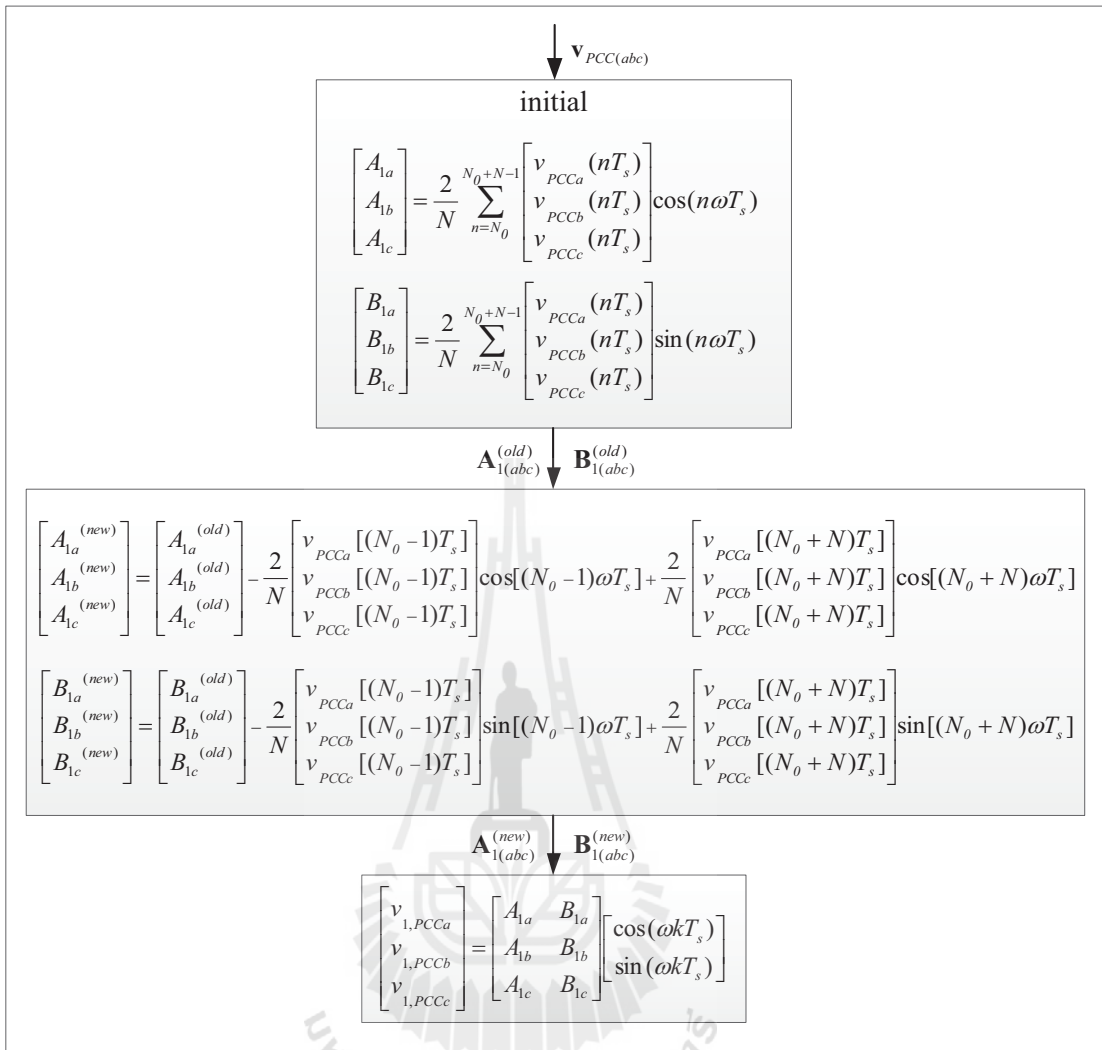
จากการอธิบายข้างต้น เป็นกระบวนการการคำนวณแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานด้วยวิธี SWFA สำหรับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส ส่วนกระบวนการคำนวณบนระบบไฟฟ้าสามเฟสจะมีความคล้ายคลึงกับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส โดยการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ A_1 และ B_1 สามารถพิจารณาได้ดังสมการที่ (9-17) และ (9-18) ตามลำดับ จากนั้นใช้ค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวสำหรับการคำนวณ

แรงดันไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานทั้งสามเฟส ($v_{1,PCCa}$, $v_{1,PCCb}$, $v_{1,PCCc}$) ดังสมการที่ (9-19) ตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC โดยใช้หลักการการคำนวณแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานด้วยวิธี SWFA สำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟส แสดงเป็นแผนภาพได้ดังรูปที่ 9.2

$$\begin{bmatrix} A_{1a}^{(new)} \\ A_{1b}^{(new)} \\ A_{1c}^{(new)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{1a}^{(old)} \\ A_{1b}^{(old)} \\ A_{1c}^{(old)} \end{bmatrix} - \frac{2}{N} \begin{bmatrix} v_{PCCa} [(N_0 - 1)T_s] \\ v_{PCCb} [(N_0 - 1)T_s] \\ v_{PCCc} [(N_0 - 1)T_s] \end{bmatrix} \cos[(N_0 - 1)\omega T_s] + \frac{2}{N} \begin{bmatrix} v_{PCCa} [(N_0 + N)T_s] \\ v_{PCCb} [(N_0 + N)T_s] \\ v_{PCCc} [(N_0 + N)T_s] \end{bmatrix} \cos[(N_0 + N)\omega T_s] \quad (9-17)$$

$$\begin{bmatrix} B_{1a}^{(new)} \\ B_{1b}^{(new)} \\ B_{1c}^{(new)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{1a}^{(old)} \\ B_{1b}^{(old)} \\ B_{1c}^{(old)} \end{bmatrix} - \frac{2}{N} \begin{bmatrix} v_{PCCa} [(N_0 - 1)T_s] \\ v_{PCCb} [(N_0 - 1)T_s] \\ v_{PCCc} [(N_0 - 1)T_s] \end{bmatrix} \sin[(N_0 - 1)\omega T_s] + \frac{2}{N} \begin{bmatrix} v_{PCCa} [(N_0 + N)T_s] \\ v_{PCCb} [(N_0 + N)T_s] \\ v_{PCCc} [(N_0 + N)T_s] \end{bmatrix} \sin[(N_0 + N)\omega T_s] \quad (9-18)$$

$$\begin{bmatrix} v_{1,PCCa} \\ v_{1,PCCb} \\ v_{1,PCCc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{1a} & B_{1a} \\ A_{1b} & B_{1b} \\ A_{1c} & B_{1c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega k T_s) \\ \sin(\omega k T_s) \end{bmatrix} \quad (9-19)$$

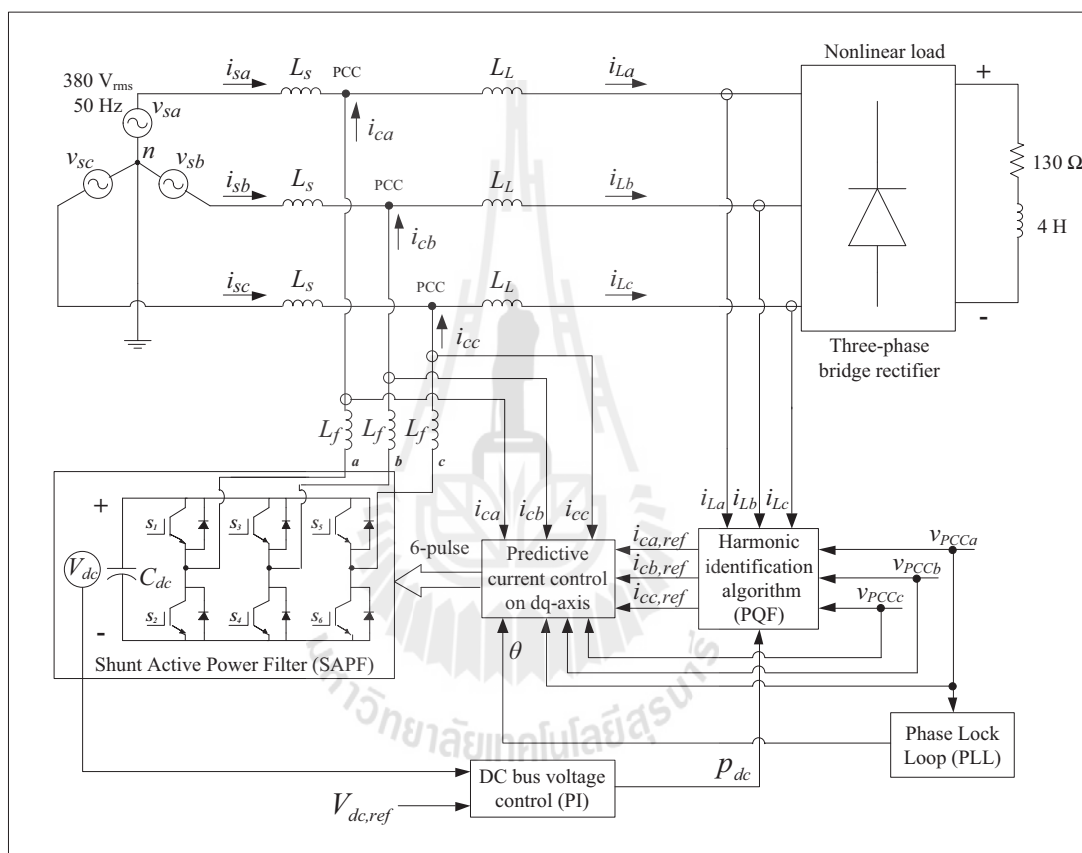


รูปที่ 9.2 แผนภาพการคำนวณแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานทั้งสามเฟสด้วยวิธี SWFA

9.3 ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล

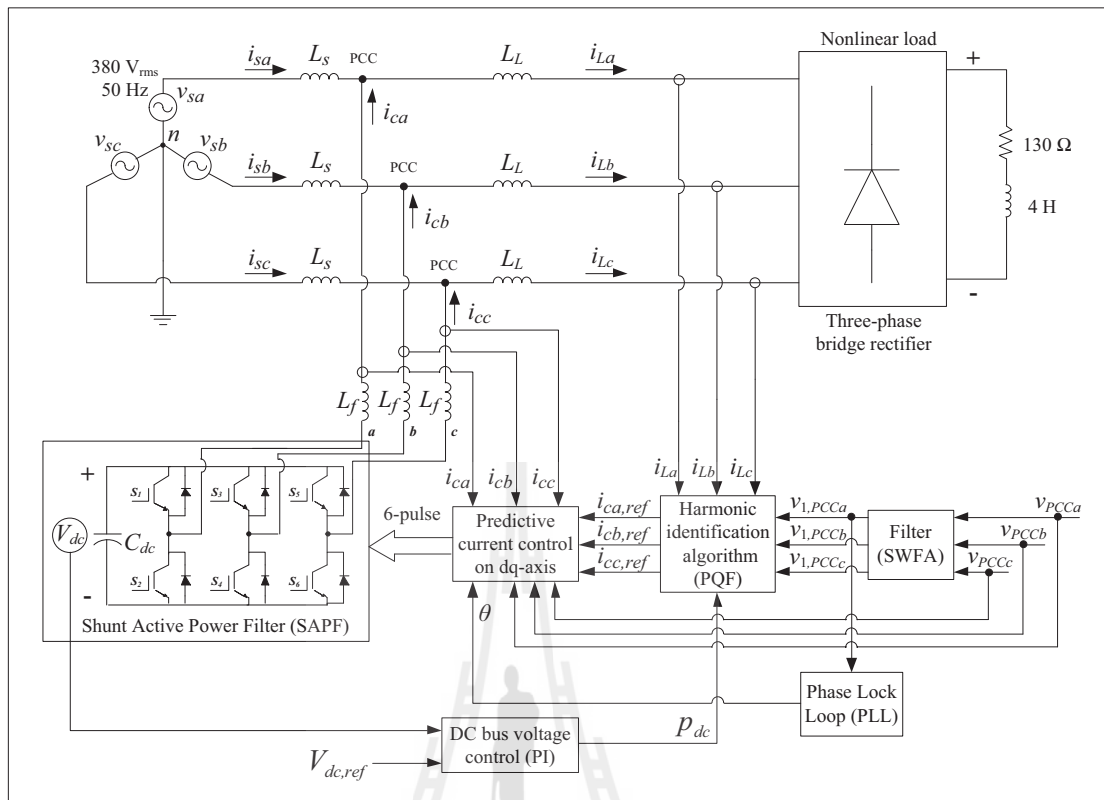
การจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ในกรณีที่มีแรงดันผิดเพี้ยนเกิดขึ้นในระบบ จะแบ่งการพิจารณาเปรียบเทียบเป็น 2 ระบบ ได้แก่ ระบบแรกเป็นระบบปกติที่ไม่มีตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC สำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดในการคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF และระบบที่สองเป็นระบบที่ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอ โดยมีการเพิ่มตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC สำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกเพื่อแก้ไขปัญหาการคำนวณกระแสอ้างอิงผิดพลาด ซึ่งจะทำให้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF สามารถคำนวณกระแสอ้างอิงได้อย่างถูกต้อง ระบบที่ไม่มีตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC สำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกแสดงดังรูปที่ 9.3 จากรูป

ดังกล่าวมีองค์ประกอบ คือ วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยใช้ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ และมีการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ชุดใหม่พร้อม ๆ กับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง และค่าแรงดันบัล



รูปที่ 9.3 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ไม่มีตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC สำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก

ไฟตรงอ้างอิง ส่วนระบบที่มีตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC สำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกแสดงดังรูปที่ 9.4 จากรูปดังกล่าว มีองค์ประกอบเช่นเดียวกับรูปที่ 9.3 แต่จะมีการเพิ่มตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ทั้งสามเฟส ด้วยวิธี SWFA เพื่อให้เหลือเฉพาะแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน



รูปที่ 9.4 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ที่มีตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC สำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก

สำหรับการคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF อีกทั้งการจำลองสถานการณ์จะแบ่งเป็น 4 กรณี ซึ่งแต่ละกรณีจะมีแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ที่มีปริมาณแรงดันฮาร์มอนิกแตกต่างกัน โดยพิจารณาได้จากค่าความเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย ($\%THD_{v,av}$) ดังสมการที่ (9-20) ซึ่งค่าดังกล่าวคำนวณได้จากข้อมูลค่าความเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกรวมต่อเฟส ($\%THD_{v,k}$) ดังสมการที่ (9-21) ซึ่งค่า $\%THD_{v,av}$ ในแต่ละกรณี รวมถึงค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกเฉลี่ย และค่าตัวประกอบกำลังก่อนการชดเชย และหลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังตารางที่ 9.1 จากตารางดังกล่าว จะสังเกตได้ว่าทั้ง 4 กรณีระบบที่มีตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC สำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าระบบที่ไม่มีตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC โดยระบบที่มีตัวกรองให้ผล $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยทั้ง 4 กรณีอยู่ในช่วง 0.82 ถึง 0.85% ส่วนระบบที่ไม่มีตัวกรองให้ผล $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยทั้ง 4 กรณีอยู่ในช่วง 2.80 ถึง 11.15% เนื่องจากแรงดันผิดเพี้ยนในระบบส่งผลให้เกิดความผิดพลาดในการคำนวณกระแสอ้างอิงที่ใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF และเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์

ระหว่างค่า $\%THD_{v,av}$ และค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยสำหรับระบบที่ไม่มีตัวกรอง จะสังเกตได้ว่าค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามค่า $\%THD_{v,av}$ เนื่องจากปริมาณแรงดันฮาร์มอนิกที่มากขึ้นจะส่งผลให้ปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่อยู่ที่ $\bar{p}_L$ มีปริมาณมากขึ้นตามไปด้วย ซึ่งปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่อยู่ที่ $\bar{p}_L$ เป็นส่วนที่ไม่ได้ถูกนำไปใช้ในการคำนวณกระแสอ้างอิงเพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในส่วนนี้

$$\%THD_{v,av} = \sqrt{\frac{\sum_{k=a,b,c} \%THD_{v,k}^2}{3}} \quad (9-20)$$

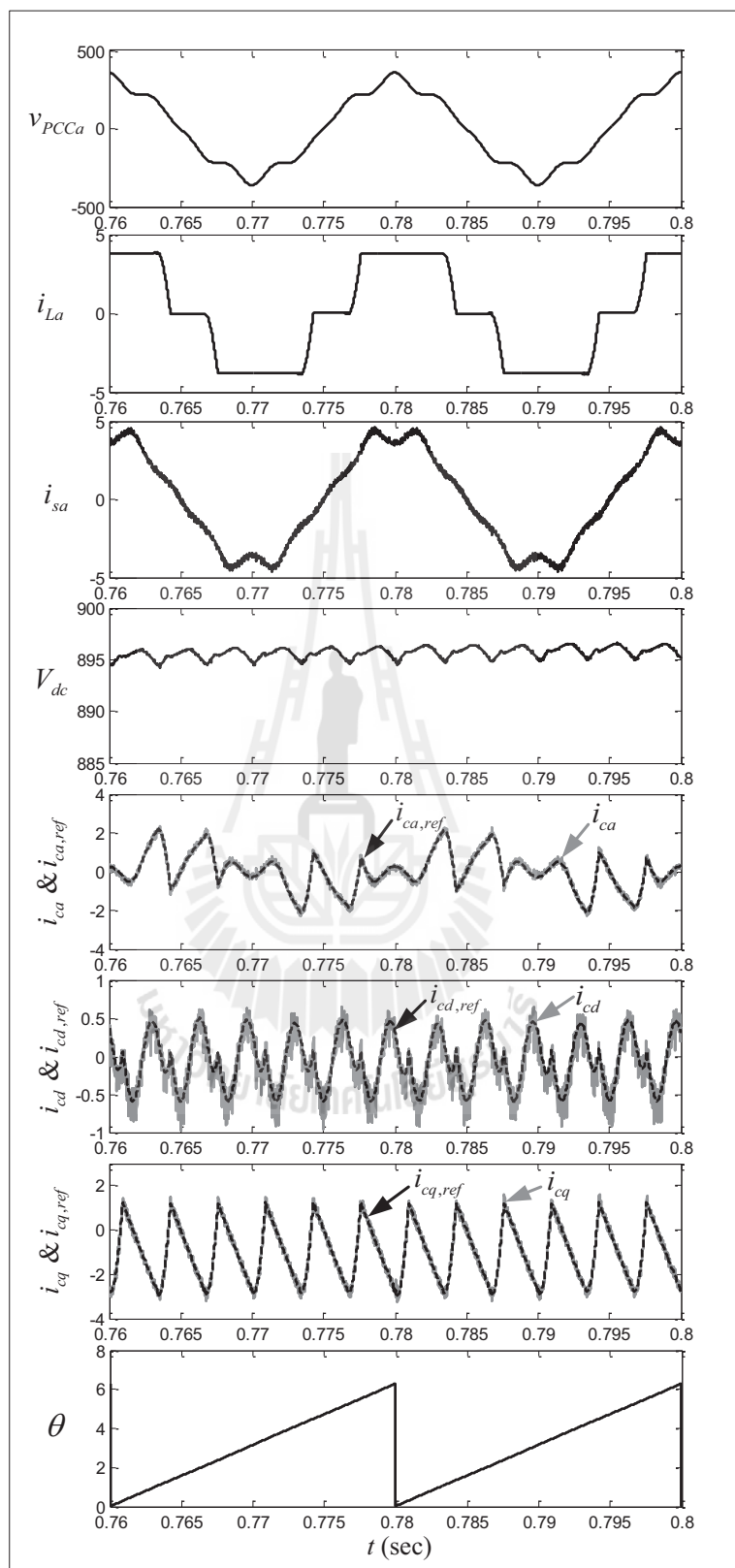
$$\%THD_{v,k} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{n,k}^2}}{V_{1,k}} \times 100\% \quad (9-21)$$

ตารางที่ 9.1 ผลการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแยกทีฟ

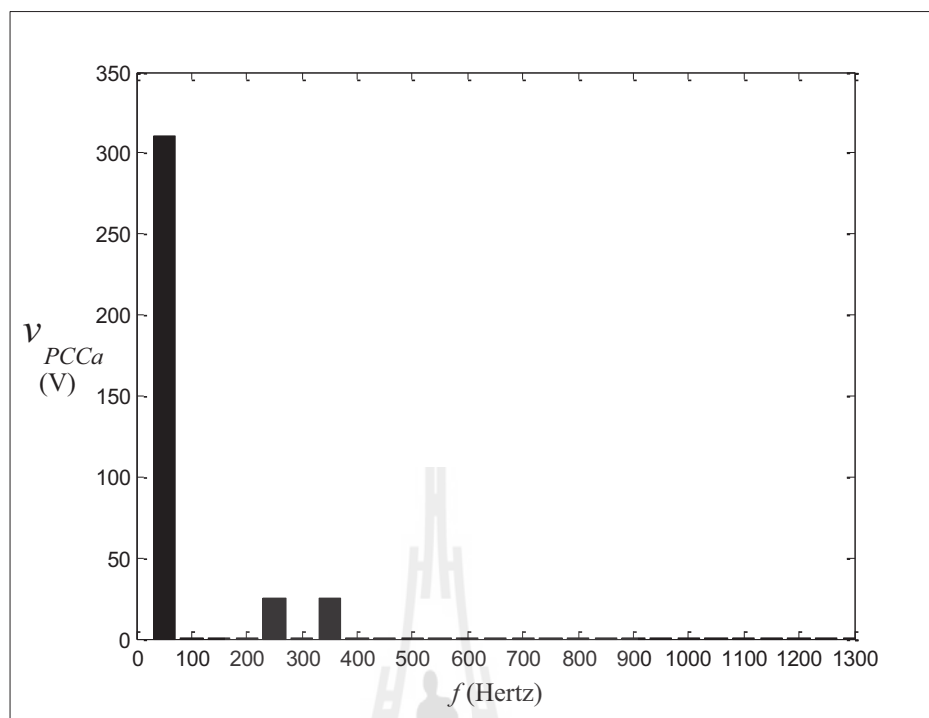
กรณี	%THD _{v,av}	ก่อนการชดเชย		ตัวกรอง (SWFA)	หลังการชดเชย	
		%THD _{i,av}	pf		%THD _{i,av}	pf
1	2.83	24.91	0.95	ไม่มีตัวกรอง	2.80	1
				มีตัวกรอง	0.83	1
2	5		0.94	ไม่มีตัวกรอง	4.87	1
				มีตัวกรอง	0.83	1
3	7.07		0.94	ไม่มีตัวกรอง	6.87	0.99
				มีตัวกรอง	0.82	1
4	11.31		0.94	ไม่มีตัวกรอง	11.15	0.98
				มีตัวกรอง	0.85	0.99

รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 4 โดยใช้ระบบที่ไม่มีตัวกรองแสดงดังรูปที่ 9.5 จะสังเกตได้ว่าการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงใช้ตัวควบคุมแบบพีไอมีประสิทธิภาพการทำงานที่ดี ทำให้แรงดันบัสไฟตรงมีค่าเป็นไปตามแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่มีค่าเท่ากับ 896.4 โวลต์ การควบคุมการบิดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่มีการควบคุมมุมเฟส

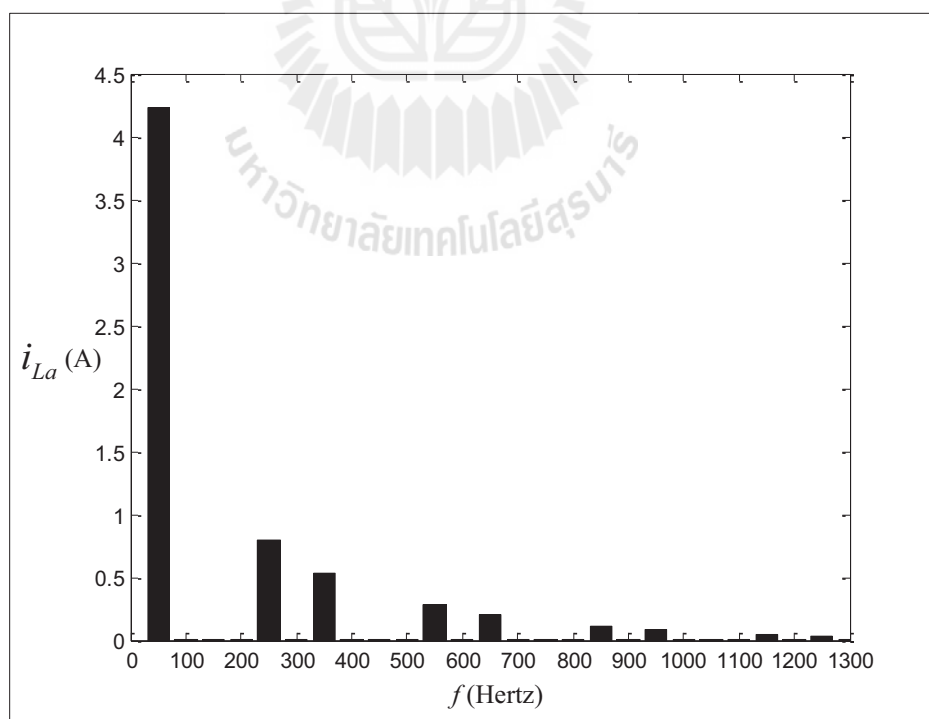
ด้วยเฟสล็อกกลุ่มมีสมรรถนะการทำงานที่ดี ซึ่งให้มุมเฟสที่มีความถูกต้องแม่นยำ และทำให้การบิด
 กระแสชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟมีลักษณะเป็นไปตามกระแสอ้างอิงทั้งเฟส α แกนดี และ
 แกนคว แต่เนื่องจากการคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF เกิดความ
 ผิดพลาด ซึ่งมาจากการมีแรงดันผิดเพี้ยนเกิดขึ้นในระบบ ปริมาณแรงดันฮาร์มอนิกดังกล่าวทำให้
 แรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ในเฟส α เกิดความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ โดยมีค่า $\%THD_{v,av}$
 เท่ากับ 11.31% สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ในเฟส α แสดงดังรูปที่ 9.6 จากรูปดังกล่าว
 จะสังเกตได้ว่า แรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ในเฟส α ประกอบไปด้วยปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่
 มูลฐาน และปริมาณแรงดันฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 การมีปริมาณกระแสฮาร์มอนิกเกิดขึ้นใน
 ระบบทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลในเฟส α เกิดความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ โดยมีค่า
 $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 24.91% สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในเฟส α แสดงดังรูปที่ 9.7 จากรูป
 ดังกล่าว จะสังเกตได้ว่า กระแสไฟฟ้าที่ไหลในเฟส α ประกอบไปด้วยปริมาณกระแสไฟฟ้าที่
 ความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5, 7, 11, 13, 17, 19 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้า
 แอกทีฟแสดงดังรูปที่ 9.8 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า $\bar{p}_L$ ประกอบไปด้วย $\bar{p}_{L1,1}$, $\bar{p}_{L5,5}$ และ
 $\bar{p}_{L7,7}$ เนื่องจากเมื่อพิจารณาในสมการที่ (9-10) กระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน และแรงดันความถี่
 มูลฐานจะอยู่ที่ปริมาณ $\bar{p}_L$ ($\bar{p}_{L1,1}$) กระแสฮาร์มอนิก และแรงดันฮาร์มอนิกที่มีอันดับฮาร์มอนิก
 ตรงกัน คือ ฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 จะอยู่ที่ปริมาณ $\bar{p}_L$ ($\bar{p}_{L5,5}$ และ $\bar{p}_{L7,7}$) เช่นเดียวกัน โดย
 กระแสฮาร์มอนิก และแรงดันฮาร์มอนิกที่มีอันดับฮาร์มอนิกต่างกันจะอยู่ที่ $\tilde{p}_L$ พิจารณาได้ดัง
 สมการที่ (9-11) ซึ่งการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF จะใช้เฉพาะปริมาณ $\tilde{p}_L$ ในการคำนวณ
 กระแสอ้างอิง ทำให้การคำนวณกระแสอ้างอิงเพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบเกิดความ
 ผิดพลาด และการบิดกระแสชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟเพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมด
 ในระบบเกิดความผิดพลาดตามไปด้วย โดยยังคงเหลือกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 ซึ่งอยู่ที่
 ปริมาณ $\bar{p}_L$ ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยยังคงเกิดความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูป
 สัญญาณไซน์ โดยมีค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 11.15% สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส α
 หลังการชดเชยแสดงดังรูปที่ 9.9 จากรูปดังกล่าว จะสังเกตได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส α
 ประกอบไปด้วยปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน และยังคงเหลือปริมาณกระแสฮาร์มอนิก
 อันดับที่ 5 และ 7 ที่ไม่ได้ถูกกำจัด เมื่อพิจารณาระหว่างรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และ
 กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส α ดังรูปที่ 9.5 จะสังเกตได้ว่าไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณ
 แรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส α จึงทำให้สัญญาณทั้งสองมี
 เฟสตรงกัน เนื่องจากการใช้กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟทั้งปริมาณกระแสตรง และปริมาณกระแสลับ



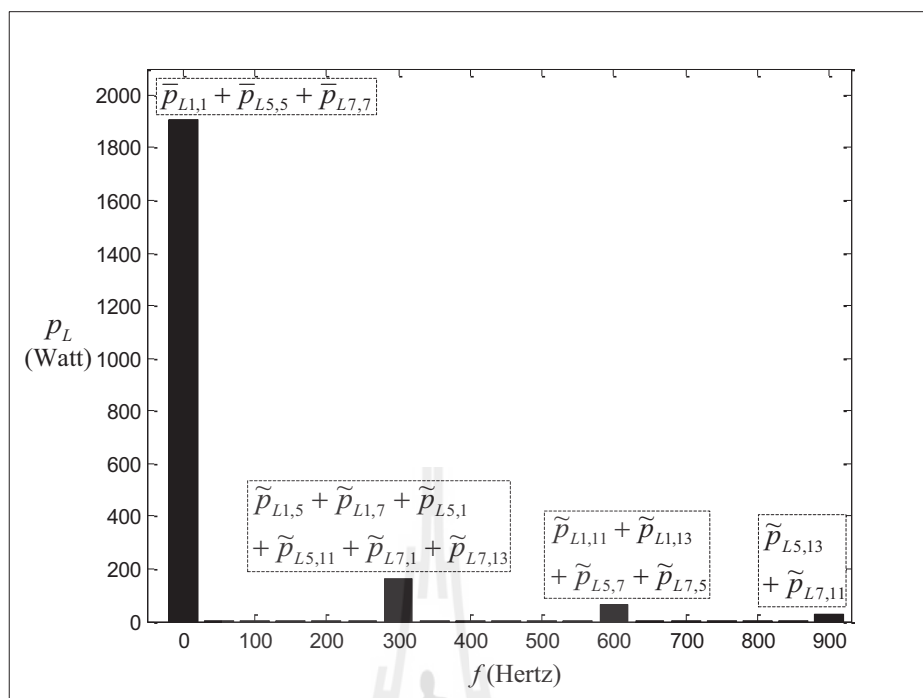
รูปที่ 9.5 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 4 โดยใช้ระบบที่ไม่มีตัวกรอง



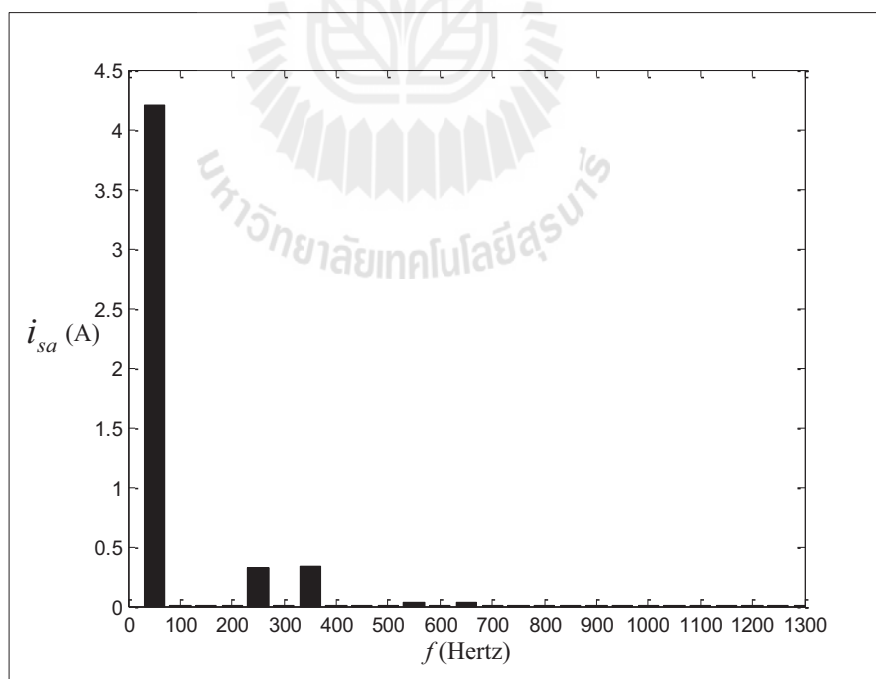
รูปที่ 9.6 สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ในเฟส a กรณีที่ 4



รูปที่ 9.7 สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่โหลดในเฟส a กรณีที่ 4



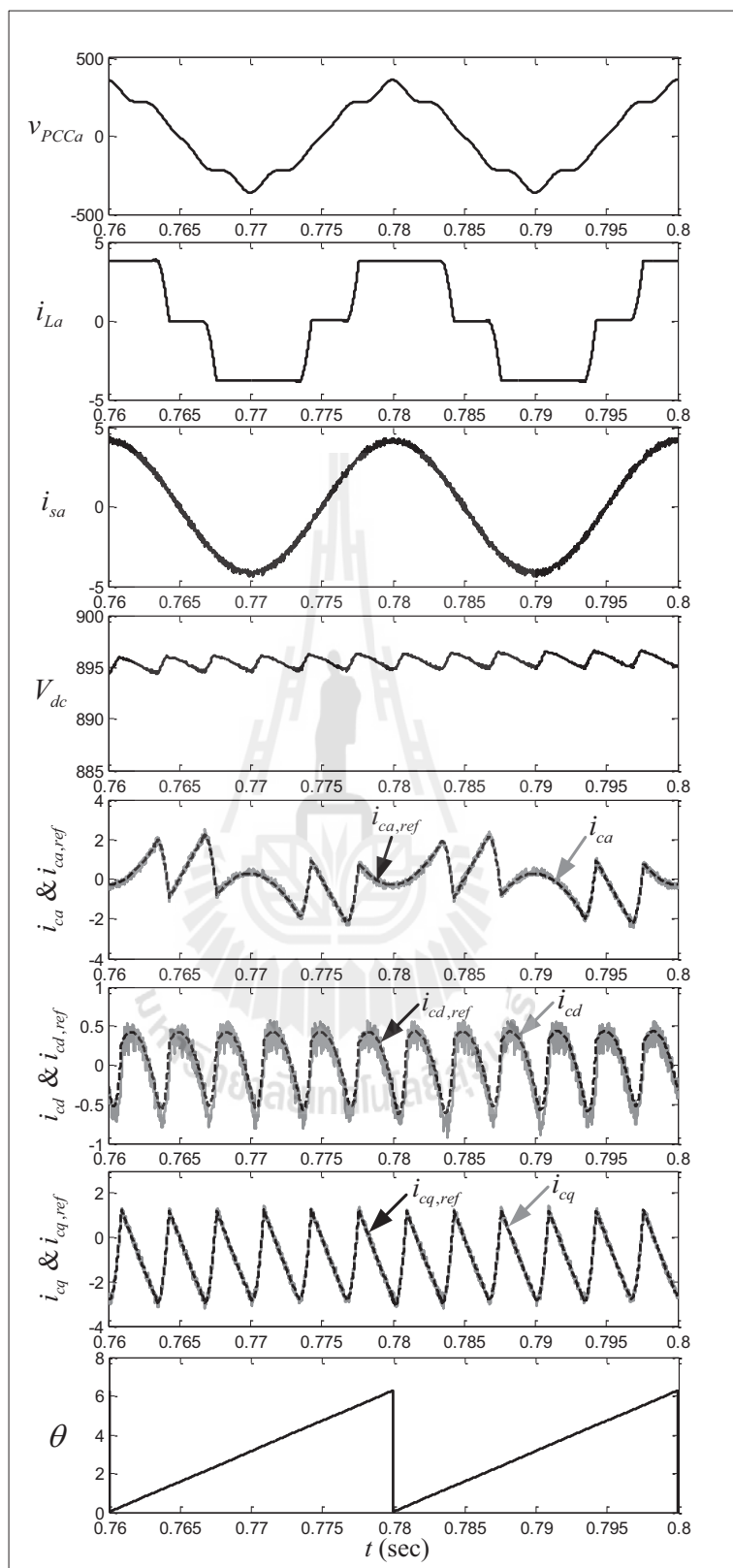
รูปที่ 9.8 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟในกรณีที่ 4 โดยใช้ระบบที่ไม่มีตัวกรอง



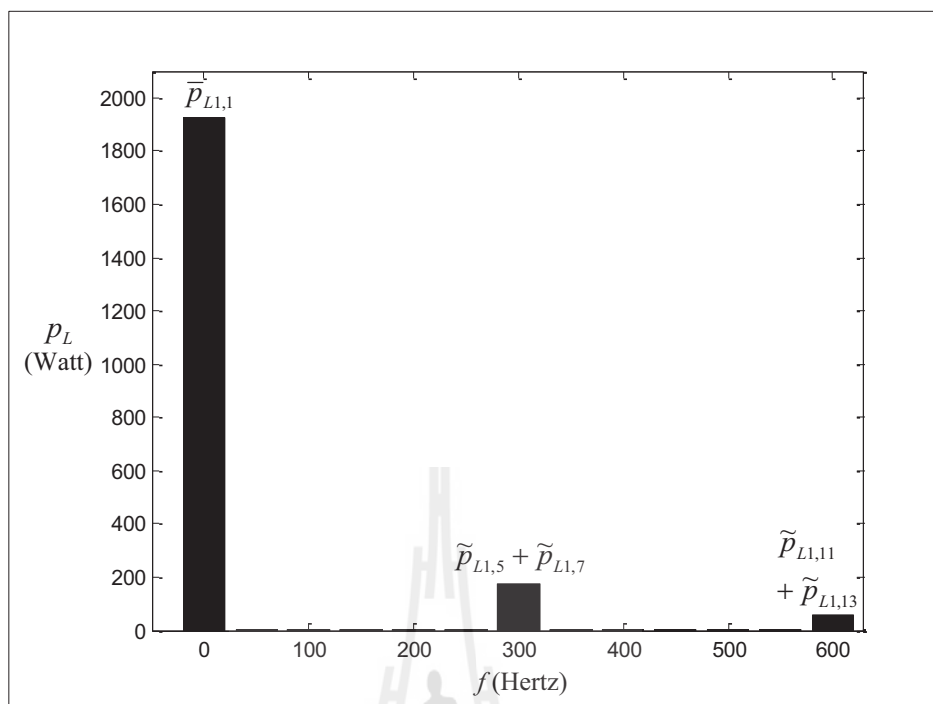
รูปที่ 9.9 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการขจัดเซกกรณีที่ 4 โดยใช้ระบบที่ไม่มีตัวกรอง

ในการคำนวณกระแสอ้างอิง ทำให้การมีแรงดันผิเกิดขึ้นในระบบไม่ส่งผลต่อความถูกต้องในการคำนวณกระแสอ้างอิงสำหรับชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟเพื่อกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยค่า pf เท่ากับ 0.98 เนื่องจากยังคงมีกระแสฮาร์มอนิก และแรงดันฮาร์มอนิกเกิดขึ้นในระบบจึงทำให้ค่า pf ไม่เท่ากับ 1

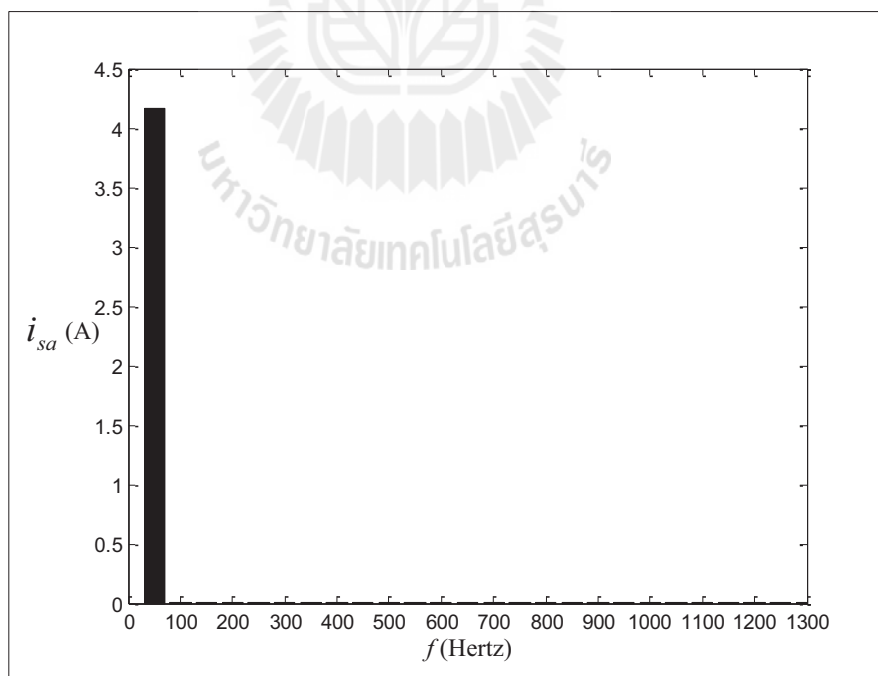
รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ในกรณี 4 โดยใช้ระบบที่มีตัวกรองแสดงดังรูปที่ 9.10 จะสังเกตได้ว่าการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ และการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่มีการควบคุมมมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป มีสมรรถนะการทำงานที่ดีเช่นเดียวกับระบบที่ไม่มีตัวกรองในรูปที่ 9.5 โดยการคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ในระบบที่มีตัวกรองมีความถูกต้อง เนื่องจากมีตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ด้วยวิธี SWFA ทำให้เหลือเฉพาะแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานสำหรับการคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF โดยกระแสไฟฟ้าที่ไหลในเฟส a ประกอบไปด้วยปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5, 7, 11, 13, 17 และ 19 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 9.11 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่ามีเฉพาะกระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน และแรงดันความถี่มูลฐานที่อยู่ปริมาณ $\bar{p}_L$ ($\bar{p}_{L,1}$) พิจารณาได้ดังสมการที่ (9-10) โดยไม่มีกระแสฮาร์มอนิก และแรงดันฮาร์มอนิกที่มีอันดับตรงกันจึงทำให้กระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบอยู่ที่ปริมาณ $\tilde{p}_L$ ได้แก่ $\tilde{p}_{L,5}$, $\tilde{p}_{L,7}$, $\tilde{p}_{L,11}$ และ $\tilde{p}_{L,13}$ พิจารณาได้ดังสมการที่ (9-11) ซึ่งการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF จะใช้เฉพาะปริมาณ $\tilde{p}_L$ ในการคำนวณกระแสอ้างอิง ทำให้การคำนวณกระแสอ้างอิงเพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบมีความถูกต้อง และการฉีดกระแสชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟเพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบมีความถูกต้องตามไปด้วย ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น โดยเกิดความผิเพียงเล็กน้อย และมีค่า $\%THD_{av}$ เท่ากับ 0.85% สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยแสดงดังรูปที่ 9.12 จากรูปดังกล่าว จะสังเกตได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a จะมีเฉพาะปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน โดยไม่ปรากฏฮาร์มอนิกอันดับใด ๆ เมื่อพิจารณาระหว่างรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a ดังรูปที่ 9.10 จะสังเกตได้ว่าไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a จึงทำให้สัญญาณทั้งสองมีเฟสตรงกัน โดยค่า pf เท่ากับ 0.99 เนื่องจากยังคงมีปริมาณแรงดันฮาร์มอนิกเกิดขึ้นในระบบส่งผลให้ค่า pf ไม่เท่ากับ 1



