



รายงานการวิจัย

การออกแบบตัวควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ  
ด้วยเทคนิคทางปัญญาประดิษฐ์

(The Design of Compensating Current Controller for Active  
Power Filter Using the Artificial Intelligence Techniques)

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจาก  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว



## รายงานการวิจัย

การออกแบบตัวควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ  
ด้วยเทคนิคทางปัญญาประดิษฐ์

(The Design of Compensating Current Controller for Active  
Power Filter Using the Artificial Intelligence Techniques)

คณะผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. กองพล อารีรักษ์

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2555

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

กรกฎาคม 2557

## บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟด้วยเทคนิคทางปัญญาประดิษฐ์ โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อกำจัดฮาร์มอนิกและชดเชยค่าตัวประกอบกำลังให้กับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธีการดั้งเดิมสองวิธี ได้แก่ วิธีการอั้งอิงซิงโครนัส และวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง จากนั้นพัฒนาสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธีการดั้งเดิม จนกระทั่งได้วิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธีดีคิวเอฟและพีคิวเอฟ ตามลำดับ ซึ่งการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ได้รับการพัฒนาทั้งสองวิธีจะถูกนำมาใช้งานร่วมกับระบบควบคุมการทำงานของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ โครงสร้างของระบบควบคุมการทำงานของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ประกอบด้วย ระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง โครงสร้างของระบบควบคุมทั้งสองส่วนได้รับการออกแบบโดยฟังก์ชันแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิว ระบบควบคุมกระแสชดเชยถูกนำมาใช้งานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์พิคดับเบิลยูเอ็ม เพื่อทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์ควบคุมการทำงานของสวิตช์ไอจีบีทีของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ นอกจากนี้ในงานวิจัยได้ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ และตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ในการควบคุมกระแสชดเชย และในงานวิจัยมุ่งเน้นที่การพัฒนาระบบควบคุมกระแสชดเชย ด้วยเหตุนี้จึงได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะของตัวควบคุมแบบพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ด้วยเทคนิคทางปัญญาประดิษฐ์ โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อทำให้ค่า  $\%THD_{av}$  ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยมีค่าน้อยที่สุด ซึ่งพิจารณาค่า  $\%THD_{av}$  อ้างอิงตามกรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519 - 1992 และเพื่อชดเชยค่าตัวประกอบกำลังให้กับระบบ นอกจากนี้งานวิจัยได้นำเสนอการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ที่ใช้งานร่วมกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟและพีคิวเอฟ การจำลองสถานการณ์ในงานวิจัยใช้ชุดบล็อก Simulink บนโปรแกรม MATLAB

## Abstract

This research proposes the design method of the compensating current controllers for active power filter using the artificial intelligence technique. The harmonic elimination and power factor correction of the balanced three-phase system are the aim of the research. The conventional synchronous reference frame (SRF) and the instantaneous power theory (PQ) methods are presented. The performance improvement of these methods is also proposed in the research. The DQF and PQF methods are the new harmonic detections using in the research. The designs of the compensating current and the DC bus voltage controllers use the mathematical model of active power filter on dq-axis. Moreover, the PWM technique is applied to generate the switching pulses for IGBTs of active power filter. The PI controller and the predictive controller are used to control the compensating current of active power filter. Thus, the performance improvements using the artificial intelligence technique of these controllers are shown in this research. The aim of the current controller improvement is the minimum  $\%THD_{av}$  of the source current and the unity power factor after compensation. The calculation of  $\%THD$  are followed the IEEE Std. 519-1992. In addition, the PI controllers cooperated with the DQF and PQF are used for the DC bus voltage control in the research. The Simulink of the MATLAB program is used for the system simulations.

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัย เรื่อง การออกแบบตัวควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ด้วยเทคนิคทางปัญญาประดิษฐ์ สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ทั้งนี้ต้องขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิจัยนี้ นอกจากนี้ผู้วิจัยต้องขอขอบคุณนายสุขสันต์ ดิยารัชกุล และนายพลสิทธิ์ สานติประพันธ์ ที่เป็นผู้ช่วยวิจัย และดำเนินการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกตามวิธีการในงานวิจัย ด้วยความทุ่มเท และการเอาใจใส่อย่างยิ่ง

กองพล อารีรักษ์

กรกฎาคม 2557



# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย) .....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ) .....	ข
กิตติกรรมประกาศ .....	ค
สารบัญ .....	ง
สารบัญตาราง .....	ช
สารบัญรูป .....	ฉ
<b>บทที่</b>	
<b>1 บทนำ.....</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น .....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย .....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ .....	4
1.6 การจัดรูปเล่มรายงานวิจัย.....	4
<b>2 ปรัชญาบรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....</b>	<b>6</b>
2.1 บทนำ .....	6
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน .....	6
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรองกำลังแอกทีฟ.....	8
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับ วงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน .....	11
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน .....	14
2.6 สรุป.....	15