รูปที่ 9.10 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 4 โดยใช้ระบบที่มีตัวกรอง



รูปที่ 9.11 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟในกรณีที่ 4 โดยใช้ระบบที่มีตัวกรอง



รูปที่ 9.12 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส a หลังการชดเชยกรณีที่ 4 โดยใช้ระบบที่มีตัวกรอง

9.4 สรุป

การมีแรงดันผิดเพี้ยนเกิดขึ้นในระบบส่งผลให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง ทำให้การคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF เกิดความผิดพลาด และไม่สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบได้ โดยจะเหลือปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่มีอันดับตรงกับแรงดันฮาร์มอนิก และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับปริมาณแรงดันฮาร์มอนิกที่มีอันดับตรงกัน หากปริมาณแรงดันฮาร์มอนิกอันดับดังกล่าวมีค่ามากขึ้นจะส่งผลให้ปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่มีอันดับตรงกันนั้นมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย โดยการแก้ไขปัญหาดังกล่าวจะใช้ตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ด้วยวิธี SWFA ให้เหลือเฉพาะแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานสำหรับการคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ซึ่งจะทำให้การคำนวณกระแสอ้างอิงดังกล่าวมีความถูกต้อง และทำให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถฉีดกระแสชดเชยเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบได้ โดยระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังมีองค์ประกอบ คือ วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ที่มีตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ด้วยวิธี SWFA การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ และมีการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ชุดใหม่พร้อม ๆ กับการค้นหาพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง และค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ทำให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีประสิทธิภาพการฉีดกระแสชดเชยที่ดี และให้ประสิทธิผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีด้วยเช่นกัน โดยผลค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยลดลงจาก 24.91% เหลือเพียงไม่ถึง 1% ซึ่งให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าระบบที่ไม่มีตัวกรองแรงดันเป็นอย่างมาก และอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยได้รับการปรับปรุงจาก 0.94 เป็น 0.99 ด้วยเช่นกัน

บทที่ 10

สรุปและข้อเสนอแนะ

10.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล โดยมุ่งเน้นการพัฒนาการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกและการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยเป็นสำคัญ งานวิจัยเริ่มต้นจากการสืบค้นข้อมูลปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทางด้านวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ซึ่งจากการศึกษาค้นคว้า พบว่า ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานสามารถแบ่งองค์ประกอบได้เป็น 4 ส่วนหลัก คือ โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับคำนวณกระแสอ้างอิงให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การควบคุมการฉีดกระแสชดเชย และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งรายละเอียดงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในแต่ละองค์ประกอบได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2 และจะนำข้อมูลดังกล่าว มาเป็นเหตุผลประกอบการตัดสินใจ เพื่อเลือกรูปแบบที่มีจุดเด่น และมีความเหมาะสมในแต่ละองค์ประกอบ โดยเลือกใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสำหรับทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบเพื่อกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง เนื่องจากวงจรชนิดดังกล่าวมีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี มีความรวดเร็วในการตอบสนองต่อการทำงาน และมีกำลังงานสูญเสียต่ำ จากการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับวิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสามารถแบ่งได้เป็น 2 กลุ่มด้วยกัน คือ กลุ่มแรกเป็นการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่สนใจเฉพาะการกำจัดฮาร์มอนิก โดยไม่ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และกลุ่มที่สองเป็นการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่สนใจการกำจัดฮาร์มอนิกพร้อมทั้งปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ดังนั้นจึงนำเอาการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง (วิธี PQ) ที่มีจุดเด่นในด้านการคำนวณกำลังไฟรีแอกทีฟเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังมาพัฒนา ซึ่งทำให้ได้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการใหม่ คือ วิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบกับวิธีฟูริเยร์ (วิธี PQF) โดยอาศัยหลักการของวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน (วิธี SWFA) เปรียบกับวิธี PQ เดิม ซึ่งการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF มีความแม่นยำในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่ดีกว่าวิธี PQ และยังสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้เช่นกัน โดยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ทำหน้าที่คำนวณกระแสอ้างอิงซึ่งบ่งบอกถึงปริมาณกระแสฮาร์มอนิก และกำลังไฟรีแอกทีฟทั้งหมดในระบบให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เพื่อให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถกำจัด

ฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้อย่างถูกต้อง การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยใช้ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวทำหน้าที่ควบคุมการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลัง แอ็กทีฟให้มีค่าเป็นไปตามกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF เนื่องจากข้อดีของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่สามารถลดความคลาดเคลื่อนจากผลของการประวิงเวลาในการควบคุมแบบดิจิทัล ส่วนการพิจารณาตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวเป็นการต่อยอดจากการพิจารณาบนแกน 3 เฟส ซึ่งจะทำได้สามารถลดสมการในการคำนวณสำหรับการควบคุมจาก 3 แกนให้เหลือเพียง 2 แกน อีกทั้งยังมีการพัฒนาการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวให้มีความเหมาะสมกับระบบยิ่งขึ้นด้วยวิธีการค้นหาแบบตาปูเชิงปรับตัว (วิธี ATS) และเลือกใช้การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีโอทำหน้าที่ควบคุมให้แรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอ็กทีฟมีค่าเป็นไปตามแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่ได้ออกแบบไว้เพื่อให้วงจรกรองกำลังแอ็กทีฟมีจุดการทำงานที่ดีตามที่ได้ออกแบบไว้ เนื่องจากตัวควบคุมแบบพีโอมีโครงสร้างการควบคุมที่ไม่ซับซ้อน และให้ผลการควบคุมที่ดี โดยยืนยันผลจากการจำลองสถานการณ์ผ่านชุดบล็อก Simulink บนโปรแกรม MATLAB มีดัชนีชี้วัด คือ ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (%THD) ของกระแสที่แหล่งจ่ายต้องอยู่ภายใต้กรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992

จากการศึกษาค้นคว้า และทำความเข้าใจเกี่ยวกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกในอดีต รวมถึงข้อดี และข้อเสียของการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกแต่ละวิธี เพื่อนำข้อมูลมาใช้ในการวิเคราะห์ และพัฒนาการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการใหม่ พบว่า การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQ มีส่วนประกอบที่สามารถนำเอาหลักการของวิธี SWFA มาใช้ให้เกิดประโยชน์ได้ ทำให้ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์มีแนวทางในการพัฒนาการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการใหม่ที่เรียกว่า วิธี PQF ซึ่งวิธี PQF เป็นการผสมผสานข้อดีของวิธี PQ และวิธี SWFA เข้าด้วยกัน โดยจุดเด่นของวิธี PQ คือ มีการคำนวณค่ากำลังรีแอ็กทีฟเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ส่วนจุดเด่นของวิธี SWFA ที่นำมาใช้กับวิธี PQF คือ การคำนวณเพื่อแยกองค์ประกอบสัญญาณกระแสตรงออกจากสัญญาณกระแสสลับที่มีความถูกต้องแม่นยำสูง และมีความอ่อนตัว สามารถปรับใช้กับระบบใด ๆ ได้ง่ายกว่าการใช้วงจรกรองผ่านสูง นอกจากนี้การคำนวณด้วยวิธี SWFA ใช้เวลาการคำนวณสั้นซึ่งเหมาะกับการใช้งานในเวลาจริง อีกทั้งวิธี PQF ยังสามารถแก้จุดด้อยของวิธี PQ และวิธี SWFA ได้อีกด้วย โดยจุดด้อยของวิธี PQ คือ การแยกองค์ประกอบสัญญาณกระแสตรงออกจากองค์ประกอบสัญญาณกระแสสลับ ที่ใช้วงจรกรองผ่านสูงมีความคลาดเคลื่อนมากกว่าวิธี PQF ส่วนจุดด้อยของวิธี SWFA คือ ไม่มีการคำนวณค่ากำลังรีแอ็กทีฟ ซึ่งส่งผลให้ไม่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยรายละเอียดนิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ของวิธี PQ อีกทั้งขั้นตอนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และ PQF อย่างละเอียดได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 การจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบสมรรถนะในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกระหว่างวิธี PQ และวิธี PQF ได้

นำเสนอรายละเอียดต่าง ๆ ไว้ในบทที่ 4 ซึ่งจำลองสถานการณ์โดยใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบอุดมคติเพื่อลดผลกระทบจากตัวควบคุมกระแสชดเชย และตัวควบคุมแรงดันบัลไฟตรงในกรณีวงจรรอกกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ โดยการทดสอบแบ่งเป็น 2 ระบบ ซึ่งมีโหลดแตกต่างกัน คือ ระบบแรกเป็นระบบที่มีกระแสโหลดแบบอุดมคติ ซึ่งสามารถกำหนดรูปแบบกระแสได้ตามต้องการ ทำให้ง่ายต่อการกำหนดเงื่อนไขต่าง ๆ โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะกำหนดให้มีค่าตัวประกอบกำลังต่ำ และมีปริมาณฮาร์มอนิกสูง เพื่อทดสอบสมรรถนะในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ระบบที่สองเป็นระบบที่มีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำซึ่งเป็นโหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ก่อให้เกิดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกในระบบ และเป็นโหลดที่มีการใช้งานใกล้เคียงในทางปฏิบัติจริง ทั้งสองระบบดังกล่าวเมื่อเปรียบเทียบการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี PQF โดยแบ่งเป็น 2 กรณี คือ กรณี 1 กำหนดเฉพาะปริมาณฮาร์มอนิก และกรณี 2 กำหนดฮาร์มอนิก พร้อมทั้งชดเชยกำลังไฟรีแอกทีฟเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง พบว่าทั้ง 2 กรณี การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF มีสมรรถนะในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกดีกว่าวิธี PQ ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยของวิธี PQF มีลักษณะใกล้เคียงรูปสัญญาณไซน์มากกว่าในวิธี PQ และค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยที่มีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF มีค่าต่ำกว่าวิธี PQ โดยค่า $\%THD_{i,av}$ ดังกล่าวอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงในกรณี 2 สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้มีค่าเป็น 1

การควบคุมการบิดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวร่วมกับเทคนิคการสวิตช์เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็มเป็นองค์ประกอบสำคัญที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยตัวควบคุมดังกล่าวทำหน้าที่ควบคุมให้การบิดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานมีลักษณะเป็นไปตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก ซึ่งตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมีข้อดี คือ ช่วยลดผลกระทบจากการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัล ซึ่งผลกระทบที่เกิดจากการประวิงเวลาดังกล่าวจะทำให้กระแสชดเชยมีความคลาดเคลื่อนไปจากกระแสอ้างอิงมากยิ่งขึ้น อีกทั้งการพิจารณาบนแกนดีคิวทำให้สามารถลดสมการในการคำนวณจากการควบคุมบน 3 แกนให้เหลือเพียง 2 แกน ส่วนข้อดีของเทคนิคการสวิตช์ด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม คือ ให้ความถี่การสวิตช์คงที่เท่ากับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมเหมาะสำหรับนำมาใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากวงจรอินเวอร์เตอร์ อีกทั้งมีโครงสร้างการควบคุมที่ไม่ซับซ้อนและให้ผลการควบคุมที่ดี การออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟ และการออกแบบพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว รายละเอียดต่าง ๆ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ภายหลังจากการบิดกระแสชดเชยเพื่อกำจัด

ฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้การระบุนอกลักษณะฮาร์มอนิกวิธี PQF และการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว พบว่าฮาร์มอนิกมีค่าลดลงอย่างมาก โดยค่า $\%THD_{i,av}$ ลดลงจาก 24.91% เหลือเพียง 1.40% และอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยมีค่าเป็น 1 ด้วยเช่นกัน จึงสามารถยืนยันได้ว่าการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวทำให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี

จากวัตถุประสงค์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ที่ต้องการมุ่งเน้นพัฒนาระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณาให้มีความสามารถในการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดียิ่งขึ้น ดังนั้นจึงมีการออกแบบระบบการกำจัดฮาร์มอนิก โดยใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว เพื่อออกแบบระบบการกำจัดฮาร์มอนิกให้ดีขึ้นกว่าเดิม การออกแบบประกอบด้วย การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว และการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว การพิจารณาเปรียบเทียบการออกแบบจะแบ่งออกเป็น 3 กรณี คือ กรณีที่ 1 ใช้สมการของลากรางจ์อันดับที่หนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ (a_0, a_1) คือ ค่า a_0 เท่ากับ 2 และค่า a_1 เท่ากับ -1 ซึ่งรายละเอียดได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 กรณีที่ 2 คือ การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ชุดใหม่ที่มีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณา ซึ่งจะส่งผลต่อสมรรถนะของการควบคุมกระแสชดเชย และกรณีที่ 3 คือ การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ชุดใหม่พร้อม ๆ กับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง (L_f) และค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิง ($V_{dc,ref}$) เพื่อให้ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณา ซึ่งจะส่งผลต่อประสิทธิภาพการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ดังนั้นในบทที่ 6 จึงได้นำเสนอการทบทวนขั้นตอนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว รายละเอียดระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เพื่อค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS โดยเฉพาะการรับส่งข้อมูลระหว่างโปรแกรม Simulink และโปรแกรม M-File นอกจากนี้มีการเพิ่มเงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ ซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวจะช่วยให้ประสิทธิภาพการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS ดีขึ้น เมื่อเปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิกทั้ง 3 กรณีดังกล่าว สามารถเรียงลำดับได้ดังนี้ กรณีที่ 1 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่แย่ที่สุด ในกรณีที่ 2 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีขึ้น และในกรณีที่ 3 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีที่สุด รายละเอียดต่าง ๆ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6 โดยจะนำค่าพารามิเตอร์ a_0, a_1, L_f และ $V_{dc,ref}$ ที่ได้จากการออกแบบในกรณีที่ 3

ไปใช้สำหรับการออกแบบ และจำลองสถานการณ์ในระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอในบทที่ 7

การกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน จำเป็นต้องมีการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) ซึ่งเป็นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C_{dc}) ที่ใช้เป็นแหล่งพลังงานของอินเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เพื่อให้ค่าแรงดันบัลไฟตรงมีค่าเป็นไปตามค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิง หากไม่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง จะทำให้ค่าแรงดันดังกล่าวมีค่าไม่ตรงตามค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงที่ได้ทำการออกแบบ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยตรง ดังนั้นในบทที่ 7 จึงได้นำเสนอการออกแบบตัวเก็บประจุของวงจรกรองโดยคำนึงถึงค่าพลังงานที่ตัวเก็บประจุ ซึ่งจะต้องมีพลังงานเพียงพอสำหรับการฉีดกระแสชดเชยเพื่อกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และคำนึงถึงค่าแรงดันกระเพื่อม (ΔV_{dc}) ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อความคลาดเคลื่อนของค่าแรงดันบัลไฟตรง การออกแบบการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอที่มีการเชื่อมโยงกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ซึ่งมีการออกแบบที่ไม่ซับซ้อน และมีสมรรถนะการทำงานที่ดี รวมถึงวิเคราะห์การทำงานของตัวควบคุมดังกล่าว จากการจำลองสถานการณ์ โดยใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว และการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ พบว่า เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอยังคงมีสมรรถนะการทำงานที่ดี และสามารถทำให้แรงดันบัลไฟตรงที่มีการเปลี่ยนแปลงกลับมามีค่าเป็นไปตามแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงตามที่ต้องการได้ ส่วนวงจรกรองกำลังแอกทีฟยังคงมีสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยที่ดีถึงแม้โหลดมีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้น โดยผลค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 0.91% ซึ่งอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยมีค่าเป็น 1 ด้วยเช่นกัน

มุมเฟส (θ) เป็นส่วนสำคัญในกระบวนการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟเพื่อการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ดังนั้นค่ามุมเฟสที่ใช้จึงไม่ควรมีความคลาดเคลื่อน หรือควรทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด เพื่อให้กระแสชดเชยมีค่าใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงตามวัตถุประสงค์ของการควบคุมการฉีดกระแสชดเชย ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ อีกทั้งยังส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ดังนั้นค่ามุมเฟสจะถูกควบคุมด้วยเฟสล็อกกลูปเพื่อให้มีความเที่ยงตรง ในบทที่ 8 จึงได้นำเสนอโครงสร้างระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ที่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป หลักการ และองค์ประกอบของเฟสล็อกกลูป การเปรียบเทียบกรณีไม่มีการควบคุมมุมเฟส และกรณีที่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป จากการจำลองสถานการณ์ พบว่าการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูปมีสมรรถนะการทำงานที่ดีทำให้มุมเฟสที่ใช้สำหรับการแปลงแกนดีคิวมีความถูกต้องแม่นยำ และเฟสล็อกกลูปยังคงมีสมรรถนะการทำงานที่ดีถึงแม้มีการเปลี่ยนแปลงความถี่เกิดขึ้น วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF การควบคุมการบิดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่มีการควบคุมมุมเฟสด้วยเฟสล็อกกลูป การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ และมีการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ชุดใหม่พร้อม ๆ กับการค้นหาพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง และค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ทำให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีสมรรถนะการบิดกระแสชดเชยที่ดี และให้ประสิทธิผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีด้วยเช่นกัน โดยผลค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยลดลงเหลือเพียง 0.84% ซึ่งให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่ากรณีไม่มีเฟสล็อกกลูป และอยู่ภายในมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยมีค่าเป็น 1 ด้วยเช่นกัน

โดยทั่วไประบบไฟฟ้ากำลังในแต่ละระบบอาจมีปริมาณฮาร์มอนิกแตกต่างกัน และอาจมีทั้งปริมาณกระแสฮาร์มอนิก และแรงดันฮาร์มอนิกเกิดขึ้น ซึ่งการเกิดแรงดันฮาร์มอนิกจะทำให้รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ทั้งสามเฟสเกิดความผิดเพี้ยน และส่งผลให้การคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ที่มีการใช้ทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งเกิดความผิดพลาดความผิดพลาดดังกล่าวทำให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีสมรรถนะในการกำจัดฮาร์มอนิกลดน้อยลงเนื่องจากไม่สามารถบิดกระแสชดเชยเพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ โดยจะเหลือปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่มีอันดับตรงกับแรงดันฮาร์มอนิก และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับปริมาณแรงดันฮาร์มอนิกที่มีอันดับตรงกัน หากปริมาณแรงดันฮาร์มอนิกอันดับดังกล่าวมีค่ามากขึ้นจะส่งผลให้ปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่มีอันดับตรงกันนั้นมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย โดยการแก้ไขปัญหาดังกล่าวจะใช้ตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ด้วยวิธี SWFA ให้เหลือเฉพาะแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่มูลฐานสำหรับการคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ซึ่งจะทำการคำนวณกระแสอ้างอิงดังกล่าวมีความถูกต้อง และทำให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถบิดกระแสชดเชยเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบได้ โดยระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังมีองค์ประกอบ คือ วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ที่มีตัวกรองแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ด้วยวิธี SWFA การควบคุมการบิดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย

บนแกนคิกวที่มีการควบคุมมูฟด้วยเฟสล็อกูป การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ และมีการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนคิกวพร้อมกับออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่พร้อม ๆ กับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ทำให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีประสิทธิภาพการลดกระแสชดเชยที่ดี และให้ประสิทธิผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีด้วยเช่นกัน โดยผลค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยลดลงจาก 24.91% เหลือเพียงไม่ถึง 1% ซึ่งให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าระบบที่ไม่มีตัวกรองแรงดันเป็นอย่างมาก และอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยได้รับการปรับปรุงจาก 0.94 เป็น 0.99 ด้วยเช่นกัน รายละเอียดต่าง ๆ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 9

10.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

1. ควรมีการทดสอบในทางปฏิบัติจริงสำหรับระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังที่มีองค์ประกอบตามที่ได้ออกแบบไว้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เพื่อยืนยันผลการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังในระบบที่พิจารณา
2. ควรมีการศึกษา และออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพื่อเพิ่มสมรรถนะการลดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน
3. ควรมีการพิจารณาความเชื่อมโยงระหว่างค่า $\%THD$ ต่อผลเสียที่จะเกิดขึ้นในระบบให้เห็นเด่นชัดยิ่งขึ้น นอกเหนือจากการพิจารณาค่าดังกล่าวด้วยการอ้างอิงกับมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 เพียงอย่างเดียว เนื่องจากในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ มุ่งเน้นพัฒนาระบบการกำจัดฮาร์มอนิกเพื่อให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์มอนิก และประสิทธิผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีที่สุด ส่งผลให้ค่า $\%THD$ มีค่าต่ำที่สุดด้วยเช่นกัน
4. ควรมีการศึกษาค้นคว้า และดำเนินการเกี่ยวกับการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน และวงจรกรองกำลังพาสซีฟ เพื่อลดต้นทุนในประเด็นที่มีการติดตั้งวงจรกรองกำลังพาสซีฟอยู่ก่อนแล้ว และมีการติดตั้งวงจรกรองกำลังแอกทีฟเพิ่มเติม
5. ควรมีการพัฒนาต่อยอดการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ให้สามารถเลือกกำจัดกระแสฮาร์มอนิกเฉพาะบางอันดับได้ รวมถึงการพัฒนาการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PQF ให้สามารถระบุทั้งปริมาณกระแสฮาร์มอนิก และแรงดันฮาร์มอนิกไปพร้อมกันได้ เพื่อใช้สำหรับการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน และวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม
6. ควรมีการศึกษาค้นคว้า และดำเนินการเกี่ยวกับการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน และวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม เพื่อกำจัดทั้งปริมาณกระแส

ฮาร์มอนิก และแรงดันฮาร์มอนิกในระบบ

7. ควรมีการศึกษา และดำเนินการเกี่ยวกับการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน สำหรับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส และระบบไฟฟ้าสามเฟส ไม่สมดุลเพิ่มเติม นอกเหนือจากการพิจารณาในระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลเพียงอย่างเดียว

8. ควรมีการศึกษา และดำเนินการวิเคราะห์เกี่ยวกับเสถียรภาพของระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟ



รายการอ้างอิง

- กองพัน อารีรักษ์ และ สราวุฒิ สุจิตจร. (2545). การเปรียบเทียบสมรรถนะของการค้นหาด้วย
จินเนติกอัลกอริทึมกับวิธีตามู. วารสารเทคโนโลยีสุรนารี. 9: 61-68.
- กองพล อารีรักษ์. (2549). การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ.
วิทยานิพนธ์ปริญญาคุุญช์บัณฑิต. สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ทศพร ณรงค์ฤทธิ์. (2552). การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้า
กำลังสามเฟสสมดุล. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบัณฑิต. สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชา
วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ปรจรี ประสมศักดิ์. (2553). การประยุกต์ฟuzzyลอจิกสำหรับการควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟ
แบบขนาน. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบัณฑิต. สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชา
วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- พลสิทธิ์ สานติประพันธ์. (2554). การควบคุมกระแสตกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน
ด้วยเทคนิคพีดีบีเอ็มบนแกนดิจิทัล. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบัณฑิต. สาขาวิชา
วิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- อาทิตย์ ศรีแก้ว. (2552).1. ปัญญาเชิงคำนวณ. สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- Abdelkhalak, O., and Benachaiba, C. (2009). Sensitivity Assessment of PQ Theory and
Synchronous Detection Identification Methods of Current Harmonics Under Non-
Sinusoidal Condition for Shunt Active Power Filter. **Journal of Electrical &
Electronics Engineering**. 9(1): 801-807.
- Akagi, H., Kanazawa, Y., and Nabae, A. (1983). Generalized theory of the instantaneous reactive
power in three-phase circuits. **Proc. In Int. Power Electronics Conf.** :1375-1386.
- 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.

- Akagi, H., Watanabe, E., and Aredes, M. (2007). **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. IEEE Press Series on Power Engineering.
- Areerak, K-L., and Areerak, K-N. (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.
- 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.
- 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.
- Cho, J-H., and Song, E-H. (2001). Stationary Frame-Based Simple Active Power Filter with Voltage Regulation. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE '01)**. 3: 2044-2048.
- EI-Habrouk, M., and Darwish, M. K. (2001). Design and implementation of a modified Fourier analysis harmonic current computation technique for power active filter using DSPs. **Electric Power Applications, IEE Proceedings 2001**. 148(1): 21-28.
- Elham B. M., Clarence L. W., and Adly, A. G. (1992). A Harmonic Analysis of the Induction Watthour Meter's Registration Error. **IEEE Transaction on Power Delivery**. 7(3): 1080-1088.
- 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).
- IEEE Std. 519-1992. (1993). **IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**.
- Indrajit, P., and Paul, J. S. (1989). Effect of Harmonic on Power Measurement. **IEEE Petroleum and Chemical Industry Conference**. : 129-132.
- Ingram, D. M. E., and Round, S. D. (1997). A Novel Digital Hysteresis Current Controller for and Active Power Filter. **IEEE International Conference on Power Electronics and Drive System**. 2: 744-749.
- Jintakosonwit, P., Fujita, H., and Akagi, H. (2002). Control and Performance of a Fully-Digital-Controlled Shunt Active Filter for Installation on a Power Distribution System. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**. 17(1): 132-140.
- Kazmierkowski, M. P., and Dzieniakowski, M. A. (1993). Review of current regulation methods for VS-PWM inverters. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics 1993 (ISIE '93)**. : 448-456.
- 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.
- Liang, X., and Ilochonwu, O. (2011). Passive Harmonic Filter Design Scheme. **IEEE Industry Applications Magazine**. 17(5): 36-44.
- Lin, B. R., Yang, B. R., and Tsai, H. R. (2002). Analysis and Operation of Hybrid Active Filter for Harmonic Elimination. **Electric Power Systems Research**. 62(3): 191-200.
- Mendalek, N., and Al-Haddad, K. (2000). Modeling and Nonlinear Control of Shunt Active Power Filter in the Synchronous Reference Frame. **Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings**. 1: 30-35.
- Mendalek, N., Al-Haddad, K., Fnaiech F., and Dessaint, L. A. (2002). A Non-linear Optimal Predictive Control of a Shunt Active Power Filter. **Industry Applications Conference 2002**. 1: 70-77.

- Odavic, M., Biagini, V., Zanchetta, P., Sumner, M., and Degano, M. (2011). One-sample-period-ahead predictive current control for high-performance active shunt power filters. **IET Power Electronics**. 4(4): 414-423.
- Puangdownreong, D., Areerak, K-N., Srikaew, A., Sujijorn, S., and Totarong, P. (2002). System Identification via Adaptive Tabu Search. **In Proceedings IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT02)**. : 915-920.
- 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.
- Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C., Cortes, P., Amman, U., and Rees, S. (2004). Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 2004 (PESC '04)**. 3: 2192-2196.
- Routimo, M., Salo, M., and Tuusa, H. (2007). Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 22(2): 636-643.
- 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.
- Thomas, T., Haddad, K., Joos, G., and Jaafari, A. (1988). Design and Performance of Active Power Filters. **IEEE Industry Applications Magazine**. 4(5): 38-46.
- Verdelho, P., and Marques, G. D. (1998). FOUR WIRE ACTIVE POWER FILTER CONTROL CIRCUIT WITH PHASE LOCKED LOOP PHASE ANGLE DETERMINATION. **Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (Conf. Publ. No. 456)**. : 34-49.
- Wagner, V. E. (1993). Effects of Harmonics on Equipment. **IEEE Transactions on Power Delivery**. 8(2): 672-680.
- Xu, J. H., Lott, C., Saadate, S., and Davat, B. (1994). Simulation and Experimentation of a Voltage Source Active Filter Compensating Current Harmonics and Power Factor. **Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '94, 20th International Conference**. 1: 411-415.

Zouidi, A., Fnaiech, F., and Al-Haddad, K. (2006). Voltage source Inverter Based three-phase shunt active Power Filter: Topology, Modeling and Control Strategies. **IEEE-ISIE International Symposium on Industrial Electronics.** : 785-790.





ภาคผนวก ก

การแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกนดีควสำหรับตัวควบคุมกระแส
แบบทำนาย

การแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกนดัดสำหรับตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย

จากการควบคุมกระแสแบบทำนายสามเฟสในสมการที่ (ก-1) ต้องการแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกนดัดโดยใช้การแปลงแกนของปาร์ก (Park's Transformation) ดังสมการที่ (ก-2) โดยที่ f คือ ปริมาณทางไฟฟ้าใด ๆ และ $\mathbf{K}$ คือ เมตริกซ์สำหรับแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกนดัดดังสมการที่ (ก-3) ซึ่งถูกปรับด้วยค่าสัมประสิทธิ์เท่ากับ $\sqrt{\frac{2}{3}}$ เนื่องจากการแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกนดัดได้คำนึงถึงกฎการอนุรักษ์กำลังงาน (power conserving convention) อินเวอร์สการแปลงแกนของปาร์กพิจารณาได้ดังสมการที่ (ก-4) โดยที่ $\mathbf{K}^{-1}$ พิจารณาได้ดังสมการที่ (ก-5) เมื่อพิจารณาสมการที่ (ก-1) โดยใช้อินเวอร์สการแปลงแกนของปาร์กจะได้ดัง

$$\mathbf{v}_{(abc)} = L_f \left(\frac{d\mathbf{i}_{c(abc)}}{dt} \right) + \mathbf{v}_{PCC(abc)} \quad (\text{ก-1})$$

$$\mathbf{f}_{dq0} = \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \mathbf{K} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \mathbf{K} \mathbf{f}_{abc} \quad (\text{ก-2})$$

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

$$\mathbf{f}_{abc} = \mathbf{K}^{-1} \mathbf{f}_{dq0} \quad (\text{ก-4})$$

$$\mathbf{K}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{ก-5})$$

$$\mathbf{K}^{-1} \mathbf{v}_{(dq0)} = L_f \left(\frac{d\mathbf{K}^{-1} \mathbf{i}_{c(dq0)}}{dt} \right) + \mathbf{K}^{-1} \mathbf{v}_{PCC(dq0)} \quad (\text{ก-6})$$

$$\mathbf{v}_{(dq0)} = L_f \mathbf{K} \left(\frac{d\mathbf{K}^{-1} \mathbf{i}_{c(dq0)}}{dt} \right) + \mathbf{v}_{PCC(dq0)} \quad (\text{ก-7})$$

สมการที่ (ก-6) จากสมการดังกล่าวนำ $\mathbf{K}$ คูณตลอดทั้งสมการจะได้ดังสมการที่ (ก-7) โดยจะปรากฏเทอม $\mathbf{K} \left(\frac{d\mathbf{K}^{-1} \mathbf{i}_{c(dq0)}}{dt} \right)$ ซึ่งสามารถพิจารณาได้โดยใช้สูตรการหาอนุพันธ์ของผลคูณทำให้ได้ค่าดังสมการที่ (ก-8) ซึ่งปรากฏเทอม $\mathbf{K} \left(\frac{d\mathbf{K}^{-1}}{dt} \right)$ โดยค่า $\frac{d\mathbf{K}^{-1}}{dt}$ ในเทอมดังกล่าวคำนวณได้ดังสมการที่ (ก-9) เมื่อนำค่า $\frac{d\mathbf{K}^{-1}}{dt}$ ในสมการที่ (ก-9) มาคำนวณค่า $\mathbf{K} \left(\frac{d\mathbf{K}^{-1}}{dt} \right)$ จะสามารถพิจารณาได้ดังสมการที่ (ก-10) โดยติดค่าตัวแปร $k_{11}, k_{12}, k_{13}, k_{21}, k_{22}, k_{23}, k_{31}, k_{32}$ และ k_{33} ซึ่งเป็นค่าคงที่คำนวณได้ดังสมการที่ (ก-11) ถึง (ก-19) โดยใช้สูตรทางตรีโกณมิติดังสมการที่ (ก-20) ถึง (ก-24) โดยที่ A และ B แทนค่ามุมเฟสใดๆ ทำให้ได้ค่า $\mathbf{K} \left(\frac{d\mathbf{K}^{-1}}{dt} \right)$ ดังสมการที่ (ก-25) นำค่า $\mathbf{K} \left(\frac{d\mathbf{K}^{-1}}{dt} \right)$ แทนลงในสมการที่ (ก-8) จะทำให้ทราบค่า $\mathbf{K} \left(\frac{d\mathbf{K}^{-1} \mathbf{i}_{c(dq0)}}{dt} \right)$ ดังสมการที่ (ก-26) และ

$$\begin{aligned} \mathbf{K} \left(\frac{d\mathbf{K}^{-1} \mathbf{i}_{c(dq0)}}{dt} \right) &= \mathbf{K} \left[\mathbf{K}^{-1} \left(\frac{d\mathbf{i}_{c(dq0)}}{dt} \right) + \left(\frac{d\mathbf{K}^{-1}}{dt} \right) \mathbf{i}_{c(dq0)} \right] \\ &= \left(\frac{d\mathbf{i}_{c(dq0)}}{dt} \right) + \mathbf{K} \left(\frac{d\mathbf{K}^{-1}}{dt} \right) \mathbf{i}_{c(dq0)} \end{aligned} \quad (\text{ก-8})$$

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{K}^{-1}}{dt} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \omega \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{ก-9})$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{K}\left(\frac{d\mathbf{K}^{-1}}{dt}\right) &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \\
&\quad \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \omega \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \\
&= \frac{2}{3} \omega \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{n-10}$$

$$\begin{aligned}
k_{11} &= -\sin(\theta)\cos(\theta) - \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\
&\quad - \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) = -\frac{3}{2}\sin(\theta - \theta) = 0
\end{aligned} \tag{n-11}$$

$$k_{12} = -\cos^2(\theta) - \cos^2(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \cos^2(\theta + \frac{2\pi}{3}) = -\frac{3}{2} \tag{n-12}$$

$$k_{13} = (0)\cos(\theta) + (0)\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + (0)\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) = 0 \tag{n-13}$$

$$k_{21} = \sin^2(\theta) + \sin^2(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin^2(\theta + \frac{2\pi}{3}) = \frac{3}{2} \tag{n-14}$$

$$\begin{aligned}
k_{22} &= \sin(\theta)\cos(\theta) + \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\
&= \frac{3}{2}\sin(\theta - \theta) = 0
\end{aligned} \tag{n-15}$$

$$k_{23} = -(0)\sin(\theta) - (0)\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - (0)\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) = 0 \tag{n-16}$$

$$k_{31} = \frac{1}{2}[-\sin(\theta) - \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})] = 0 \quad (\text{ก-17})$$

$$k_{32} = \frac{1}{2}[-\cos(\theta) - \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})] = 0 \quad (\text{ก-18})$$

$$k_{33} = (0)\frac{1}{2} + (0)\frac{1}{2} + (0)\frac{1}{2} = 0 \quad (\text{ก-19})$$

$$\cos A + \cos(A - \frac{2\pi}{3}) + \cos(A + \frac{2\pi}{3}) = 0 \quad (\text{ก-20})$$

$$\sin A + \sin(A - \frac{2\pi}{3}) + \sin(A + \frac{2\pi}{3}) = 0 \quad (\text{ก-21})$$

$$\cos^2 A + \cos^2(A - \frac{2\pi}{3}) + \cos^2(A + \frac{2\pi}{3}) = \frac{3}{2} \quad (\text{ก-22})$$

$$\sin^2 A + \sin^2(A - \frac{2\pi}{3}) + \sin^2(A + \frac{2\pi}{3}) = \frac{3}{2} \quad (\text{ก-23})$$

$$\begin{aligned} & \sin A \cos B + \sin(A - \frac{2\pi}{3}) \cos(B - \frac{2\pi}{3}) + \sin(A + \frac{2\pi}{3}) \cos(B + \frac{2\pi}{3}) \\ &= \frac{3}{2} \sin(A - B) \end{aligned} \quad (\text{ก-24})$$

$$\mathbf{K}(\frac{d\mathbf{K}^{-1}}{dt}) = \frac{2}{3} \omega \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3}{2} & 0 \\ \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ก-25})$$

$$\mathbf{K}\left(\frac{d\mathbf{K}^{-1}\mathbf{i}_{c(dq0)}}{dt}\right) = \left(\frac{d\mathbf{i}_{c(dq0)}}{dt}\right) + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{c(dq0)} \quad (\text{ก-26})$$

นำค่า $\mathbf{K}\left(\frac{d\mathbf{K}^{-1}\mathbf{i}_{c(dq0)}}{dt}\right)$ ที่ได้แทนลงในสมการที่ (ก-7) จะทำให้ทราบสมการในการคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว ($\mathbf{v}_{(dq0)}$) สำหรับตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวดังสมการที่ (ก-27) แต่เนื่องจากในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ใช้ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลจึงไม่พิจารณาส่วนประกอบลำดับศูนย์ จึงไม่ปรากฏค่าแรงดันไฟฟาลำดับศูนย์ (v_0) และค่ากระแสไฟฟาลำดับศูนย์ (i_0) ทำให้สมการในการคำนวณเปลี่ยนจากสมการที่ (ก-27) เป็นสมการที่ (ก-28)

$$\mathbf{v}_{(dq0)} = L_f \frac{d\mathbf{i}_{c(dq0)}}{dt} + L_f \omega_{dq} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{c(dq0)} + \mathbf{v}_{PCC(dq0)} \quad (\text{ก-27})$$

$$\mathbf{v}_{(dq)} = L_f \frac{d\mathbf{i}_{c(dq)}}{dt} + L_f \omega_{dq} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{c(dq)} + \mathbf{v}_{PCC(dq)} \quad (\text{ก-28})$$



ภาคผนวก ข

โปรแกรมการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวด้วยวิธีการ
ค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และโปรแกรมคำนวณค่า $\%THD_{i,av}$


```

sim('Simulink_case2',[0 0.2]) %โปรแกรม Simulink รับข้อมูล ค่า  $a_0$  และ  $a_1$  จากนั้นทำการ
                                จำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัว
                                ประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เมื่อเสร็จสิ้นจะส่ง
                                ข้อมูล  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  และ  $i_{sc}$  เก็บไว้ใน Workspace

W=Cal_THD_3phase_ATS(isa,isb,isc); % คำนวณค่า  $\%THD_{i,av}$  โดยดึงข้อมูล  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ 
                                และ  $i_{sc}$  จาก Workspace

costvalue(r, 1) = W; % เก็บค่า  $\%THD_{i,av}$  ในรูปแบบของแถวข้อมูล
end

[best_THDav, index] = min(costvalue); % กำหนดตำแหน่งข้อมูลที่  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุด
                                เป็น index และกำหนดค่า  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุด
                                เป็น best_THDav

S0 = S(index, :); % กำหนดค่า  $a_0$  และ  $a_1$  ที่ให้  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุดเป็น S0
%% สิ้นสุดการค้นหาคำตอบเริ่มต้น

max_count = 300; % กำหนดจำนวนรอบการค้นหาสูงสุดเท่ากับ 300 รอบ

best_neighbor = S0; % กำหนดค่า  $a_0$ ,  $a_1$  ที่ให้  $\%THD_{i,av}$  ต่ำสุดเป็น best_neighbor

neighbor_list = zeros(2, N); % รีเซตค่าภายใน neighbor_list

radius(1) = 0.4; % กำหนดค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.4

Number_neighb = 40; % กำหนดจำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40

overall_best_THDav = best_THDav; % กำหนดค่า  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุดที่ได้จากการ
                                ค้นหาเป็น overall_best_THDav

overall_neighbor = best_neighbor; % กำหนดพารามิเตอร์ที่ให้  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุด
                                เป็น overall_neighbor

n = 0; % กำหนดค่าเริ่มต้นจำนวนการซ้ำของคำตอบ

t1=0; % กำหนดค่าตัวเลื่อนสำหรับ local

tt1=0; % กำหนดค่าตัวเลื่อนสำหรับ tabu_list

ttt1=0; % กำหนดค่าตัวเลื่อนสำหรับ best_THDav_list

count = 0; % กำหนดค่าเริ่มต้นของจำนวนรอบการค้นหา

n_backtracking = 0; % กำหนดค่าเริ่มต้นของจำนวนการเรียกใช้กลไกการ
                                เดินย้อนรอย

t1 = t1+1; % ปรับเพิ่มค่าตัวเลื่อนสำหรับ local