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

<b>3</b>	<b>การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ.....</b>	<b>18</b>
3.1	บทนำ.....	18
3.2	การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนตีคิว.....	18
3.2.1	ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนตีคิว.....	19
3.2.2	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการบ่งชี้เชิงโครนัส .....	23
3.2.3	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีตีคิวเอฟ .....	24
3.3	การตรวจจับฮาร์มอนิกวิธีพีคิว.....	26
3.3.1	นิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ในวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง.....	27
3.3.2	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง .....	31
3.3.3	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีพีคิวเอฟ.....	33
3.4	การจำลองสถานการณ์สำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก .....	37
3.4.1	ผลการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนตีคิว .....	40
3.4.2	ผลการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนพีคิว.....	43
3.5	สรุป.....	55
<b>4</b>	<b>แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน .....</b>	<b>56</b>
4.1	บทนำ.....	56
4.2	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนสามเฟส .....	56
4.3	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนตีคิว .....	60
4.4	การตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องของแบบจำลอง .....	66
4.5	สรุป.....	72
<b>5</b>	<b>การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ</b>	
	<b>สำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....</b>	<b>73</b>
5.1	บทนำ.....	73
5.2	การออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....	74
5.3	การออกแบบโครงสร้างและตัวควบคุมสำหรับการควบคุมกระแสชดเชย	
	บนแกนตีคิว.....	77

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.4	การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกำลังแอกทีฟด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม .....	81
5.5	ทบทวนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว.....	83
5.6	การกำหนดขอบเขตการค้นหาของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว.....	87
5.7	การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว.....	88
5.7.1	วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวที่พิจารณาจากผลตอบสนองทางเวลา.....	89
5.7.2	การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวและผลการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ .....	92
5.8	การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟที่มีการเชื่อมโยงกับวิธีดีคิควอป.....	100
5.9	ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล.....	104
5.10	สรุป.....	111
<b>6</b>	<b>การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ.....</b>	<b>113</b>
6.1	บทนำ.....	113
6.2	หลักการพื้นฐานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย .....	114
6.3	ขั้นตอนการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิคว.....	117
6.4	การออกแบบพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิคว.....	119
6.5	การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิควด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว .....	122
6.5.1	การลดเวลาการคำนวณ โดยเพิ่มเงื่อนไขในวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว .....	123
6.5.2	การกำหนดขอบเขตในการค้นหาพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว .....	124



## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.5.3	การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว .....	125
6.5.4	ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล.....	130
6.6	การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนคิวิพร้อมทั้ง ออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟด้วยวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว .....	134
6.6.1	การกำหนดขอบเขตในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว .....	136
6.6.2	การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว .....	136
6.6.3	ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล.....	141
6.7	การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ที่มีการเชื่อมโยงกับวิธีพีคิวิเอฟ.....	146
6.8	สรุป.....	165
7	สรุป .....	166
	รายการอ้างอิง .....	170
	ภาคผนวก	
	ภาคผนวก ก. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ .....	175
	ประวัติผู้เขียน .....	177

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ..... 6
2.2	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ ..... 8
2.3	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ..... 11
2.4	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ ..... 14
3.1	การแปลงกระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟส กรณีไม่พิจารณาปริมาณฮาร์มอนิก ..... 20
3.2	การแปลงกระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟส กรณีพิจารณาปริมาณฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 ..... 20
3.3	ปริมาณฮาร์มอนิกที่ปรากฏบนแกนคิกิว ..... 21
3.4	ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟที่ใช้คำนวณกระแสอ้างอิง ..... 32
3.5	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักกรณีการเปรียบเทียบ สมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF และวิธี DQF ..... 42
3.6	การเปรียบเทียบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังระหว่างวิธี SRF และวิธี DQF .... 42
3.7	เปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังระหว่างวิธี PQ และวิธี PQF ..... 55
4.1	ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ ..... 69
5.1	ขนาดกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา ..... 75
5.2	ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น ..... 92
5.3	ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง ..... 93
5.4	ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น ..... 95
5.5	ผลการทดสอบค่าปรับลครศมี ..... 96
5.6	ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของตัวควบคุมแบบพีไอกรณีพิจารณา ผลตอบสนองทางเวลา ..... 99

## สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
5.7	ค่าพารามิเตอร์สำหรับทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิก..... 104
5.8	ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรองกำลังแอกทีฟ ของตัวควบคุมแบบพีไอ..... 106
5.9	ผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลัง..... 110
6.1	ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์สำหรับสมการของลากรานจ์อันดับต่าง ๆ ..... 116
6.2	เปรียบเทียบค่า %THD <sub>av</sub> จากการใช้สมการของลากรานจ์แต่ละอันดับ ..... 119
6.3	เปรียบเทียบค่า %THD <sub>av</sub> จากการสุ่มค่าคงที่การปรับลด ..... 121
6.4	เปรียบเทียบค่า %THD <sub>av</sub> หลังการชดเชย จากการสุ่มค่าแอมพลิจูด ของสัญญาณสามเหลี่ยม ..... 121
6.5	ผลการทดสอบเงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ด้วยวิธี ATS ..... 124
6.6	ผลการทดสอบขอบเขตการค้นหาค่าพารามิเตอร์ ..... 125
6.7	ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น ..... 126
6.8	ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง ..... 127
6.9	ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น ..... 127
6.10	ผลการทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดค่ารัศมี ..... 128
6.11	เปรียบเทียบผลการค้นหาระหว่างพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า และชุดใหม่ ..... 129
6.12	เปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์โมนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วย วงจรรองกำลังแอกทีฟ ..... 130
6.13	ผลการทดสอบขอบเขตการค้นหาค่าพารามิเตอร์ ..... 131
6.14	ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น ..... 137
6.15	ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง ..... 139
6.16	ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น ..... 139
6.17	ผลการทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดค่ารัศมี ..... 140
6.18	เปรียบเทียบผลการค้นหาระหว่างพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า และชุดใหม่ ..... 140
6.19	เปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์โมนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ด้วยวงจรรองกำลังแอกทีฟ..... 142

## สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
6.20 การเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ และค่า %THD <sub>av</sub> หลังการชดเชยในแต่ละกรณี .....	147
6.21 ผลการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ที่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง .....	153



## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ..... 2
2.1	ภาพรวมปริทัศน์วรรณกรรม ..... 17
3.1	แผนภาพการแปลงแกนของปาร์ค ..... 19
3.2	แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF..... 23
3.3	โครงสร้างการใช้งานวงจรกรองผ่านสูงและวงจรกรองผ่านต่ำ..... 24
3.4	แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF..... 24
3.5	แผนภาพการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ฟูริเยร์ ..... 26
3.6	แผนภาพการแปลงแกน และอินเวอร์สการแปลงแกนของคลาร์ก..... 29
3.7	ความหมายทางฟิสิกส์ของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่ง และกำลังไฟฟารีแอกทีฟขณะหนึ่ง..... 29
3.8	แผนภาพการคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี PQ ..... 33
3.9	แผนภาพการคำนวณกระแสอ้างอิงจากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF..... 36
3.10	แผนภาพการคำนวณกระแสอ้างอิงจากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี PQF ..... 37
3.11	ระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก..... 38
3.12	ผลการจำลองสถานการณ์กรณีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF..... 40
3.13	ผลการจำลองสถานการณ์กรณีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ..... 41
3.14	รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQ ในกรณีที่ 1 ..... 43
3.15	รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส $u$ ก่อนชดเชย..... 44
3.16	สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส $u$ ก่อนการชดเชย ..... 45
3.17	รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส $u$ หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณีที่ 1 ..... 45
3.18	สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส $u$ หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณีที่ 1 ..... 46
3.19	รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQ ในกรณีที่ 2 ..... 47
3.20	รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส $u$ หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณีที่ 2 ..... 48

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.21	สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส $u$ หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณีที่ 2 ..... 48
3.22	รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQF ในกรณีที่ 1 ..... 49
3.23	รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส $u$ หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณีที่ 1 ..... 50
3.24	สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส $u$ หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณีที่ 1 ..... 50
3.25	สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่โหลดในเฟส $u$ เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส ..... 51
3.26	สเปกตรัมกระแสชดเชยในเฟส $u$ หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 1 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส ..... 51
3.27	รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQF ในกรณีที่ 2 ..... 52
3.28	รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส $u$ หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณีที่ 2 ..... 53
3.29	สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส $u$ หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณีที่ 2 ..... 54
3.30	สเปกตรัมกระแสชดเชยในเฟส $u$ หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส ..... 54
4.1	โครงสร้างวงจรรอกำลังแอกทีฟที่เป็นอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน ..... 57
4.2	แผนภาพเฟสเซอร์ของระบบที่พิจารณา ..... 62
4.3	ระบบที่พิจารณาบนโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems ..... 67
4.4	โครงสร้างภายในบล็อก 6 pulses ..... 68
4.5	ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า $i_{cd}$ ..... 70
4.6	ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า $i_{cq}$ ..... 70
4.7	ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า $V_{dc}$ ..... 71
5.1	ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง ..... 75
5.2	ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ..... 76
5.3	แผนภาพโคอะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย ..... 80
5.4	โครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวด้วยเทคนิคพีดีบีลยูเอ็ม ..... 82

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5	ลักษณะการควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ..... 83
5.6	แนวคิดพื้นฐานของการค้นหาแบบตาบอด..... 84
5.7	การประเมินคำตอบเริ่มต้น ( $S_0$ ) ในพื้นที่การค้นหา ( $S$ )..... 84
5.8	คำตอบรอบข้างรอบ ๆ คำตอบเริ่มต้น ..... 85
5.9	การกำหนด best_neighbor ใหม่ ..... 85
5.10	การกำหนด $S_0$ ใหม่..... 85
5.11	กระบวนการค้นหาในรอบถัดไป..... 86
5.12	กระบวนการ back-tracking..... 86
5.13	กระบวนการค้นหาแบบตาบอดเชิงปรับตัว ..... 87
5.14	แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS แบบพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา ..... 89
5.15	ผลการตอบสนองทางเวลากรณีออกแบบตัวควบคุมโดยอาศัยแบบจำลอง ทางคณิตศาสตร์..... 91
5.16	การดูเข้าของค่า $w_{res}$ ด้วยวิธี ATS กรณีพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา..... 97
5.17	ผลการตอบสนองทางเวลากรณีออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี ATS ..... 98
5.18	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ..... 102
5.19	แผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ..... 103
5.20	ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน ..... 105
5.21	ผลการจำลองสถานการณ์ทั้งระบบบนแกนสามเฟส ..... 107
5.22	ผลการจำลองสถานการณ์ทั้งระบบบนแกนดีคิว..... 109
5.23	ความสัมพันธ์มุมเหลื่อมระหว่างสัญญาณ $v_{pcc,u}$ และ $i_{su}$ ..... 110
5.24	เปรียบเทียบผลการติดตามกระแสชดเชย..... 111
6.1	โครงสร้างการวิเคราะห์ระบบ ..... 115
6.2	หลักการของการควบคุมกระแสแบบทำนาย ..... 116

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.3 แผนภาพการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนคิวิร่วมกับเทคนิคการสวิตช์ด้วยวิธี PWM.....	118
6.4 ระบบที่ใช้จำลองสถานการณ์สำหรับค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ด้วยวิธี ATS.....	123
6.5 ผลการเปรียบเทียบค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ โดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่าและชุดใหม่ .....	129
6.6 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส.....	131
6.7 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส u.....	132
6.8 รูปสัญญาณกระแสชดเชยกับกระแสอ้างอิงในเฟส u แกนคิ และแกนคว.....	133
6.9 ระบบที่ใช้จำลองสถานการณ์สำหรับค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่พร้อมทั้งค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS .....	135
6.10 ผลการเปรียบเทียบค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ โดยใช้พารามิเตอร์ของ ATS ชุดเก่าและชุดใหม่ .....	140
6.11 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส.....	142
6.12 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส u.....	143
6.13 รูปสัญญาณกระแสชดเชยกับกระแสอ้างอิงในเฟส u แกนคิ และแกนควในกรณีที่ 3.....	144
6.14 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ.....	147
6.15 แผนภาพการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง.....	148
6.16 บล็อกไดอะแกรมสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ.....	149
6.17 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงที่มีการประมาณค่ารากที่สองของ $V_{dc}^2$ .....	150
6.18 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส.....	152
6.19 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส u.....	153
6.20 รูปสัญญาณความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง .....	154
6.21 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง.....	155
6.22 รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงในเฟส u สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง .....	156



## สารบัญรูป (ต่อ)

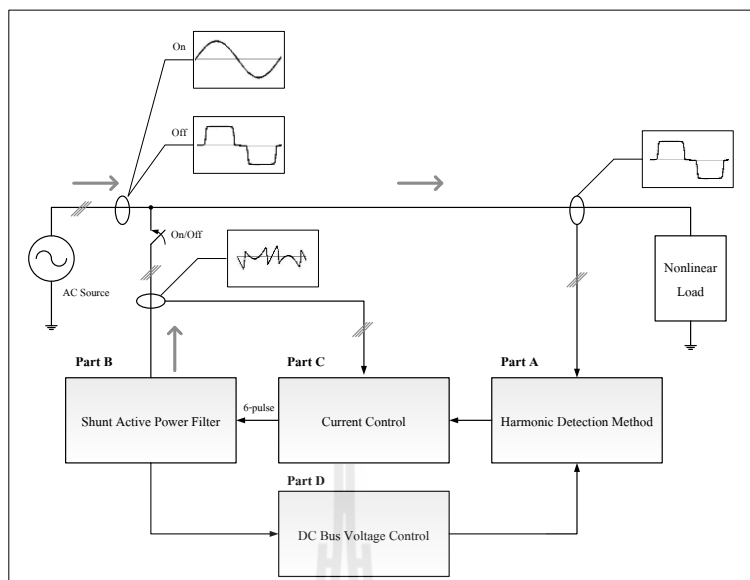
รูปที่	หน้า
6.23 รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรง .....	156
6.24 รูปสัญญาณความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ในช่วงแรกเริ่มสะสมพลังงาน .....	158
6.25 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าเอกทีฟกระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ในช่วงแรกเริ่มสะสมพลังงาน .....	158
6.26 รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงในเฟส u สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ในช่วงแรกเริ่มสะสมพลังงาน .....	159
6.27 รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรงในช่วงแรกเริ่มสะสมพลังงาน .....	159
6.28 รูปสัญญาณความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ในช่วงคายพลังงาน .....	160
6.29 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าเอกทีฟกระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ในช่วงคายพลังงาน .....	160
6.30 รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงในเฟส u สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ในช่วงคายพลังงาน .....	161
6.31 รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรงในช่วงคายพลังงาน.....	161
6.32 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง.....	162
6.33 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง.....	163
6.34 รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรงเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง.....	164