```

```

tt1 = tt1+1; % ปรับเพิ่มค่าตัวเลื่อนสำหรับ tabu_list
ttt1 = ttt1+1; % ปรับเพิ่มค่าตัวเลื่อนสำหรับ best_THDav_list
local(t1,1) = count; % เก็บค่าจำนวนรอบไว้ในคอลัมน์ที่ 1 ของ local
local(t1,2:3) = best_neighbor; % เก็บค่าพารามิเตอร์ที่ให้ %THDi,av ต่ำที่สุดไว้ใน
                                % คอลัมน์ที่ 2 ถึง 3 ของ local
local(t1,4) = best_THDav; % เก็บค่า %THDi,av ต่ำที่สุดที่ได้จากการค้นหาไว้ใน
                                % คอลัมน์ที่ 4 ของ local
tabu_list(tt1,1) = count; % เก็บค่าจำนวนรอบไว้ในคอลัมน์ที่ 1 ของ tabu_list
tabu_list(tt1,2:3) = best_neighbor; % เก็บค่าพารามิเตอร์ที่ให้ %THDi,av ต่ำที่สุด
                                % ไว้ในคอลัมน์ที่ 2 ถึง 3 ของ tabu_list
tabu_list(tt1,4) = best_THDav; % เก็บค่า %THDi,av ต่ำที่สุดที่ได้จากการ
                                % ค้นหาไว้ในคอลัมน์ที่ 4 ของ tabu_list
best_THDav_list(ttt1,1) = count; % เก็บค่าจำนวนรอบไว้ในคอลัมน์ที่ 1 ของ
                                % best_THDav_list
best_THDav_list(ttt1,2:3) = best_neighbor; % เก็บค่าพารามิเตอร์ที่ให้ %THDi,av ต่ำที่สุด
                                % ไว้ในคอลัมน์ที่ 2 ถึง 3 ของ best_neighbor
best_THDav_list(ttt1,4) = best_THDav; % เก็บค่า %THDi,av ต่ำที่สุดที่ได้จากการ
                                % ค้นหาไว้ในคอลัมน์ที่ 4 ของ best_THDav_list
%% เริ่มการค้นหาคำตอบรอบข้างตามจำนวนรอบสูงสุด
for count = 1: max_count
    for u = 1: Number_neighb
        size=length(xlimit);
        for k = 1: size % สุ่มค่า  $a_0$  และ  $a_1$  ภายในรัศมีการค้นหา
            S1(u,k) = S0(1,k)+(radius(count)*(xlimit(1,k)-xlimit(2,k))*(-1+rand*(1-(-1)))));
            while ( S1(u,k)>xlimit(1,k) | S1(u,k)<xlimit(2,k) )
                % หากค่า  $a_0$  และ  $a_1$  ไม่อยู่ในขอบเขต จะทำการสุ่มค่า
                %  $a_0$  และ  $a_1$  ใหม่ภายในรัศมีการค้นหา
                S1(u,k) = S0(1,k)+(radius(count)*(xlimit(1,k)-xlimit(2,k))*(-1+rand*(1-(-1)))));
            end
        end
    end
end

```

```

% เริ่มการตรวจสอบตามเงื่อนไข  $|a_0| < |a_1|$ 
if S1(u,1)<abs(S1(u,2))           % ถ้า  $|a_0| < |a_1|$  ให้เพิ่มจำนวนครั้งที่เข้าเงื่อนไข
    n_if=n_if+1;
end
while S1(u,1)<abs(S1(u,2))         % หากค่า  $|a_0| < |a_1|$  จะทำการสุ่มค่า  $a_0$  และ  $a_1$  ใหม่
    for k = 1: size
        S1(u,k) = S0(1,k)+(radius(count)*(xlimit(1,k)-xlimit(2,k))*(-1+rand*(1-(-1))));
        while ( S1(u,k)>xlimit(1,k) | S1(u,k)<xlimit(2,k) )
            S1(u,k) = S0(1,k)+(radius(count)*(xlimit(1,k)-xlimit(2,k))*(-1+rand*(1-(-1))));
        end
    end
end
end
% สิ้นสุดการตรวจสอบตามเงื่อนไข  $|a_0| < |a_1|$ 
end
size=length(S1);
for kkk=1:size
    a0 = S1(kkk,1);                % กำหนดค่า  $a_0$  ที่ได้จากการสุ่มเป็นตัวแปร a0
    a1 = S1(kkk,2);                % กำหนดค่า  $a_1$  ที่ได้จากการสุ่มเป็นตัวแปร a1
    t=0.2;                          % กำหนดค่าเวลาสิ้นสุดในการจำลองสถานการณ์บน
                                    % Simulink
    sim('Simulink_case3',[0 0.2]) % โปรแกรม Simulink รับข้อมูล ค่า  $a_0$  และ  $a_1$ 
                                    % จากนั้นทำการจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัด
                                    % สาร്മอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจร
                                    % กรองกำลังแอกทีฟ เมื่อเสร็จสิ้นจะส่งข้อมูล  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ 
                                    % และ  $i_{sc}$  เก็บไว้ใน Workspace
    W=Cal_THD_3phase_ATS(isa,isb,isc); % คำนวณค่า  $\%THD_{i,av}$  โดยดึงข้อมูล  $i_{sa}$ ,
                                    %  $i_{sb}$  และ  $i_{sc}$  จาก Worksapce
    THDav1(kkk,1)=W;                % เก็บค่า  $\%THD_{i,av}$  ในรูปแบบของแถวข้อมูล
end

```

```

[best_THDav1,index]=min(THDav1); % กำหนดตำแหน่งข้อมูลที่ %THDi,av ต่ำที่สุด
                                     % เป็น index และกำหนดค่า %THDi,av ต่ำที่สุด
                                     % เป็น best_THDav1

best_neighbor1=S1(index,:); % กำหนดค่า  $a_0$  และ  $a_1$  ที่ให้ %THDi,av ต่ำ
                              % ที่สุดเป็น best_neighbor1

if best_THDav1 < best_THDav % ถ้า best_THDav1 < best_THDav
    best_THDav=best_THDav1 ; % เก็บค่า best_THDav1 ไว้ใน best_THDav
    best_neighbor=S1(index,:); % S1 ไว้ใน best_neighbor
else % ถ้า best_THDav1 ≥ best_THDav
    best_neighbor=S0; % S0 ไว้ใน best_neighbor
end

size=length(best_neighbor1);
neighbor_list(k,1:size) = best_neighbor1; % เก็บค่า best_neighbor1 ไว้ใน neighbor_list
neighbor_list(k,size+1) = best_THDav1; % เก็บค่า best_THDav1 ไว้ใน neighbor_list
tt1 = tt1+1; % ปรับเพิ่มค่าตัวเลื่อนสำหรับ tabu_list
tabu_list(tt1,1) = count; % เก็บค่า count ไว้ใน tabu_list
tabu_list(tt1,2:3) = best_neighbor1; % เก็บค่า best_neighbor1 ไว้ใน tabu_list
tabu_list(tt1,4) = best_THDav1; % เก็บค่า best_THDav1 ไว้ใน tabu_list
ttt1 = ttt1+1; % ปรับเพิ่มค่าตัวเลื่อนสำหรับ best_THDav_list
best_THDav_list(ttt1,1) = count; % เก็บค่า count ไว้ใน best_THDav_list
best_THDav_list(ttt1,2:3) = best_neighbor; % เก็บค่า best_neighbor ไว้ใน
                                         best_THDav_list

best_THDav_list(ttt1,4) = best_THDav; % เก็บค่า best_THDav ไว้ใน best_THDav_list
% เริ่มกลไกการปรับลดรัศมี

if best_THDav<1.4 && radius(count)>0.005 % เงื่อนไข ถ้า best_THDav น้อยกว่าเท่ากับ 1.4
                                         % ให้ทำการปรับลดรัศมี

    radius(count+1) = radius(count)/1.2;

else % หากไม่เข้าเงื่อนไข ให้ใช้รัศมีการค้นหาเดิม

    radius(count+1) = radius(count);

end

```

```

if best_THDav<0.7 && radius(count)>0.005 % เงื่อนไข ถ้า best_THDav น้อยกว่าเท่ากับ 0.7
                                     ให้ทำการปรับลดรัศมี

    radius(count) = radius(count)/1.2;
end
% สิ้นสุดกลไกการปรับลดรัศมี
% เริ่มตรวจสอบกลไกการเดินย้อนรอย
if (count>1)
    if (tabu_list(count,4)>best_THDav) % เงื่อนไข ถ้า best_THDav น้อยกว่า ค่าในแถว
                                     ที่ count คอลัมน์ที่ 4 ของ tabu_list ให้เพิ่มค่า n

        n = n+1;
    else % หากไม่เข้าเงื่อนไขให้ค่า n เป็น 0

        n = 0;
    end
end
if n>=30 % ถ้า n ≥ 30 จะเข้าเงื่อนไขการเดินย้อนรอย

    radius(count+1) = 0.4; % ปรับค่ารัศมีให้เท่ากับ 0.4
    n_backtracking = n_backtracking+1; % เพิ่มจำนวนครั้งการเกิดกลไกการเดินย้อน
                                     รอย (n_backtracking)
    TEMP = best_THDav_list(1:count+1,:); % จัดลำดับค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ และ
                                     ค่าพารามิเตอร์ก่อนมีการเรียกใช้กลไกการเดิน
                                     ย้อนรอย และเก็บค่าไว้ใน TEMP
    [MAX,INDEX] = max(TEMP(:,4)); % หาค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์สูงสุด และ
                                     ตำแหน่งข้อมูลของค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์
                                     สูงสุดเก็บไว้ใน INDEX
    RANK(1,:) = TEMP(INDEX,:); % จัดลำดับค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่มีค่าสูงสุด และ
                                     ค่าพารามิเตอร์ไว้เป็นลำดับที่ 1 ใน RANK
    neighbor = RANK(1,2:3); % แทนค่า neighbor ด้วยค่าพารามิเตอร์ลำดับที่ 1 ใน
                                     RANK
    S0 = neighbor; % เก็บค่า neighbor ไว้ใน S0
    if best_THDav<overall_best_THDav % ถ้า best_THDav < overall_best_THDav

```

```

overall_best_THDav = best_THDav;    % เก็บค่า best_THDav ไว้ใน
                                     overall_best_THDav
overall_best_neighbor = best_neighbor; % เก็บค่า best_neighbor ไว้ใน
                                     overall_best_neighbor
t1 = t1+1;                          % ปรับเพิ่มค่าตัวเลื่อนสำหรับ local
local(t1,1) = count;                 % เก็บค่า count ไว้ใน local
local(t1,2:3) = best_neighbor;       % เก็บค่า best_neighbor ไว้ใน local
local(t1,4) = best_THDav;            % เก็บค่า best_THDav ไว้ใน local
end
best_THDav = RANK(1,4);              % เก็บค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ลำดับที่ 1 ของ
                                     RANK ไว้ใน best_THDav
n = 0;                               % กำหนดค่า n เท่ากับ 0
% สิ้นสุดการตรวจสอบกลไกการเดินย้อนรอย
else                                 % หากไม่เข้าเงื่อนไขการเดินย้อนรอย
    S0 = best_neighbor;              % เก็บค่า best_neighbor ไว้ใน S0
end
% เริ่มการตรวจสอบเงื่อนไขยุติการทำงาน
if (best_THDav<0.35)                 % ตรวจสอบเกณฑ์ยุติการค้นหาค่าเมื่อ best_THDav < 0.35
    count                            % แสดงผลจำนวนรอบการค้นหา
    a0 = best_neighbor(1)            % แสดงผลการค้นหาค่า  $a_0$ 
    a1 = best_neighbor(2)            % แสดงผลการค้นหาค่า  $a_1$ 
    best_THDav                       % แสดงผลค่า  $\%THD_{i,av}$ 
    break;                           % ยุติการทำงาน
end
% สิ้นสุดการตรวจสอบเงื่อนไขยุติการทำงาน
end
if overall_best_THDav<best_THDav     % ถ้า overall_best_THDav < best_THDav ให้เก็บค่า
                                     overall_best_THDav ไว้ใน best_THDav และเก็บค่า
                                     overall_best_neighbor ไว้ใน best_neighbor
    best_THDav = overall_best_THDav;

```

```

best_neighbor = overall_best_neighbor;
end
%% สิ้นสุดการค้นหาคำตอบรอบข้างตามจำนวนรอบสูงสุด
%% % สิ้นสุดการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS
count                                % แสดงผลจำนวนรอบการค้นหา
a0 = best_neighbor(1)                 % แสดงผลการค้นหาค่า  $a_0$  ที่ดีที่สุด
a1 = best_neighbor(2)                 % แสดงผลการค้นหาค่า  $a_1$  ที่ดีที่สุด
best_THDav                           % แสดงผลค่า  $\%THD_{i,av}$  ที่ต่ำที่สุด
time = toc                           % แสดงผลระยะเวลาทั้งหมดที่ใช้ในการค้นหาคำตอบ
figure(1)                            % แสดงผลในรูปที่ 1
plot([0:1:count], best_THDav_list(:,4)) % แสดงค่า  $\%THD_{i,av}$  ที่ต่ำที่สุดในแต่ละรอบการค้นหา
xlabel('number of cycle')             % กำหนดชื่อแกน x
ylabel('W')                           % กำหนดชื่อแกน y

```

```

*****
โปรแกรมคำนวณค่า  $\%THD_{i,av}$ 
โดย นายสุขสันต์ ตียารัชกุล
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี พ.ศ. 2555
*****

โปรแกรม Cal_THD_3phase_ATS.m    % อินพุตของโปรแกรม คือ ค่า  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  และ  $i_{sc}$ 
                                % เอาต์พุตของโปรแกรม คือ ค่า  $\%THD_{i,av}$ 

%% เริ่มต้นการคำนวณค่า  $\%THD_{i,av}$ 

function W=ice_Cal_THD_3phase_ATS(isu,isv,isw)    % เมื่อเรียกใช้ฟังก์ชัน โปรแกรมจะรับ
                                                    % ข้อมูลอินพุตชื่อตัวแปร isu, isv, isw
                                                    % และส่งข้อมูลเอาต์พุตกลับในชื่อตัว
                                                    % แปร W

dT=1e-5;    % กำหนดเวลาการชักตัวอย่าง (วินาที)
data1=isa';    % ทำการเปลี่ยนข้อมูล isa จากการเรียงข้อมูลในรูปแบบ 1
               % คอลัมน์ให้อยู่ในรูปแบบ 1 แถวข้อมูล และเก็บไว้ใน data1
data2=isb';    % ทำการเปลี่ยนข้อมูล isb จากการเรียงข้อมูลในรูปแบบ 1
               % คอลัมน์ให้อยู่ในรูปแบบ 1 แถวข้อมูล และเก็บไว้ใน data2
data3=isc';    % ทำการเปลี่ยนข้อมูล isc จากการเรียงข้อมูลในรูปแบบ 1
               % คอลัมน์ให้อยู่ในรูปแบบ 1 แถวข้อมูล และเก็บไว้ใน data3

% เริ่มการคำนวณ  $\%THD$  ของกระแสที่แหล่งจ่ายเฟส a
data=data1;    % เก็บค่า data1 ไว้ใน data
N1=0.02/dT;    % คำนวณจำนวนข้อมูลในหนึ่งคาบของความถี่มูลฐาน
size=length(data);    % เก็บจำนวนข้อมูลของ data ไว้ใน size
num_T=round(size/N1);    % คำนวณจำนวนคาบเก็บไว้ใน num_T
a=data(((num_T-1)*N1+1):size);    % เก็บข้อมูลทั้งหมดในคาบสุดท้ายของ data ไว้ใน a
Xdata=(fft(a,N1));    % ใช้คำสั่ง Fast Fourier Transform (fft) เพื่อวิเคราะห์
                     % องค์ประกอบทางความถี่ หรือสเปกตรัมของสัญญาณ a
                     % ที่มีจำนวนข้อมูล N1 และเก็บข้อมูลในรูปแบบจำนวน
                     % เชนซ็อนไว้ใน Xdata

j=1:(N1/2);    % กำหนดให้ j มีค่าตั้งแต่ 1 ถึงครึ่งหนึ่งของค่า N1

```

```

X1=Xdata(1,j); % เก็บข้อมูลครึ่งแรกของ Xdata ไว้ใน X1
MAGu=abs(X1); % ใช้คำสั่ง abs หาขนาดของจำนวนเชิงซ้อน X1 และ
เก็บค่าไว้ใน MAGu
for j=1:50 % เก็บขนาดของกระแสที่ความถี่มูลฐาน และกระแส
ฮาร์มอนิกอันดับที่ 2 ถึง 50 ไว้ใน MAGNITUDE
    MAGNITUDE(j)=MAGu(j+1);
end
I=MAGNITUDE; % เก็บค่า MAGNITUDE ไว้ใน I
sqtotal=0; % กำหนดค่าเริ่มต้น sqtotal เท่ากับ 0
for j=1:49 % คำนวณผลรวมขนาดกระแสฮาร์มอนิกกำลังสอง
ตั้งแต่อันดับที่ 2 ถึง 50
    sq(j)=I(j+1)^2;
    sqtotal = sqtotal +sq(j);
end
THDa=sqrt(sqtotal)*100/I(1); % คำนวณค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมในเฟส a
( %THDi,a )
% สิ้นสุดการคำนวณ %THD ของกระแสที่แหล่งจ่ายเฟส a
% เริ่มการคำนวณ %THD ของกระแสที่แหล่งจ่ายในเฟส b
data=data2; % เก็บค่า data2 ไว้ใน data
size=length(data); % เก็บจำนวนข้อมูลของ data ไว้ใน size
num_T=round(size/N1); % คำนวณจำนวนคาบเก็บไว้ใน num_T
a=data(((num_T-1)*N1+1):size); % เก็บข้อมูลทั้งหมดในคาบสุดท้ายของ data ไว้ใน a
Xdata=(fft(a,N1)); % ใช้คำสั่ง fft เพื่อวิเคราะห์ห้วงค์ประกอบทางความถี่
หรือสเปกตรัมของสัญญาณ a ที่มีจำนวนข้อมูล N1 และ
เก็บข้อมูลในรูปแบบจำนวนเชิงซ้อนไว้ใน Xdata
j=1:(N1/2); % กำหนดให้ j มีค่าตั้งแต่ 1 ถึงครึ่งหนึ่งของค่า N1
X1=Xdata(1,j); % เก็บข้อมูลครึ่งแรกของ Xdata ไว้ใน X1
MAGu=abs(X1); % ใช้คำสั่ง abs หาขนาดของจำนวนเชิงซ้อน X1 และ
เก็บค่าไว้ใน MAGu

```

```

for j=1:50                                % เก็บขนาดของกระแสที่ความถี่มูลฐาน และกระแส
                                           สาร์มอนิกอันดับที่ 2 ถึง 50 ไว้ใน MAGNITUDE

    MAGNITUDE(j)=MAGu(j+1);
end
I=MAGNITUDE;                             % เก็บค่า MAGNITUDE ไว้ใน I
sqtotal=0;                                % กำหนดค่าเริ่มต้น sqtotal เท่ากับ 0
for j=1:49                                % คำนวณผลรวมขนาดกระแสสาร์มอนิกกำลังสอง
                                           ตั้งแต่อันดับที่ 2 ถึง 50

    sq(j)=I(j+1)^2;
    sqtotal=sqtotal+sq(j);
end
THDb=sqrt(sqtotal)*100/I(1);               % คำนวณค่าความเพี้ยนกระแสสาร์มอนิกรวมในเฟส b
                                           (  $\%THD_{i,b}$  )
% สิ้นสุดการคำนวณ %THD ของกระแสที่แหล่งจ่ายเฟส b
% เริ่มการคำนวณ %THD ของกระแสที่แหล่งจ่ายในเฟส c
data=data3;                               % เก็บค่า data3 ไว้ใน data
size=length(data);                         % เก็บจำนวนข้อมูลของ data ไว้ใน size
num_T=round(size/N1);                     % คำนวณจำนวนคาบเก็บไว้ใน num_T
a=data(((num_T-1)*N1+1):size);             % เก็บข้อมูลทั้งหมดในคาบสุดท้ายของ data ไว้ใน a
Xdata=(fft(a,N1));                         % ใช้คำสั่ง fft เพื่อวิเคราะห์องค์ประกอบทางความถี่
                                           หรือสเปกตรัมของสัญญาณ a ที่มีจำนวนข้อมูล N1 และ
                                           เก็บข้อมูลในรูปแบบจำนวนเชิงซ้อนไว้ใน Xdata
j=1:(N1/2);                               % กำหนดให้ j มีค่าตั้งแต่ 1 ถึงครึ่งหนึ่งของค่า N1
X1=Xdata(1,j);                             % เก็บข้อมูลครึ่งแรกของ Xdata ไว้ใน X1
MAGu=abs(X1);                              % ใช้คำสั่ง abs หาขนาดของจำนวนเชิงซ้อน X1 และ
                                           เก็บค่าไว้ใน MAGu

for j=1:50                                % เก็บขนาดของกระแสที่ความถี่มูลฐาน และกระแส
                                           สาร์มอนิกอันดับที่ 2 ถึง 50 ไว้ใน MAGNITUDE

    MAGNITUDE(j)=MAGu(j+1);
end

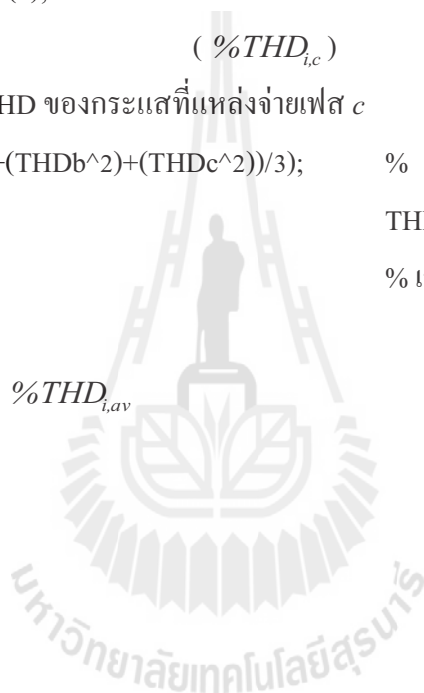
```

```

I=MAGNITUDE;           % เก็บค่า MAGNITUDE ไว้ใน I
sqttotal=0;             % กำหนดค่าเริ่มต้น sqttotal เท่ากับ 0
for j=1:49               % คำนวณผลรวมขนาดกระแสฮาร์มอนิกกำลังสอง
                           ตั้งแต่อันดับที่ 2 ถึง 50

    sq(j)=I(j+1)^2;
    sqtotal=sqttotal+sq(j);
end
THDc=sqrt(sqttotal)*100/I(1); % คำนวณค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมในเฟส c
                           ( %THDi,c )
% สิ้นสุดการคำนวณ %THD ของกระแสที่แหล่งจ่ายเฟส c
THDav=sqrt(((THDa^2)+(THDb^2)+(THDc^2))/3); % คำนวณค่า %THDi,av เก็บไว้ใน
                                           THDav
W=THDav;                 % เก็บค่า THDav ไว้ใน W
return
%% สิ้นสุดการคำนวณค่า %THDi,av