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันโรงงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่มีพฤติกรรมการใช้งานอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีลักษณะการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้น ได้แก่ เครื่องคอมพิวเตอร์ หลอดฟลูออเรสเซนต์ บัลลาสต์ อิเล็กทรอนิกส์ วงจรคอนเวอร์เตอร์ วงจรชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ อุปกรณ์ที่มีการทำงานประเภทอาร์ค หม้อแปลงไฟฟ้า และเครื่องจักรกลไฟฟ้า เป็นต้น โหลดไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกขึ้นกับระบบไฟฟ้า กระแสฮาร์มอนิกเหล่านี้ส่งผลกระทบต่อในหลายประการ เช่น ทำให้มิเตอร์วัดค่าไฟวัดค่าผิดพลาด (Indrajit and Paul, 1989) (Elham, Clarence, and Adly, 1992) อุปกรณ์ป้องกันทำงานผิดพลาด (Ho and Liu, 2001) เกิดกำลังงานสูญเสีย (Rice, 1986) และความร้อนต่ออุปกรณ์ขณะใช้งาน (Wagner, 1993) เป็นต้น จากเหตุผลข้างต้น การหาวิธีลดหรือกำจัดฮาร์มอนิกเหล่านี้ออกจากระบบ จึงเป็นประเด็นสำคัญสำหรับงานวิจัยในยุคปัจจุบัน วิธีการหนึ่งสำหรับการแก้ปัญหาดังกล่าว คือ การใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟ (Benchaita, Saadate, and nia, 1999) ทั้งนี้เนื่องจากวงจรดังกล่าวมีความยืดหยุ่นต่อการใช้งานเมื่อเทียบกับวงจรกรองกำลังพาสซีฟ (Peng, Akagi, and Nabae, 1990) ที่มีปัญหาการเกิดสภาวะเรโซแนนซ์ขึ้นกับระบบ ดังนั้น งานวิจัยนี้จึงมุ่งเน้นศึกษาเกี่ยวกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นสำคัญ จากการศึกษาในเบื้องต้น พบว่าสมรรถนะการทำงานที่ดีสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟขึ้นอยู่กับองค์ประกอบหลักที่สำคัญ 4 ส่วน ดังรูปที่ 1.1 ได้แก่ ส่วน A คือ กระบวนการตรวจจับฮาร์มอนิก ส่วน B คือ โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ส่วน C คือ กระบวนการควบคุมกระแสชดเชย และส่วน D คือ กระบวนการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง จากองค์ประกอบทั้งหมดในข้างต้น งานวิจัยนี้มุ่งเน้นศึกษาในส่วน C เนื่องจากส่วนดังกล่าวมีนัยสำคัญต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชย กระบวนการควบคุมกระแสชดเชยในงานวิจัยนี้พิจารณาบนแกนคิคว ซึ่งได้รับการออกแบบโครงสร้างและค่าพารามิเตอร์สำหรับระบบควบคุม โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เนื่องจาก งานวิจัยนี้มุ่งเน้นพัฒนาในส่วน C ดังนั้นวิธีทางปัญญาประดิษฐ์จึงเข้ามามีบทบาทในการออกแบบตัวควบคุมสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ถูกนำมาใช้งานกับตัวควบคุม 2 รูปแบบ ได้แก่ ตัวควบคุมแบบฟิวและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย



รูปที่ 1.1 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

การพัฒนาองค์ความรู้ในงานวิจัยนี้ใช้ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (%THD) ของกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเป็นดัชนีชี้วัดสมรรถนะ โดยมุ่งเน้นพัฒนาระบบการกำจัดฮาร์มอนิกเพื่อให้ค่า %THD ดังกล่าวมีค่าน้อยที่สุด และอยู่ภายใต้กรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 การจำลองสถานการณ์ในงานวิจัยใช้ชุดบล็อก Simulink บน โปรแกรม MATLAB

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.2.2 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการเกี่ยวกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการอั้งอิงซิง โครนัส และวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง เพื่อปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวิธีดังกล่าว ให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น

1.2.3 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการเกี่ยวกับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

1.2.4 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้ ดำเนินการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสำหรับควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และพัฒนาการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีขึ้นพร้อมทั้งออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

1.2.5 เพื่อศึกษาและออกแบบการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ

### 1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

- 1.3.1 ระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เป็นระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล
- 1.3.2 วงจรรอกกำลังแอกทีฟที่พิจารณาเป็นวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน
- 1.3.3 การจำลองสถานการณ์ฟังก์ชันโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems
- 1.3.4 โครงสร้างของวงจรรอกกำลังแอกทีฟเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน
- 1.3.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สร้างด้วยวิธีดิคว มุ่งเน้นเพื่อออกแบบโครงสร้างการควบคุม
- 1.3.6 โหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ
- 1.3.7 การวิเคราะห์และแก้ไขปัญหาฮาร์มอนิกมุ่งเน้นที่การปรับแก้กระแสฮาร์มอนิกเพียงอย่างเดียว
- 1.3.8 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ในงานวิจัยนี้อ้างอิงกรอบมาตรฐาน IEEE Std.519-1992

### 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

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

### 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 ได้องค์ความรู้ด้านการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล ด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน
- 1.5.2 ได้องค์ความรู้ด้านการพัฒนากระบวนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการบอดิงซิงโครนัส และวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น

1.5.3 ได้องค์ความรู้ด้านการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์วิธีดีคิว สำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

1.5.4 ได้องค์ความรู้ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอ การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย การออกแบบโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชย และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

1.5.5 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์

1.5.6 ได้บทความวิจัย เผยแพร่ระดับชาติ และนานาชาติ

## 1.6 การจัดรูปเล่มรายงานวิจัย

รายงานวิจัยนี้ประกอบด้วย 7 บท ซึ่งในแต่ละบทได้นำเสนอดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับของงานวิจัย รวมทั้งขอบเขตของงานวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเกี่ยวกับการกำจัดฮาร์มอนิก ด้วยวงจรรองกำลังแอกทีฟ

บทที่ 3 อธิบายความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคิว รวมถึงขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิก ด้วยวิธีกรอบอ้างอิงโรตารี และอธิบายนิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ในการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก ด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง รวมถึงขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง นอกจากนี้ได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวิธีการดังกล่าวอย่างละเอียด

บทที่ 4 นำเสนอการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟ การวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนสามเฟสใช้วิธีการของเคอร์ซอฟฟ์ และการวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวใช้หลักการแปลงของปาร์ค โดยมีการตรวจสอบ และยืนยันความถูกต้องของแบบจำลองดังกล่าว