```





ภาคผนวก ค

โปรแกรมการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับ
ออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบ
เชิงปรับตัว

โปรแกรมการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนคิฟพร้อมกับการออกแบบวงจรกรอง

กำลังแอกทีฟด้วยวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

โดย นายสุขสันต์ ตีธารชกุล

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี พ.ศ. 2555

โปรแกรม ATS_case3_mfile.m % เอาต์พุตของโปรแกรม คือ ค่า a_0 , a_1 , L_f และ $V_{dc,ref}$ ที่ได้

จากการค้นหาด้วยวิธี ATS รวมถึงแสดงจำนวนรอบ ระยะเวลา

ทั้งหมดที่ใช้ในการค้นหาคำตอบ และค่าความเพี้ยนกระแส

ฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย ($\%THD_{i,av}$) ซึ่งเป็นค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์

tic; % เริ่มต้นจับเวลาในการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS

%% เริ่มต้นการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS

n_if=0; % กำหนดค่าเริ่มต้นจำนวนครั้งที่เข้าเงื่อนไข $|a_0| < |a_1|$

N = 2; % กำหนดจำนวนตัวแปรของสมการลาگرانอันดับที่หนึ่ง

xlimit=[10 0;0 -10]; % กำหนดขอบเขตการค้นหาค่า a_0 มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 10 และ a_1 มีค่าตั้งแต่ -10 ถึง 0

xlimit_Lf=[0.1;0.01]; % กำหนดขอบเขตการค้นหาค่า L_f มีค่าตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1

xlimit_Vdc=[900;467]; % กำหนดขอบเขตการค้นหาค่า $V_{dc,ref}$ มีค่าตั้งแต่ 467 ถึง 900

%% เริ่มการค้นหาคำตอบเริ่มต้น

for r=1:200 % กำหนดจำนวนการค้นหาคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 200

S(r,:) = ((xlimit(1,:)-xlimit(2,:)).*rand(1, N))+xlimit(2,:); % สุ่มค่า a_0 และ a_1 ภายในขอบเขต

% เริ่มการตรวจสอบตามเงื่อนไข $|a_0| < |a_1|$

if S(r,1)<abs(S(r,2)) % ถ้า $|a_0| < |a_1|$ ให้เพิ่มจำนวนครั้งที่เข้าเงื่อนไข (n_if)

n_if=n_if+1;

end

while S(r,1)<abs(S(r,2)) % หากค่า $|a_0| < |a_1|$ จะทำการสุ่มค่า a_0 และ a_1 ใหม่

S(r,:) = ((xlimit(1,:)-xlimit(2,:)).*rand(1, N))+xlimit(2,:);

end

% สิ้นสุดการตรวจสอบตามเงื่อนไข $|a_0| < |a_1|$

S_Lf(r)=((xlimit_Lf(1)-xlimit_Lf(2)).*rand(1,1))+xlimit_Lf(2); % สุ่มค่า L_f ภายในขอบเขต

```

S_Vdc(r)=((xlimit_Vdc(1)-xlimit_Vdc(2)).*rand(1,1))+xlimit_Vdc(2);
                                % สุ่มค่า  $V_{dc,ref}$  ภายในขอบเขต
a0 = S(r,1);                    % กำหนดค่า  $a_0$  ที่ได้จากการสุ่มเป็นตัวแปร a0
a1 = S(r,2);                    % กำหนดค่า  $a_1$  ที่ได้จากการสุ่มเป็นตัวแปร a1
Lf = S_Lf(r);                   % กำหนดค่า  $L_f$  ที่ได้จากการสุ่มเป็นตัวแปร Lf
Vdc = S_Vdc(r);                 % กำหนดค่า  $V_{dc,ref}$  ที่ได้จากการสุ่มเป็นตัวแปร Vdc
t=0.2;                          % กำหนดค่าเวลาสิ้นสุดในการจำลองสถานการณ์บน Simulink
sim('Simulink_case3',[0 0.2]) % โปรแกรม Simulink รับข้อมูล ค่า  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_f$  และ  $V_{dc,ref}$ 
                                % จากนั้นทำการจำลองสถานการณ์ระบบการกักจัดฮาร์มอนิก และ
                                % ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เมื่อ
                                % เสร็จสิ้นจะส่งข้อมูล  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  และ  $i_{sc}$  เก็บไว้ใน Workspace
W=Cal_THD_3phase_ATS(isa,isb,isc); % คำนวณค่า  $\%THD_{i,av}$  โดยดึงข้อมูล  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ 
                                % และ  $i_{sc}$  จาก Workspace
costvalue(r, 1) = W;            % เก็บค่า  $\%THD_{i,av}$  ในรูปแบบของแถวข้อมูล
end
[best_THDAv, index] = min(costvalue); % กำหนดตำแหน่งข้อมูลที่  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุด
                                % เป็น index และกำหนดค่า  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุด
                                % เป็น best_THDAv
S0 = S(index, :);              % กำหนดค่า  $a_0$  และ  $a_1$  ที่ให้  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุดเป็น S0
S0_Lf = S_Lf(index);           % กำหนดค่า  $L_f$  ที่ให้  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุดเป็น S0_Lf
S0_Vdc = S_Vdc(index);         % กำหนดค่า  $V_{dc,ref}$  ที่ให้  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุดเป็น S0_Vdc
%% สิ้นสุดการค้นหาคำตอบเริ่มต้น
max_count = 300;               % กำหนดจำนวนรอบการค้นหาสูงสุดเท่ากับ 300 รอบ
best_neighbor = S0;             % กำหนดค่า  $a_0$ ,  $a_1$  ที่ให้  $\%THD_{i,av}$  ต่ำสุดเป็น best_neighbor
best_neighbor(3) = S0_Lf;      % กำหนดค่า  $L_f$  ที่ให้  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุดเป็น best_neighbor
best_neighbor(4) = S0_Vdc;     % กำหนดค่า  $V_{dc,ref}$  ที่ให้  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุดเป็น
best_neighbor
neighbor_list = zeros(4, N);   % รีเซตค่าภายใน neighbor_list
radius(1) = 0.4;               % กำหนดค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.4
Number_neighb = 40;            % กำหนดจำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40

```

overall_best_THD _{av} = best_THD _{av} ;	% กำหนดค่า $\%THD_{i,av}$ ต่ำที่สุดที่ได้จากการ ค้นหาเป็น overall_best_THD _{av}
overall_neighbor = best_neighbor;	% กำหนดพารามิเตอร์ที่ให้ $\%THD_{i,av}$ ต่ำที่สุด เป็น overall_neighbor
n = 0;	% กำหนดค่าเริ่มต้นจำนวนการซ้ำของคำตอบ
t1=0;	% กำหนดค่าตัวเลื่อนสำหรับ local
tt1=0;	% กำหนดค่าตัวเลื่อนสำหรับ tabu_list
ttt1=0;	% กำหนดค่าตัวเลื่อนสำหรับ best_THD _{av} _list
count = 0;	% กำหนดค่าเริ่มต้นของจำนวนรอบการค้นหา
n_backtracking = 0;	% กำหนดค่าเริ่มต้นของจำนวนการเรียกใช้กลไกการ เดินย้อนรอย
t1 = t1+1;	% ปรับเพิ่มค่าตัวเลื่อนสำหรับ local
tt1 = tt1+1;	% ปรับเพิ่มค่าตัวเลื่อนสำหรับ tabu_list
ttt1 = ttt1+1;	% ปรับเพิ่มค่าตัวเลื่อนสำหรับ best_THD _{av} _list
local(t1,1) = count;	% เก็บค่าจำนวนรอบไว้ในคอลัมน์ที่ 1 ของ local
local(t1,2:5) = best_neighbor;	% เก็บค่าพารามิเตอร์ที่ให้ $\%THD_{i,av}$ ต่ำที่สุดไว้ใน คอลัมน์ที่ 2 ถึง 5 ของ local
local(t1,6) = best_THD _{av} ;	% เก็บค่า $\%THD_{i,av}$ ต่ำที่สุดที่ได้จากการค้นหาไว้ใน คอลัมน์ที่ 6 ของ local
tabu_list(tt1,1) = count;	% เก็บค่าจำนวนรอบไว้ในคอลัมน์ที่ 1 ของ tabu_list
tabu_list(tt1,2:5) = best_neighbor;	% เก็บค่าพารามิเตอร์ที่ให้ $\%THD_{i,av}$ ต่ำที่สุด ไว้ในคอลัมน์ที่ 2 ถึง 5 ของ tabu_list
tabu_list(tt1,6) = best_THD _{av} ;	% เก็บค่า $\%THD_{i,av}$ ต่ำที่สุดที่ได้จากการ ค้นหาไว้ในคอลัมน์ที่ 6 ของ tabu_list
best_THD _{av} _list(ttt1,1) = count;	% เก็บค่าจำนวนรอบไว้ในคอลัมน์ที่ 1 ของ best_THD _{av} _list
best_THD _{av} _list(ttt1,2:5) = best_neighbor;	% เก็บค่าพารามิเตอร์ที่ให้ $\%THD_{i,av}$ ต่ำที่สุด ไว้ในคอลัมน์ที่ 2 ถึง 5 ของ best_neighbor
best_THD _{av} _list(ttt1,6) = best_THD _{av} ;	% เก็บค่า $\%THD_{i,av}$ ต่ำที่สุดที่ได้จากการ ค้นหาไว้ในคอลัมน์ที่ 6 ของ best_THD _{av} _list

```

%% เริ่มการค้นหาคำตอบรอบข้างตามจำนวนรอบสูงสุด
for count = 1: max_count

    for u = 1: Number_neighb

        size=length(xlimit);

        for k = 1: size                % สุ่มค่า  $a_0$  และ  $a_1$  ภายในรัศมีการค้นหา
            S1(u,k) = S0(1,k)+(radius(count)*(xlimit(1,k)-xlimit(2,k))*(-1+rand*(1-(-1))));
            while ( S1(u,k)>xlimit(1,k) | S1(u,k)<xlimit(2,k) )
                % หากค่า  $a_0$  และ  $a_1$  ไม่อยู่ในขอบเขต จะทำการสุ่มค่า
                %  $a_0$  และ  $a_1$  ใหม่ภายในรัศมีการค้นหา
                S1(u,k) = S0(1,k)+(radius(count)*(xlimit(1,k)-xlimit(2,k))*(-1+rand*(1-(-1))));
            end
        end
        end
        % เริ่มการตรวจสอบตามเงื่อนไข  $|a_0| < |a_1|$ 
        if S1(u,1)<abs(S1(u,2))        % ถ้า  $|a_0| < |a_1|$  ให้เพิ่มจำนวนครั้งที่เข้าเงื่อนไข
            n_if=n_if+1;
        end
        while S1(u,1)<abs(S1(u,2))    % หากค่า  $|a_0| < |a_1|$  จะทำการสุ่มค่า  $a_0$  และ  $a_1$  ใหม่
            for k = 1: size
                S1(u,k) = S0(1,k)+(radius(count)*(xlimit(1,k)-xlimit(2,k))*(-1+rand*(1-(-1))));
                while ( S1(u,k)>xlimit(1,k) | S1(u,k)<xlimit(2,k) )
                    S1(u,k) = S0(1,k)+(radius(count)*(xlimit(1,k)-xlimit(2,k))*(-1+rand*(1-(-1))));
                end
            end
        end
        % สิ้นสุดการตรวจสอบตามเงื่อนไข  $|a_0| < |a_1|$ 
        S1_Lf(u)=S0_Lf+(radius(count)*(xlimit_Lf(1)-xlimit_Lf(2))*(-1+rand*(1-(-1))));
                % สุ่มค่า  $L_f$  ภายในรัศมีการค้นหา
        while ( S1_Lf(u)>xlimit_Lf(1) | S1_Lf(u)<xlimit_Lf(2) )
            % หากค่า  $L_f$  ไม่อยู่ในขอบเขต จะทำการสุ่มค่า  $L_f$ 
            % ใหม่ภายในรัศมีการค้นหา

```

```

S1_Lf(u)=S0_Lf+(radius(count)*(xlimit_Lf(1)-xlimit_Lf(2))*(-1+rand*(1-(-1))));
end
S1_Vdc(u)=S0_Vdc+(radius(count)*(xlimit_Vdc(1)-xlimit_Vdc(2))*(-1+rand*(1-(-1))));
% สุ่มค่า  $V_{dc,ref}$  ภายในรัศมีการค้นหา
while ( S1_Vdc(u)>xlimit_Vdc(1) | S1_Vdc(u)<xlimit_Vdc(2) )
% หากค่า  $V_{dc,ref}$  ไม่อยู่ในขอบเขต จะทำการสุ่มค่า
 $V_{dc,ref}$  ใหม่ภายในรัศมีการค้นหา
S1_Vdc(u)=S0_Vdc+(radius(count)*(xlimit_Vdc(1)-xlimit_Vdc(2))*(-1+rand*(1-(-1))));
end
end
size=length(S1);
for kkk=1:size
a0 = S1(kkk,1); % กำหนดค่า  $a_0$  ที่ได้จากการสุ่มเป็นตัวแปร a0
a1 = S1(kkk,2); % กำหนดค่า  $a_1$  ที่ได้จากการสุ่มเป็นตัวแปร a1
Lf = S1_Lf(kkk); % กำหนดค่า  $L_f$  ที่ได้จากการสุ่มเป็นตัวแปร Lf
Vdc = S1_Vdc(kkk); % กำหนดค่า  $V_{dc,ref}$  ที่ได้จากการสุ่มเป็นตัวแปร Vdc
t=0.2; % กำหนดค่าเวลาสิ้นสุดในการจำลองสถานการณ์บน
Simulink
sim('Simulink_case3',[0 0.2]) % โปรแกรม Simulink รับข้อมูล ค่า  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_f$  และ
 $V_{dc,ref}$  จากนั้นทำการจำลองสถานการณ์ระบบการก่้าจัด
ฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจร
กรองกำลังแอกทีฟ เมื่อเสร็จสิ้นจะส่งข้อมูล  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ 
และ  $i_{sc}$  เก็บไว้ใน Workspace
W=Cal_THD_3phase_ATS(isa,isb,isc); % คำนวณค่า  $\%THD_{i,av}$  โดยดึงข้อมูล  $i_{sa}$ ,
 $i_{sb}$  และ  $i_{sc}$  จาก Worksapce
THDav1(kkk,1)=W; % เก็บค่า  $\%THD_{i,av}$  ในรูปแบบของแถวข้อมูล
end
[best_THDav1,index]=min(THDav1); % กำหนดตำแหน่งข้อมูลที่  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุด
เป็น index และกำหนดค่า  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุด
เป็น best_THDav1

```

```

best_neighbor1=S1(index,:);           % กำหนดค่า  $a_0$  และ  $a_1$  ที่ให้  $\%THD_{i,av}$  ต่ำ
                                       % ที่สุดเป็น best_neighbor1

best_neighbor1(3)=S1_Lf(index);        % กำหนดค่า  $L_f$  ที่ให้  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุดเป็น
                                       % best_neighbor1

best_neighbor1(4)=S1_Vdc(index);        % กำหนดค่า  $V_{dc,ref}$  ที่ให้  $\%THD_{i,av}$  ต่ำที่สุด
                                       % เป็น best_neighbor1

if best_THDav1 < best_THDav             % ถ้า best_THDav1 < best_THDav
    best_THDav=best_THDav1 ;           % เก็บค่า best_THDav1 ไว้ใน best_THDav
    best_neighbor=S1(index,:);         % S1 ไว้ใน best_neighbor
    best_neighbor(3)=S1_Lf(index);      % เก็บค่า S1_Lf ไว้ใน best_neighbor
    best_neighbor(4)=S1_Vdc(index);     % เก็บค่า S1_Vdc ไว้ใน best_neighbor
else                                     % ถ้า best_THDav1  $\geq$  best_THDav
    best_neighbor=S0;                  % S0 ไว้ใน best_neighbor
    best_neighbor(3)=S0_Lf;             % เก็บค่า S0_Lf ไว้ใน best_neighbor
    best_neighbor(4)=S0_Vdc;           % เก็บค่า S0_Vdc ไว้ใน best_neighbor
end

size=length(best_neighbor1);
neighbor_list(k,1:size) = best_neighbor1; % เก็บค่า best_neighbor1 ไว้ใน neighbor_list
neighbor_list(k,size+1) = best_THDav1;    % เก็บค่า best_THDav1 ไว้ใน neighbor_list
ttl = ttl+1;                             % ปรับเพิ่มค่าตัวเลื่อนสำหรับ tabu_list
tabu_list(ttl,1) = count;                 % เก็บค่า count ไว้ใน tabu_list
tabu_list(ttl,2:5) = best_neighbor1;      % เก็บค่า best_neighbor1 ไว้ใน tabu_list
tabu_list(ttl,6) = best_THDav1;           % เก็บค่า best_THDav1 ไว้ใน tabu_list
ttl = ttl+1;                             % ปรับเพิ่มค่าตัวเลื่อนสำหรับ best_THDav_list
best_THDav_list(ttl,1) = count;           % เก็บค่า count ไว้ใน best_THDav_list
best_THDav_list(ttl,2:5) = best_neighbor; % เก็บค่า best_neighbor ไว้ใน
                                       % best_THDav_list
best_THDav_list(ttl,6) = best_THDav;      % เก็บค่า best_THDav ไว้ใน best_THDav_list
% เริ่มกลไกการปรับลดรัศมี

```

```

if best_THDav<1.4 && radius(count)>0.005 % เงื่อนไข ถ้า best_THDav น้อยกว่าเท่ากับ 1.4
    ให้ทำการปรับลดรัศมี
    radius(count+1) = radius(count)/1.2;
else % หากไม่เข้าเงื่อนไข ให้ใช้รัศมีการค้นหาเดิม
    radius(count+1) = radius(count);
end
if best_THDav<0.7 && radius(count)>0.005 % เงื่อนไข ถ้า best_THDav น้อยกว่าเท่ากับ 0.7
    ให้ทำการปรับลดรัศมี
    radius(count) = radius(count)/1.2;
end
% สิ้นสุดกลไกการปรับลดรัศมี
% เริ่มตรวจสอบกลไกการเดินย้อนรอย
if (count>1)
    if (tabu_list(count,6)>best_THDav) % เงื่อนไข ถ้า best_THDav น้อยกว่า ค่าในแถว
        ที่ count คอลัมน์ที่ 6 ของ tabu_list ให้เพิ่มค่า n
        n = n+1;
    else % หากไม่เข้าเงื่อนไขให้ค่า n เป็น 0
        n = 0;
    end
end
if n>=30 % ถ้า n ≥ 30 จะเข้าเงื่อนไขการเดินย้อนรอย
    radius(count+1) = 0.4; % ปรับค่ารัศมีให้เท่ากับ 0.4
    n_backtracking = n_backtracking+1; % เพิ่มจำนวนครั้งการเกิดกลไกการเดินย้อน
    รอย (n_backtracking)
    TEMP = best_THDav_list(1:count+1,:); % จัดลำดับค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ และ
    ค่าพารามิเตอร์ก่อนมีการเรียกใช้กลไกการเดิน
    ย้อนรอย และเก็บค่าไว้ใน TEMP
    [MAX,INDEX] = max(TEMP(:,6)); % หาค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์สูงสุด และ
    ตำแหน่งข้อมูลของค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์
    สูงสุดเก็บไว้ใน INDEX
end

```

```

RANK(1,:) = TEMP(INDEX,:); % จัดลำดับค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่มีค่าสูงสุด และ
                           % ค่าพารามิเตอร์ไว้เป็นลำดับที่ 1 ใน RANK

neighbor = RANK(1,2:5); % แทนค่า neighbor ด้วยค่าพารามิเตอร์ลำดับที่ 1 ใน
                        % RANK

S0 = neighbor; % เก็บค่า neighbor ไว้ใน S0

if best_THDav < overall_best_THDav % ถ้า best_THDav < overall_best_THDav
    overall_best_THDav = best_THDav; % เก็บค่า best_THDav ไว้ใน
    overall_best_THDav
    overall_best_neighbor = best_neighbor; % เก็บค่า best_neighbor ไว้ใน
    overall_best_neighbor
    t1 = t1+1; % ปรับเพิ่มค่าตัวเลื่อนสำหรับ local
    local(t1,1) = count; % เก็บค่า count ไว้ใน local
    local(t1,2:5) = best_neighbor; % เก็บค่า best_neighbor ไว้ใน local
    local(t1,6) = best_THDav; % เก็บค่า best_THDav ไว้ใน local
end
best_THDav = RANK(1,6); % เก็บค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ลำดับที่ 1 ของ
                        % RANK ไว้ใน best_THDav

n = 0; % กำหนดค่า n เท่ากับ 0
% สิ้นสุดการตรวจสอบกลไกการเดินย้อนรอย
else % หากไม่เข้าเงื่อนไขการเดินย้อนรอย
    S0(1) = best_neighbor(1); % เก็บค่า best_neighbor ไว้ใน S0 คอลัมน์ที่ 1
    S0(2) = best_neighbor(2); % เก็บค่า best_neighbor ไว้ใน S0 คอลัมน์ที่ 2
    S0_Lf = best_neighbor(3); % เก็บค่า best_neighbor ไว้ใน S0_Lf
    S0_Vdc = best_neighbor(4); % เก็บค่า best_neighbor ไว้ใน S0_Vdc
end
% เริ่มการตรวจสอบเงื่อนไขยุติการทำงาน
if (best_THDav < 0.35) % ตรวจสอบเกณฑ์ยุติการค้นหาค่าเมื่อ best_THDav < 0.35
    count % แสดงผลจำนวนรอบการค้นหา
    a0 = best_neighbor(1) % แสดงผลการค้นหาค่า  $a_0$ 
    a1 = best_neighbor(2) % แสดงผลการค้นหาค่า  $a_1$ 