บทที่ 5 นำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ในวงจรรองกำลังแอกทีฟ การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรดังกล่าว ซึ่งมีการออกแบบอยู่ด้วยกัน 2 ระบบ คือ ระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง โดยทั้งสองระบบควบคุมได้พึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟบนแกนดีคิว ในการออกแบบโครงสร้างและตัวควบคุมแบบพีไอ จากนั้นนำเสนอการทบทวนวิธีค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว อธิบายการกำหนดขอบเขตการค้นหาของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และนำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะการควบคุมการผิด

กระแสชดเชยของวงจรรองกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวที่พิจารณาจากผลตอบสนองทางเวลา เพื่อเปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิกกับวิธีการแบบดั้งเดิม นอกจากนี้นำเสนอการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ ด้วยตัวควบคุมแบบพีไอที่มีการเชื่อมโยงกับวิธีการอบอ้างอิงซิงโครนัส

บทที่ 6 นำเสนอการออกแบบระบบควบคุมการทำงานของวงจรรองกำลังแอกทีฟ อีกทั้งอธิบายหลักการพื้นฐานและการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวสำหรับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยให้กับวงจรรองกำลังแอกทีฟ โดยอธิบายรายละเอียดขั้นตอนและการออกแบบพารามิเตอร์สำหรับการควบคุมดังกล่าว รวมถึงนำเสนอการออกแบบระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว โดยแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ กรณีแรกออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และกรณีที่สองออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟ ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว โดยทั้ง 2 กรณี มีการเพิ่มเงื่อนไขเพื่อลดเวลาการคำนวณ การกำหนดขอบเขต และการทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว นอกจากนี้นำเสนอการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ ด้วยตัวควบคุมแบบพีไอที่มีการเชื่อมโยงกับวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง

บทที่ 7 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวก ก. แสดงรายการบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการทำวิจัย

## บทที่ 2

### ปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 บทนำ

องค์ความรู้จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้อง มีการสร้างและพัฒนาจากอดีตอย่างต่อเนื่องจนถึงปัจจุบัน ทั้งนี้เพื่อเป็นพื้นฐานของการทำวิจัย การนำเสนอปรัทัศน์วรรณกรรมสำรวงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในอดีตจึงเป็นจุดเริ่มต้นที่สำคัญ การสำรวงานในอดีตดังกล่าวสามารถแบ่งออกเป็น 4 ส่วนหลัก คือ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ การตรวจจับฮาร์มอนิกสำรวใช้งานร่วมกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ การควบคุมกระแสชดเชยสำรวใช้งานร่วมกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ การสำรวในข้างต้นผู้วิจัยได้นำเสนอ ปีที่ตีพิมพ์งานวิจัยตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน คณะผู้วิจัย รวมถึงอธิบายสาระสำคัญที่ได้ในแต่ละงานวิจัยไว้พอสังเขป นอกจากนี้ยังได้นำเสนอภาพรวมปรัทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง

#### 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ แสดงไว้ในตารางที่ 2.1 ดังนี้

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

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

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

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



## 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ

การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ในปัจจุบันมีหลายวิธีด้วยกัน ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดี และข้อเสียที่แตกต่างกัน หัวข้อนี้จึงได้นำเสนอผลการศึกษาศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิก ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ  
วงจรรอกกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1984	Akagi, H., Kanazawa, Y., and Nabae, A.	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกบนระบบสามเฟสสมดุลด้วยวิธีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (instantaneous reactive power theory) ซึ่งเรียกว่าวิธี PQ สำหรับการคำนวณกระแสอ้างอิงเพื่อชดเชยฮาร์มอนิกและกำลังรีแอกทีฟให้กับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ
1988	Takeda, Ikeda, Teramoto, and Aritsuka	นำเสนอขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี Synchronous Reference Frame (วิธี SRF) สำหรับใช้งานร่วมกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟสำหรับกำจัดกระแสฮาร์มอนิก
1994	O. M. Solomon	นำเสนอวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี discrete fourier transforms (วิธี DFT)
1999	B. Zhang	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ที่ใช้งานร่วมกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ เป็นการนำเสนอแนวคิดการเลือกความเร็วเชิงมุมบนแกนดีคิว ทำให้สามารถเลือกตรวจจับอันดับฮาร์มอนิกที่ต้องการพิจารณาได้ จึงมีความเหมาะสมในการนำวงจรรอกกำลังแอกทีฟมาใช้งานร่วมกับวงจรรอกกำลังพาสซีฟ
2000	M. Dolen and R.D. Lorenz	นำเสนอวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี Recursive Discrete Fourier Transforms (วิธี RDFT)