```

```

Lf = best_neighbor(3)           % แสดงผลการค้นหา  $L_f$ 
Vdc = best_neighbor(4)         % แสดงผลการค้นหา  $V_{dc,ref}$ 
best_THDav                     % แสดงผลค่า  $\%THD_{i,av}$ 
break;                         % ยุติการทำงาน
end
% สิ้นสุดการตรวจสอบเงื่อนไขยุติการทำงาน
end
if overall_best_THDav < best_THDav % ถ้า overall_best_THDav < best_THDav ให้เก็บค่า
                                % ไว้ใน best_THDav และเก็บค่า
                                % overall_best_neighbor ไว้ใน best_neighbor

    best_THDav = overall_best_THDav;
    best_neighbor = overall_best_neighbor;
end
%% สิ้นสุดการค้นหาคำตอบรอบข้างตามจำนวนรอบสูงสุด
%%%% สิ้นสุดการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS
count                               % แสดงผลจำนวนรอบการค้นหา
a0 = best_neighbor(1)               % แสดงผลการค้นหา  $a_0$  ที่ดีที่สุด
a1 = best_neighbor(2)               % แสดงผลการค้นหา  $a_1$  ที่ดีที่สุด
Lf = best_neighbor(3)               % แสดงผลการค้นหา  $L_f$  ที่ดีที่สุด
Vdc = best_neighbor(4)              % แสดงผลการค้นหา  $V_{dc,ref}$  ที่ดีที่สุด
best_THDav                          % แสดงผลค่า  $\%THD_{i,av}$  ที่ต่ำที่สุด
time = toc                          % แสดงผลระยะเวลาทั้งหมดที่ใช้ในการค้นหาคำตอบ
figure(1)                           % แสดงผลในรูปที่ 1
plot([0:1:count], best_THDav_list(:,6)) % แสดงค่า  $\%THD_{i,av}$  ที่ต่ำที่สุดในแต่ละรอบการค้นหา
xlabel('number of cycle')            % กำหนดชื่อแกน x
ylabel('W')                         % กำหนดชื่อแกน y

```

ภาคผนวก ง

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่และผลงานการจดลิขสิทธิ์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

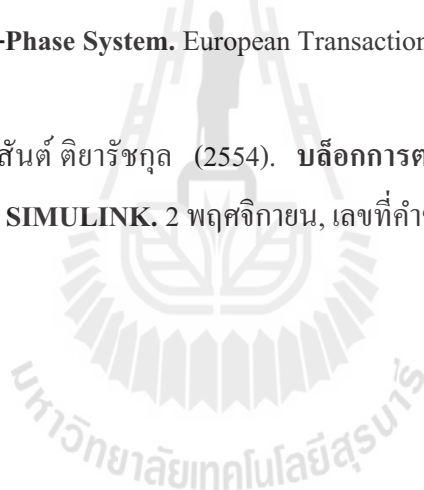
รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

สุขสันต์ ตียารัชกุล, กองพล อารีรักษ์ และกองพัน อารีรักษ์ (2555). การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกและการควบคุมกระแสแบบทำนายสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 35 (EECON-35). นครนายก, 12-14 ธันวาคม, หน้า 497-500

Tiyarachakun, S., Areerak, K-L., Areerak, K-N. (2012). **Harmonic Current Elimination and Power Factor Improvement for Distorted Voltage System.** European Journal of Scientific Research, Vol. 91, No. 3, November, pp. 404-415.

Tiyarachakun, S., Areerak, K-L., Areerak, K-N. **Intelligent Shunt Active Power Filter for Balanced Three-Phase System.** European Transactions on Electrical Power. (อยู่ระหว่าง
การพิจารณา)

กองพล อารีรักษ์ และสุขสันต์ ตียารัชกุล (2554). บล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีพีคิวเอฟสำหรับโปรแกรม SIMULINK. 2 พฤศจิกายน, เลขที่คำขอ 266184 (จดลิขสิทธิ์)



Harmonic Current Elimination and Power Factor Improvement for Distorted Voltage System

Suksan Tiyarachakun

*School of Electrical Engineering, Institute of Engineering
 Suranaree University of Technology
 Nakhon Ratchasima 30000, Thailand*

Kongpol Areerak

*School of Electrical Engineering, Institute of Engineering
 Suranaree University of Technology
 Nakhon Ratchasima 30000, Thailand
 E-mail: kongpol@sut.ac.th*

Kongpan Areerak

*School of Electrical Engineering, Institute of Engineering
 Suranaree University of Technology
 Nakhon Ratchasima 30000, Thailand*

Abstract

This paper presents the harmonic identification algorithm for distorted voltage system based on the instantaneous power theory method. The sliding window Fourier analysis is applied in the harmonic identification procedure to calculate the fundamental voltage of the system. Moreover, the predictive current control to control the injection of compensating currents in dq-axis is also proposed in the paper. The good results of the harmonic current elimination and power factor improvement using the proposed method are confirmed by a simulation. In addition, the %THD of source currents after compensation also follows the IEEE Std.519-1992.

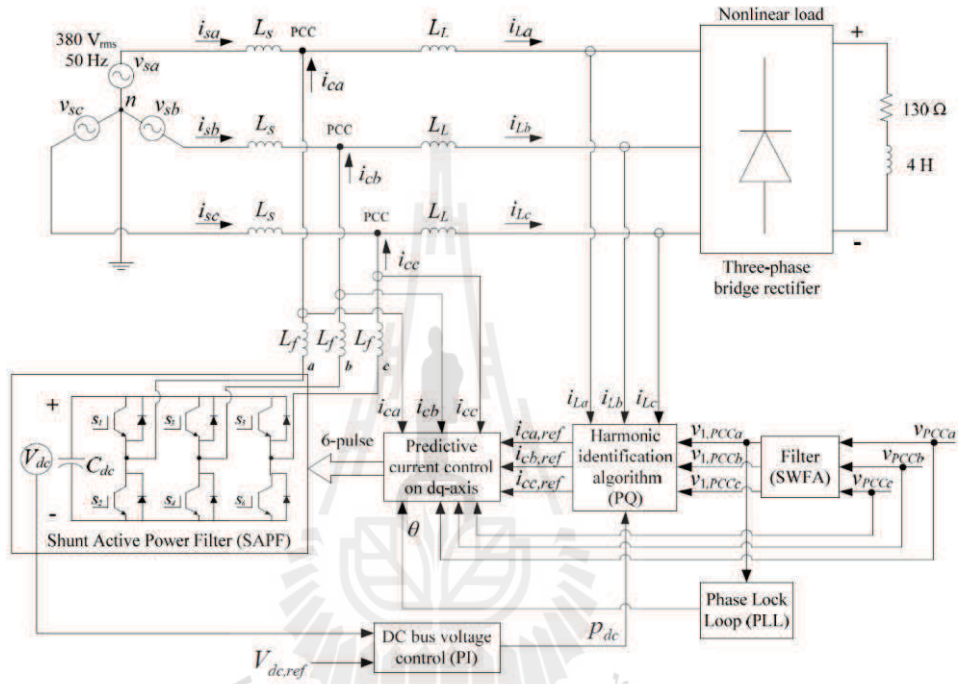
Keywords: Shunt Active Power Filter, Harmonic Identification, Predictive Current Control, Instantaneous Power Theory, Sliding Window Fourier Analysis

1. Introduction

Power systems connected nonlinear loads can generate the harmonics into the systems. These harmonics cause a lot of disadvantages [1-5]. Therefore, it is very important to reduce or eliminate the harmonics in the system. It is well known that the harmonic elimination via a shunt active power filter (SAPF) [6] provides higher efficiency and more flexible compared with a passive power filter. The harmonic current elimination and power factor improvement via the SAPF is depicted in Fig.1. The three-phase bridge rectifier feeding resistive and inductive loads ($R = 130 \Omega$ and $L = 4 \text{ H}$) behaves as a nonlinear load into the power system. The instantaneous power theory or PQ algorithm [7,8] is applied for harmonic identification in the paper. The voltage source inverter (VSI) with six IGBTs is used as the SAPF. The predictive current control [9-11] is presented in the paper to control the injection of

compensating currents. The PI controller is selected to control the DC bus voltage and the phase lock loop (PLL) is used to calculate the phase angle in the paper. In the previous works, the distorted voltage is not concerned in the conventional PQ algorithm. In this paper, the sliding window Fourier analysis (SWFA) [12] for calculating the fundamental voltage is added in the PQ algorithm process. The PQ algorithm with SWFA can provide the good results in term of harmonic elimination compared with the conventional PQ algorithm without SWFA.

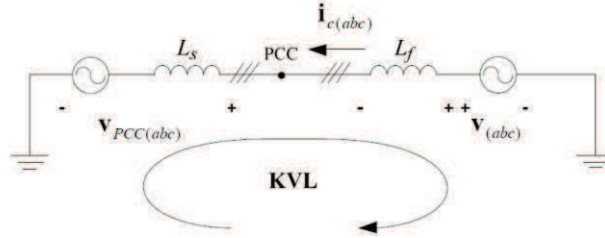
Figure 1: The power system with shunt active power filter



The paper is structured as follows. The review of predictive current control on dq-axis is addressed in Section 2. The details of harmonic identification via PQ algorithms with and without SWFA are described in Section 3. The simulation results and discussions are shown in Section 4. Finally, Section 5 is the conclusion of the paper.

2. Review of Predictive Current Control

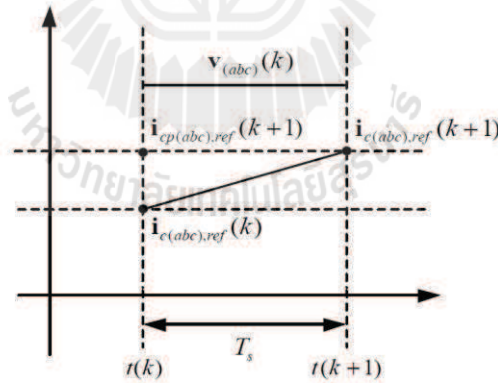
In this section, the predictive current control for SAPF is illustrated. The predictive current control technique is applied to control the injection of compensating currents with SAPF as shown in Fig. 1. The voltage source inverter with six IGBTs is the SAPF topology in the paper. The PQ algorithm is used to identify the harmonic currents in the system. The predictive current control is the suitable technique for a digital control [11]. The equivalent circuit in Fig. 2 is used to derive the relationship equation between the SAPF output voltages ($\mathbf{v}_{(abc)}$) and the voltages at PCC point ($\mathbf{v}_{PCC(abc)}$) as given in equation (1). The compensating currents or active filter currents are represented by $\mathbf{i}_{c(abc)}$. The discrete form of equation (1) can be represented by equation (2) in which T_s is the sampling time of the controller.

Figure 2: The equivalent circuit of the SAPF connected with the voltages at the PCC point

$$\mathbf{v}_{(abc)} = L_f \left(\frac{d\mathbf{i}_{c(abc)}}{dt} \right) + \mathbf{v}_{PCC(abc)} \quad (1)$$

$$\mathbf{v}_{(abc)}(k) = \frac{L_f}{T_s} [\mathbf{i}_{cp(abc),ref}(k+1) - \mathbf{i}_{c(abc)}(k)] + \mathbf{v}_{PCC(abc)}(k) \quad (2)$$

The concept of the reference currents prediction is shown in Fig. 3. From this figure, the three-phase reference current at time instants $t(k)$ and $t(k+1)$ is denoted by $\mathbf{i}_{c(abc),ref}(k)$ and $\mathbf{i}_{c(abc),ref}(k+1)$, respectively. The predicted three-phase reference currents ($\mathbf{i}_{cp(abc),ref}(k+1)$) for the next sampling period can be calculated by using equation (3). The predicted currents ($\mathbf{i}_{cp(abc),ref}(k+1)$) are equal to the reference currents ($\mathbf{i}_{c(abc),ref}(k+1)$) at time instant $t(k+1)$. The a_0 and a_1 are the coefficients of the first-order in Lagrange equation ($a_0 = 2, a_1 = -1$). The Lagrange equation is used to approximate the reference currents one sampling instant ahead by using known values from a few previous sampling instant. The output voltages of SAPF are assumed to be constant during one sampling time.

Figure 3: The concept of predictive current control

$$\mathbf{i}_{cp(abc),ref}(k+1) = a_0 \mathbf{i}_{c(abc),ref}(k) + a_1 \mathbf{i}_{c(abc),ref}(k-1) \quad (3)$$

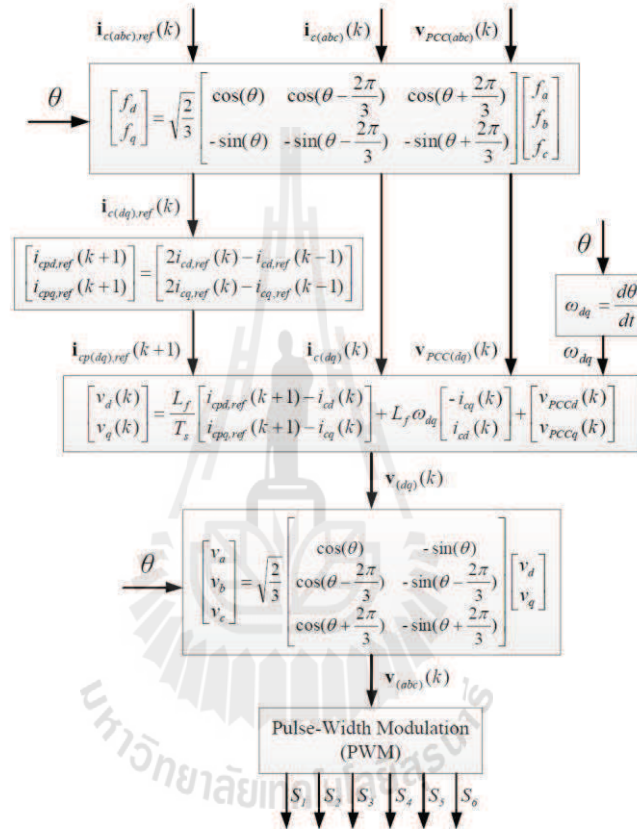
The equation (1)-(3) are used for three-phase values. In the paper, the predictive current control is applied on dq-axis. Therefore, the equations to calculate the output voltages of SAPF and the predicted reference currents on dq-axis are shown in equation (4) and (5), respectively. The Park's transformation is used to transform the three-phase quantities to dq-axis quantities. The overall procedure to calculate the output voltages of SAPF using predictive current control is depicted in Fig.

4. The output voltages of SAPF are used to generate the six-pulse of IGBTs ($S_1 - S_6$) via the PWM technique.

$$\mathbf{v}_{(dq)}(k) = \frac{L_f}{T_s} [\mathbf{i}_{cp(dq),ref}(k+1) - \mathbf{i}_{c(dq)}(k)] + L_f \omega_{dq} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{c(dq)}(k) + \mathbf{v}_{PCC(dq)}(k) \quad (4)$$

$$\mathbf{i}_{cp(dq),ref}(k+1) = a_0 \mathbf{i}_{c(dq),ref}(k) + a_1 \mathbf{i}_{c(dq),ref}(k-1) \quad (5)$$

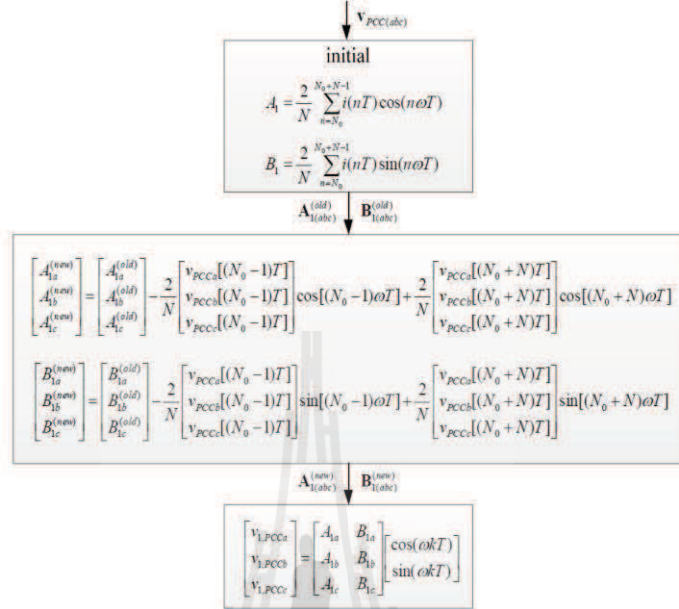
Figure 4: The overall procedure of the predictive current control for SAPF



3. Harmonic Identification with Distorted Voltage

The instantaneous power theory (PQ) is used to calculate the three-phase reference currents ($i_{ca,ref}$, $i_{cb,ref}$, $i_{cc,ref}$) for SAPF since 1983 by Akagi [7]. In the paper, the PQ algorithm is applied to identify the harmonic currents in the system with distorted voltage at PCC point. The sliding window Fourier analysis (SWFA) [12] is used to calculate the fundamental three-phase voltage at PCC point in real time. There are seven steps to calculate the reference currents using the PQ harmonic identification as follows:

Step 1: Calculate the fundamental three-phase voltage at PCC point ($v_{1,PCCa}$, $v_{1,PCCb}$, $v_{1,PCCc}$) using the SWFA technique as shown in Fig. 5.

Figure 5: The flowchart to calculate the fundamental three-phase voltage using SWFA

Step 2: Transform the three-phase voltages at PCC point to $\alpha\beta$ frame ($v_{1,PCC\alpha}, v_{1,PCC\beta}$) by:

$$\begin{bmatrix} v_{1,PCC\alpha} \\ v_{1,PCC\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1,PCCa} \\ v_{1,PCCb} \\ v_{1,PCCc} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Step 3: Transform the three-phase load currents (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) to $\alpha\beta$ frame ($i_{L\alpha}, i_{L\beta}$) by:

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Step 4: Calculate the instantaneous active power (p_L) and reactive power (q_L) using the voltages and currents on $\alpha\beta$ frame by:

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1,PCC\alpha} & v_{1,PCC\beta} \\ -v_{1,PCC\beta} & v_{1,PCC\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (8)$$

The p_L and q_L from equation (8) consist of two terms, the fundamental and harmonic terms as given by:

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p}_L + \tilde{p}_L \\ \bar{q}_L + \tilde{q}_L \end{bmatrix} \quad (9)$$

when $\bar{p}_L$, $\bar{q}_L$ and $\tilde{p}_L$, $\tilde{q}_L$ are the dc component (fundamental component) and ac component (harmonic component) of the instantaneous power, respectively.

Step 5: From **Step 4**, it is shown that the instantaneous active power consists of two terms. For this step, the high-pass filter (HPF) is used to separate the harmonic component ($\tilde{p}_L$)

from the instantaneous active power (p_L). In the paper, the cut-off frequency of HPF is equal to 100 Hz.

Step 6: Calculate the reference currents on $\alpha\beta$ frame ($i_{ca,ref}, i_{cb,ref}$) by:

$$\begin{bmatrix} i_{ca,ref} \\ i_{cb,ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1,PCC\alpha} & v_{1,PCC\beta} \\ -v_{1,PCC\beta} & v_{1,PCC\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_L^* \\ q_L^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

In equation (10), p_L^* and q_L^* are equal to $\tilde{p}_c$ ($\tilde{p}_c = \tilde{p}_L - p_{dc}$) and q_L , respectively for both harmonic elimination and reactive power compensation.

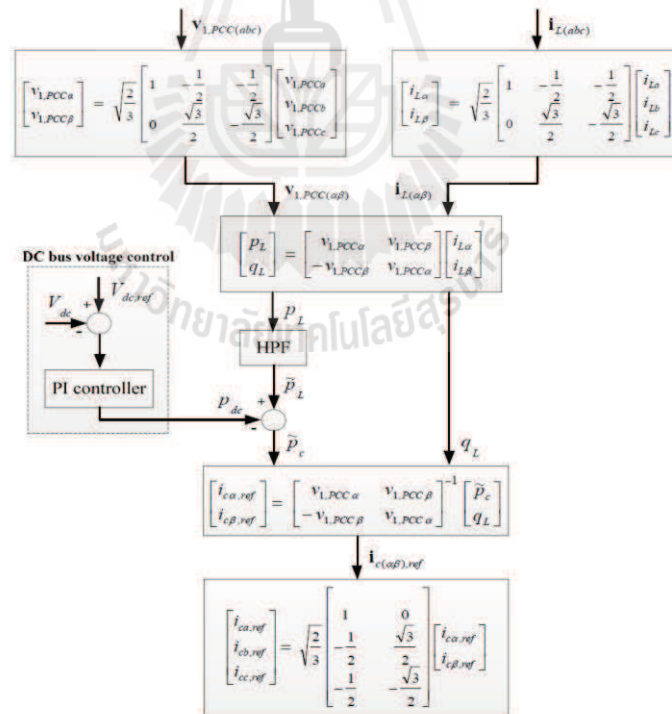
Step 7: Calculate the three-phase reference currents ($i_{ca,ref}, i_{cb,ref}, i_{cc,ref}$) for SAPF by:

$$\begin{bmatrix} i_{ca,ref} \\ i_{cb,ref} \\ i_{cc,ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca,ref} \\ i_{cb,ref} \end{bmatrix} \quad (11)$$

The PQ harmonic identification algorithm can be summarized by the block diagram as shown in Fig. 6.

For the conventional PQ algorithm, the fundamental voltage calculation at PCC point in *step 1* by SWFA method is not computed. For the PCC distorted voltage system, the calculation in *step 1* is necessary. The simulation results of harmonic current elimination and power factor improvement using the conventional PQ algorithm without SWFA and enhanced PQ algorithm with SWFA are described in the next section.

Figure 6: The block diagram of PQ harmonic identification algorithm



4. Simulation Results and Discussions

The PQ harmonic identification with SWFA technique described in previous section is applied to calculate the reference currents for SAPF as shown in Fig. 1. In Fig. 1, the voltage source inverter with six IGBTs acts as the SAPF to inject the compensating currents into the system. The inductance (L_f) and capacitance (C_{dc}) of SAPF are equal to 0.039 H and 250 μ F, respectively. The source (L_s) and load (L_L) inductances are equal to 10 μ H and 10 mH, respectively. The PI controller ($K_p = 3$, $K_i = 24$) is used to control the DC bus voltage to keep the constant value ($V_{dc,ref} = 750$ V). The predictive current control on dq-axis reviewed in Section 3 is used to control the compensating current injection. The phase angle of the system is detected by phase lock loop (PLL). The simulation results of the system in Fig. 1 are addressed in Table 1. There are four cases with different $\%THD_{v,av}$ values to study the effect of the voltage distortion to harmonic elimination performance. The $\%THD_{i,av}$ can be calculated by equation (12). The $\%THD_{i,av}$ of the source current before compensation is equal to 25%. This value is extremely greater than the IEEE Std. 519-1992. From Table 1, the $\%THD_{v,av}$ of the voltage at PCC point is set to 2.83%, 5%, 7.07% and 11.31% for case I-IV, respectively. The harmonic mitigation results of all cases with SWFA technique are better than the results without SWFA technique. From Table 1, it can be seen that the results after compensation in case of the system without SWFA are poor especially the high distorted voltage. In case IV without SWFA, the waveform of phase a source current (i_{sa}) after compensation is depicted in Fig. 7. This waveform is highly distortion and $\%THD_{i,av}$ is equal to 10.78%. The results in case IV with SWFA are shown in Fig. 8. From Fig. 8, the waveform of phase a source current (i_{sa}) is nearly sinusoidal after compensation. The $\%THD_{i,av}$ after compensation is equal to 1.45%. This value can be satisfied under IEEE Std.519-1992. From Fig. 7 and 8, the predictive current controller can control the compensating currents on dq-axis (i_{cd} , i_{cq}) to track the reference currents ($i_{cd,ref}$, $i_{cq,ref}$). In addition, the PI controller can keep the constant DC bus voltage value to 750 V. Moreover, the power factor can be improved after compensation because the authors set $q_L^* = q_L$ for a reactive power compensation.

$$\%THD_{i,av} = \sqrt{\frac{\sum_{k=a,b,c} \%THD_{i,k}^2}{3}} \quad (12)$$

Table 1: The simulation results

Case	$\%THD_{v,av}$	Before compensation		Filter (SWFA)	After compensation	
		$\%THD_{i,av}$	pf		$\%THD_{i,av}$	pf
Case I	2.83	25	0.95	without SWFA	2.58	1
				with SWFA	1.27	1
Case II	5		0.94	without SWFA	4.54	1
				with SWFA	1.28	1
Case III	7.07		0.94	without SWFA	6.54	0.99
				with SWFA	1.38	1
Case IV	11.31		0.94	without SWFA	10.78	0.98
				with SWFA	1.45	0.99

In three-phase balanced system, the voltages at PCC point can be described by equation (13)-(15). The harmonic orders of three-phase voltages in positive and negative sequences are denoted by $+m$ and $-m$, respectively.

$$v_{PCCa}(t) = \sqrt{2}V_{+m} \sin(m\omega t + \varphi_{v,+m}) + \sqrt{2}V_{-m} \sin(m\omega t + \varphi_{v,-m}) \quad (13)$$

$$v_{PCCb}(t) = \sqrt{2}V_{+m} \sin(m\omega t + \varphi_{v,+m} - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}V_{-m} \sin(m\omega t + \varphi_{v,-m} + \frac{2\pi}{3}) \quad (14)$$

$$v_{PCCc}(t) = \sqrt{2}V_{+m} \sin(m\omega t + \varphi_{v,+m} + \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}V_{-m} \sin(m\omega t + \varphi_{v,-m} - \frac{2\pi}{3}) \quad (15)$$

Figure 7: The simulation results for case IV without SWFA technique

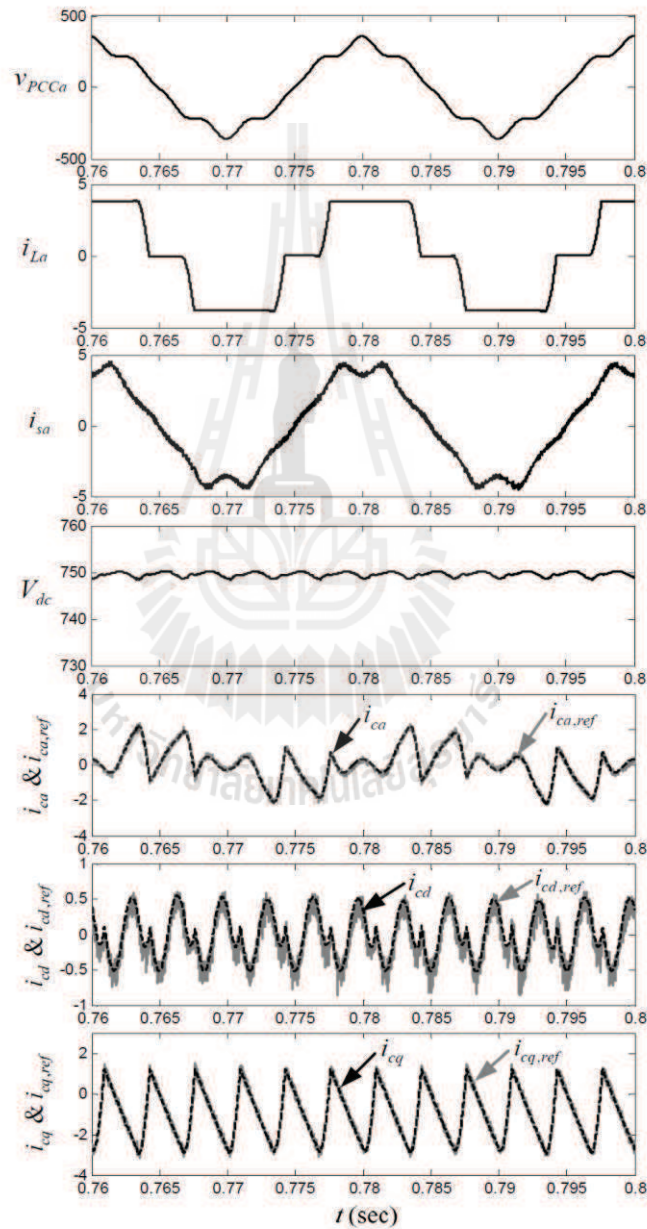
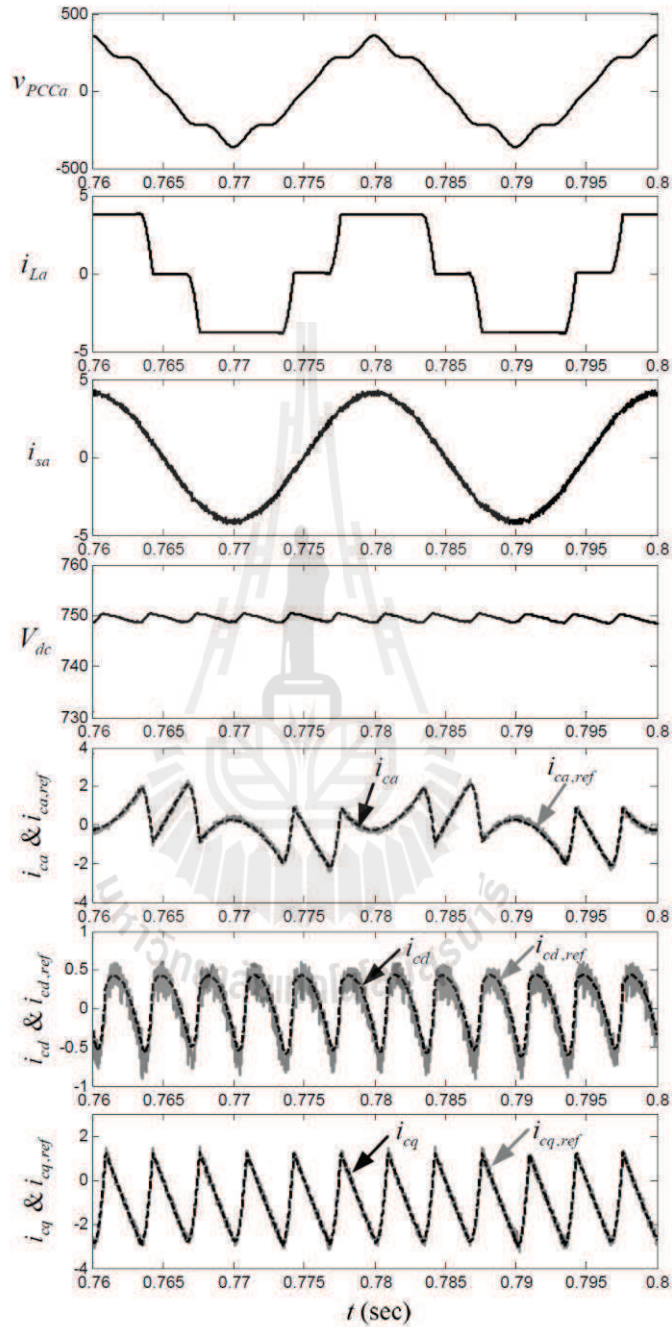


Figure 8: The simulation results for case IV with SWFA technique

The three-phase load currents are shown in equation (16)-(18). The harmonic orders of load currents in positive and negative sequences are denoted by $+n$ and $-n$, respectively.

$$i_{La}(t) = \sqrt{2}I_{+n} \sin(n\omega t + \varphi_{i,+n}) + \sqrt{2}I_{-n} \sin(n\omega t + \varphi_{i,-n}) \quad (16)$$

$$i_{Lb}(t) = \sqrt{2}I_{+n} \sin(n\omega t + \varphi_{i,+n} - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}I_{-n} \sin(n\omega t + \varphi_{i,-n} + \frac{2\pi}{3}) \quad (17)$$

$$i_{Lc}(t) = \sqrt{2}I_{+n} \sin(n\omega t + \varphi_{i,+n} + \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}I_{-n} \sin(n\omega t + \varphi_{i,-n} - \frac{2\pi}{3}) \quad (18)$$

The dc and ac components of active power can be calculated by (19) and (20), respectively.

$$\bar{p}_L = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+n}I_{+n} \cos(\varphi_{v,+n} - \varphi_{i,+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-n}I_{-n} \cos(\varphi_{v,-n} - \varphi_{i,-n}) \quad (19)$$

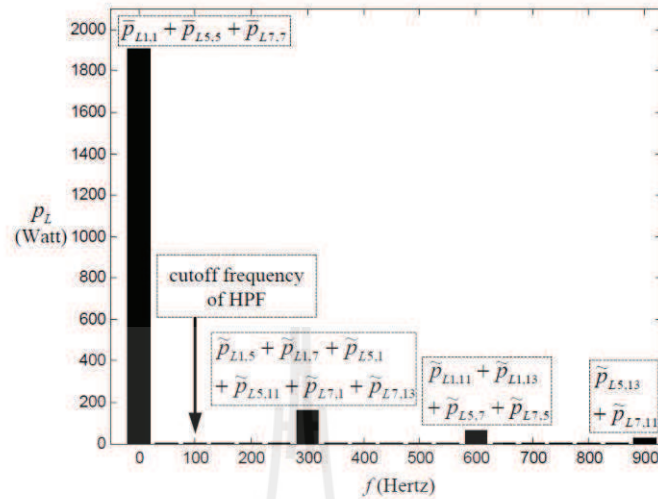
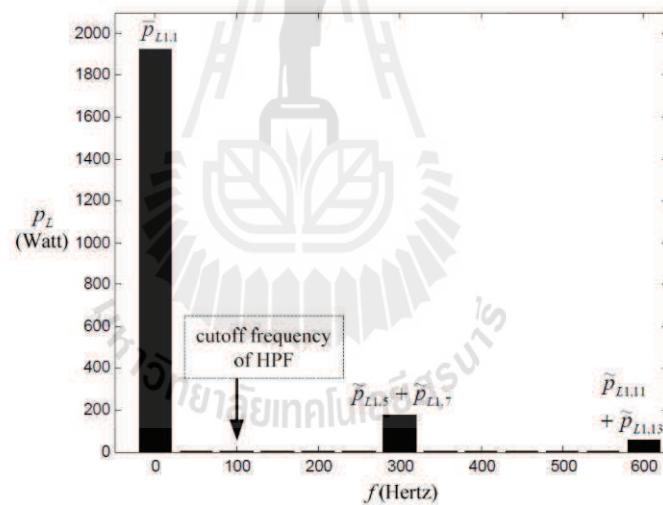
$$\begin{aligned} \tilde{p}_L = & \left\{ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m}I_{+n} \cos((m-n)\omega t + \varphi_{v,+m} - \varphi_{i,+n}) \right] + \right. \\ & + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m}I_{-n} \cos((m-n)\omega t + \varphi_{v,-m} - \varphi_{i,-n}) \right] + \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{+m}I_{-n} \cos((m+n)\omega t + \varphi_{v,+m} + \varphi_{i,-n}) \right] + \\ & \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-m}I_{+n} \cos((m+n)\omega t + \varphi_{v,-m} + \varphi_{i,+n}) \right] \right\} \quad (20) \end{aligned}$$

From equation (14), the dc component of active power can be computed from the harmonic current and harmonic voltage in the same order ($m = n$). On the other hand, the ac component of active power can be calculated from the different order ($m \neq n$). The active power calculated from the harmonic current and harmonic voltage order n ($\bar{p}_{Ln,n}$) is shown in equation (21). The active power calculated from harmonic current order n and harmonic voltage order m ($\tilde{p}_{Lm,n}$) is shown in equation (22).

$$\bar{p}_{Ln,n} = 3V_{+n}I_{+n} \cos(\varphi_{v,+n} - \varphi_{i,+n}) + 3V_{-n}I_{-n} \cos(\varphi_{v,-n} - \varphi_{i,-n}) \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \tilde{p}_{Lm,n} = & \left[3V_{+m}I_{+n} \cos((m-n)\omega t + \varphi_{v,+m} - \varphi_{i,+n}) + \right. \\ & + 3V_{-m}I_{-n} \cos((m-n)\omega t + \varphi_{v,-m} - \varphi_{i,-n}) - \\ & - 3V_{+m}I_{-n} \cos((m+n)\omega t + \varphi_{v,+m} + \varphi_{i,-n}) - \\ & \left. - 3V_{-m}I_{+n} \cos((m+n)\omega t + \varphi_{v,-m} + \varphi_{i,+n}) \right] \quad (22) \end{aligned}$$

In case IV, the harmonic voltage orders 5 and 7 are added by the authors. The waveform of the voltage in phase a is depicted in Fig. 7 and 8. This waveform is highly distorted and $\%THD_{v,av}$ is equal to 11.31%. Moreover, the authors set the harmonic current orders to 5, 7, 11 and 13. The $\%THD_{i,av}$ of these currents is equal to 25%. The spectrum of active power calculated from equation (8) in Section 3 in case of the system without SWFA is shown in Fig. 9. From this figure, $\bar{p}_{L5,5}$ and $\bar{p}_{L7,7}$ are appeared in the dc component because of the distorted voltage in orders 5 and 7. Therefore, $\tilde{p}_L$ drawn by HPF in Fig. 6 is not accurate because $\bar{p}_{L5,5}$ and $\bar{p}_{L7,7}$ are not included in $\tilde{p}_L$. On the other hand, the spectrum of active power using PQ algorithm with SWFA technique to calculate the fundamental voltage is shown in Fig. 10. From this figure, the harmonic component is not occurred in dc component. Therefore, $\tilde{p}_L$ in this case is very accurate. From this discussion, the PQ harmonic identification using the SWFA in *step 1* can provide the best result in term of $\%THD_{i,av}$ after compensation as shown in Table 1.

Figure 9: The spectrum of active power (without SWFA)**Figure 10:** The spectrum of active power (with SWFA)

5. Conclusion

The instantaneous power theory or PQ algorithm for harmonic identification with distorted voltage system is proposed in the paper. The sliding window Fourier analysis or SWFA technique is used to calculate the fundamental voltage in the PQ process. The PQ algorithm with SWFA can provide the good results in term of $\%THD_{low}$ compared with the PQ algorithm without SWFA. The predictive current controller can control the compensating currents to track the reference currents on dq-axis. Moreover, the PI controller can regulate the DC bus voltage. The results from the simulation show that the PQ harmonic identification with SWFA technique can identify the accurate reference currents of SAPF. In addition, the system after compensation has unity power factor at PCC point.

Acknowledgments

Research is supported from Office of the National Research Council of Thailand and Suranaree University of Technology are greatly acknowledged.

References

- [1] 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.
- [2] Indrajit P. and Paul J.S., 1989. "Effect of Harmonic on Power Measurement", *IEEE Petroleum and Chemical Industry Conference*, pp. 129-132.
- [3] Elham B.M., Clarence L.W., and Adly A.G., 1992. "A Harmonic Analysis of the Induction Watthour Meter's Registration Error", *IEEE Transaction on Power Delivery*, 7(3): 1080-1088.
- [4] Wagner, V. E., 1993. "Effects of Harmonics on Equipment", *IEEE Transactions on Power Delivery*, 8(2): 672-680.
- [5] Ho J.M., Liu C.C., 2001. "The Effects of Harmonics on Differential Relay for a Transformer", *IEEE International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED)*, vol. 2.
- [6] Thomas, T. Haddad, K. Joos, G. and Jaafari, A., 1998. "Design and Performance of Active Power Filters", *IEEE Industry Applications Magazine*.
- [7] Akagi, Hirofumi; Kanazawa, Yoshihira; Nabae, Akira, 1984. "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-20, No. 3.
- [8] Herrera, R.S.; Salmeron, 2009. "Present point of view about the instantaneous reactive power theory", *Power Electronics, IET*.
- [9] Mendalek, N. Al-Haddad, K. Fnaiech, F. Dessaint, L.A., 2002. "A Non-linear Optimal Predictive Control of a Shunt Active Power Filter", *Industry Applications Conference*.
- [10] A. M. Massoud, S. J. Finney, B. W. Williams, 2004. "Predictive Current Control of a Shunt Active Power Filter", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*.
- [11] M. Odavic V. Biagini P. Zanchetta M. Summer M. Degano, 2011. "One-sample-period-ahead predictive current control for high-performance active shunt power filters", *Power Electronics, IET*, Vol. 4, Iss. 4, pp. 414-423.
- [12] M. El-Habrouk and M. K. Darwish, 2001. "Design and implementation of a modified Fourier analysis harmonic current computation technique for power active filter using DSPs," *Proc. Inst. Elect. Eng., Elect. Power Appl.*, vol. 148, no. 1, pp. 21-28.

ประวัติผู้เขียน

นายสุขสันต์ ดิยารัฐกุล เกิดเมื่อวันที่ 20 เมษายน พ.ศ. 2532 เริ่มศึกษาระดับชั้น ประถมศึกษาจากโรงเรียนบ้านหมากแข้ง ชั้นมัธยมศึกษาจากโรงเรียนอุดรพิทยานุกูล จังหวัดอุดรธานี และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) เกียรตินิยมอันดับหนึ่งเหรียญทอง จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปีการศึกษา พ.ศ. 2553 โดยหลังจากสำเร็จการศึกษาได้รับใบอนุญาตเป็นผู้ประกอบวิชาชีพวิศวกรรมควบคุม ระดับภาคีวิศวกร สาขาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง และในปีเดียวกันได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยขณะศึกษาได้ทำหน้าที่เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ในรายวิชาปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้า 1 และปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์วิศวกรรม ในระหว่างการทำวิทยานิพนธ์ผู้วิจัยมีความสนใจในงานด้าน อิเล็กทรอนิกส์กำลัง การกำจัดฮาร์มอนิก วงจรกรองกำลังแอกทีฟ ระบบควบคุม และการประยุกต์ทางด้านปัญญาประดิษฐ์ โดยเฉพาะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ผลงานที่โดดเด่นในงานวิทยานิพนธ์ ได้แก่ การพัฒนาการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการใหม่ การพัฒนาการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ การแก้ไขปัญหาการคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่มีการใช้ทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งสำหรับระบบแรงดันผันแปร