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ  
วงจรกรองกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2001	EI-Habrouk and Darwish	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี Sliding Window Fourier Analysis (วิธี SWFA) สำหรับการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่ปรับการคำนวณให้เร็วกว่าวิธี FFT ปกติ โดยทำการคำนวณเพียงองค์ประกอบมูลฐานของกระแส จากนั้นจึงนำไปหักลบกับค่ากระแสโหลดทั้งหมด เพื่อให้ได้ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย
2002	Chang, and Shee	นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกทั้งหมด 6 วิธี ได้แก่ วิธี Instantaneous Reactive Power Theory (วิธี PQ), วิธี Instantaneous Power Theory, วิธี Generalized Instantaneous Reactive Power Theory, วิธี SRF, วิธี Synchronous Detection (วิธี SD) และวิธี a-b-c Reference Frame การทดสอบวิธีการตรวจจับดังกล่าว จะทดสอบกับระบบในสถานะที่โหลดไม่สมดุล โดยทดสอบในกรณีที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสมดุลและไม่สมดุล ปรากฏว่า การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF, วิธี SD และวิธี a-b-c Reference Frame ให้ผลการทดสอบที่ดีกว่าวิธีอื่น
2003	Victor Cardenas, Luis Moran, Arturo Bahamondes and Juan Dixon	นำเสนอผลการเปรียบเทียบการตรวจจับฮาร์มอนิก 3 วิธี ได้แก่ วิธี PQ, วิธี SRF และ Peak Detection Method (วิธี PDM) เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณกระแสอ้างอิงให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยมีดัชนีชี้วัดสมรรถนะการตรวจจับ คือ ค่าตัวประกอบกำลัง ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิก ผลกระทบกรณีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าไม่สมดุล การตอบสนองกรณีโหลดมีการเปลี่ยนแปลง และเวลาประวิงกรณีใช้งานร่วมกับบอร์ด DSP ผลปรากฏว่า วิธี SRF มีสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดีกว่า วิธี PQ และ วิธี PDM

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ  
วงจรกรองกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2004	Donghua Chen, and Shaojun Xie	นำเสนอเปรียบเทียบสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ กับวิธี SRF โดยทำการเปรียบเทียบทั้งหมด 4 ประเด็น ประเด็นที่ 1 คือ ผลของความผิดเพี้ยนแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ประเด็นที่ 2 คือ ผลจากกรณีทดสอบกับโหลดไม่สมดุล ประเด็นที่ 3 คือ ความยากง่ายของกระบวนการคำนวณ และประเด็นที่ 4 คือ ผลจากการชดเชยกำลังรีแอกทีฟ ปรากฏว่า วิธี SRF ดีกว่าในประเด็นที่ 1 และ 2 ส่วนวิธี PQ ดีกว่าในประเด็นที่ 4 ส่วนประเด็นที่ 3 มีความใกล้เคียงกันทั้ง 2 วิธี
2007	S. Sujitjorn, K-L. Areerak and T.Kulworawanichpong	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคว (DQ axis with Fourier) หรือวิธี DQF สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสี่สายแบบไม่สมดุล มีการจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกกับอีก 2 วิธี คือ วิธี SRF และ วิธี SWFA ปรากฏว่า วิธี DQF มีสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกดีกว่าอีกสองวิธี และสามารถรักษาสภาพสมดุลภายหลังการชดเชยได้อย่างสมบูรณ์
2009	Abdelkhalek, O., and Benachaiba, C.	นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี SD โดยทำการทดสอบ 2 กรณี คือ กรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเป็นไซน์บริสุทธิ์ และกรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายไม่เป็นไซน์บริสุทธิ์ ปรากฏว่า กรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเป็นไซน์บริสุทธิ์ ทั้งสองวิธีให้ผลการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดีทั้งคู่ แต่กรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายไม่เป็นไซน์บริสุทธิ์ วิธี PQ ให้ผลการตรวจจับฮาร์มอนิกดีกว่าวิธี SD

## 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

การศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมในส่วนนี้ได้นำเสนอผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบระบบควบคุมกระแสชดเชย ดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1993	Kazmierkowski, M.P., and Dzieaniakowski, M.A.	นำเสนอผลการสำรวจวิธีการควบคุมกระแส ทั้งหมด 7 วิธี ได้แก่ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม วิธีพีไอ วิธีทำนาย (predictive) วิธีเดลตาวิธีอีสเตอริซิส วิธีเครือข่ายประสาทเทียม (neural network) และวิธีฟัซซีลอจิก (fuzzy logic)
1994	Juan W. Dixon, Sebastian Tepper M., and Luis Moran T.	นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ทั้งหมด 3 วิธี ได้แก่ วิธีเดลตา วิธีอีสเตอริซิส และวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม ทดสอบใน 3 กรณีด้วยกัน คือ ควบคุมสัญญาณรูปไซน์ ควบคุมสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม และควบคุมสัญญาณชดเชยฮาร์มอนิก ปรากฏว่า การควบคุมสัญญาณรูปไซน์ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม ให้ผลดีกว่าอีกสองวิธี ในส่วนการควบคุมสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม และควบคุมสัญญาณชดเชยฮาร์มอนิก วิธีอีสเตอริซิสให้ผลดีกว่า เนื่องจากมีความถี่การสวิตช์ที่สูง
1998	Simone Buso, Luigi Malesani, and Paolo Mattavelli	นำเสนอผลการทดสอบเปรียบเทียบวิธีการควบคุมกระแสชดเชย ทั้งหมด 3 วิธี ได้แก่ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม วิธีเดบิท และวิธีอีสเตอริซิส ซึ่งผลการทดสอบวิธีอีสเตอริซิสมีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยได้ดีกว่าอีกสองวิธี แต่ในเฉพาะย่านการทำงานที่ความถี่สวิตช์สูง

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1998	Marian P. Kazmierkowski, and Luigi Malesani	นำเสนอผลการสำรวจวิธีการควบคุมกระแส โดยแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม คือ กลุ่มการควบคุมกระแสแบบเชิงเส้น ประกอบด้วย วิธี stationary frame controller วิธี synchronous frame controller วิธี predictive deadbeat controller กลุ่มการควบคุมกระแสแบบไม่เป็นเชิงเส้น ประกอบด้วย วิธี hysteresis controller วิธี delta modulation วิธี online – optimized controller วิธีการควบคุมกระแสแบบเชิงเส้น และไม่เป็นเชิงเส้น ผลปรากฏว่า การควบคุมกระแสแบบเชิงเส้นมีความเหมาะสมกับการนำไปใช้สำหรับการควบคุมแบบดิจิทัล
2000	Nassar Mendalek and Kamal Al-Haddad	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ สำหรับควบคุมกระแสบนแกนดีคิว โดยได้ระบุจุดเด่นที่สำคัญ คือ การลู่ออกของกระแสชดเชยจริงตามกระแสอ้างอิง ทำได้อย่างรวดเร็ว และให้ผลภายหลังการชดเชยเป็นที่น่าพอใจ
2003	N. Mendalek, K. Al-Haddad, F. Fnaiech, and L.A. Dessaint	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ สำหรับควบคุมกระแสบนแกนดีคิว โดยทดสอบกับระบบกรณีโหลดไม่สมดุล
2006	L.R. Limongi, M.C. Cavalcanti, F.A.S. Neves, and G.M.S. Azevedo	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ 2 โครงสร้าง คือ โครงสร้างที่ควบคุมกระแสบนแกนดีคิว และโครงสร้างสำหรับควบคุมกระแสบนแกน $\alpha\beta$

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการผิดกระแสเงินสดสำหรับวงจรรอง  
กำลังแยกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2007	Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C., Cortes, P., Amman, U., and Rees, S.	นำเสนอการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการควบคุมกระแสระหว่างวิธีทำนายวิธีที่ดัดเบิ้ลยูเอ็มและวิธีฮีสเตอร์ซิส โดยการทดสอบควบคุมกระแสรูปไซน์ ปรากฏว่า วิธีทำนายมีประสิทธิภาพดีกว่าอีกสองวิธี เมื่อพิจารณาที่บริเวณเชื่อมต่อของรูปสัญญาณ ไซน์ในแต่ละคาบ
2009	Salem Rahmani, Abdelhamid Hamadi, Nassar Mendalek, and Kamal Al-Haddad	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรองกำลังแยกทีฟ สำหรับควบคุมกระแสบนแกนดิว ที่มีการใช้งานร่วมกับวงจรรองกำลังพาสซีฟ
2010	P. Prasomsak, K-L. Areerak, K-N. Areerak, and A. Srikaew	นำเสนอวิธีการควบคุมกระแส สำหรับวงจรรองกำลังแยกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีชชีลอจิก
2010	Salem Rahmani, Nassar Mendalek, and Kamal Al-Haddad	นำเสนอผลการทดลองการควบคุมการผิดกระแสเงินสดบนแกนดิว สำหรับวงจรรองกำลังแยกทีฟ บนบอร์ดการควบคุมแบบดิจิทัล
2011	Odavic, M., Biagini, V., Zanchetta, P., Sumner, M., and Degano, M.	นำเสนอการควบคุมกระแสเงินสดให้กับวงจรรองกำลังแยกทีฟบนระบบสามเฟส โดยเปรียบเทียบการควบคุมกระแส 2 วิธี คือ การควบคุมกระแสแบบทำนายและการควบคุมกระแสแบบเดบิต (deadbeat) ผลการทดลองปรากฏว่า การควบคุมกระแสแบบทำนายให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าและนำเสนอการคำนวณกระแสอ้างอิงในอนาคตด้วยสมการของลากรานจ์

## 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1997	Soares, Verdelho, and Marques	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ โดยพิจารณาควบคุมผลต่างระหว่างค่า $V_{dc}$ และ $V_{dc}^*$ รวมถึงการควบคุมดั่งกล่าวเชื่อมโยงเข้ากับขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF
1998	Bryant, Machmoum, and Chevrel	นำเสนอแนวทางการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง 2 วิธี ได้แก่ ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ และควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ RST
1999	Casadei, Grandi, Reggiani, and Rossi	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ โดยพิจารณา 2 กรณี คือ พิจารณาควบคุมผลต่างระหว่างค่า $V_{dc}$ และ $V_{dc}^*$ และกรณีพิจารณาควบคุมผลต่างค่าพลังงานสะสมในตัวเก็บประจุระหว่าง $E_c$ และ $E_c^*$
2000	Nassar Mendalek and Kamal Al-Haddad	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ที่มีการใช้งานเชื่อมโยงกับระบบควบคุมกระแสบนแกนดีคิว และมีการออกแบบด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ
2001	Cho, J-H., and Song, E-H.	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ และการนำตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้ออกแบบแล้ว เชื่อมต่อการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ

ตารางที่ 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับใช้งานร่วมกับ  
วงจรกรองกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2006	Mazari and Mekri	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง 2 วิธี ได้แก่ การควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ และการควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีซีลอจิก โดยทั้งสองวิธีพิจารณาควบคุมผลต่างของแรงดันบัลไฟตรงยกกำลังสอง
2006	L.R. Limongi, M.C. Cavalcanti, F.A.S. Neves, and G.M.S. Azevedo	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ที่มีการใช้งานเชื่อมโยงกับระบบควบคุมกระแสบนแกนดีคิว และบนแกนปริมาตรพีคิว โดยไม่มีการระบุการออกแบบตัวควบคุมแต่ประการใด
2009	ทศพรณรงค์ฤทธิ์	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ และการนำตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้ออกแบบแล้ว เชื่อมต่อการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ โดยจำลองสถานการณ์ทั้งระบบที่มีและไม่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

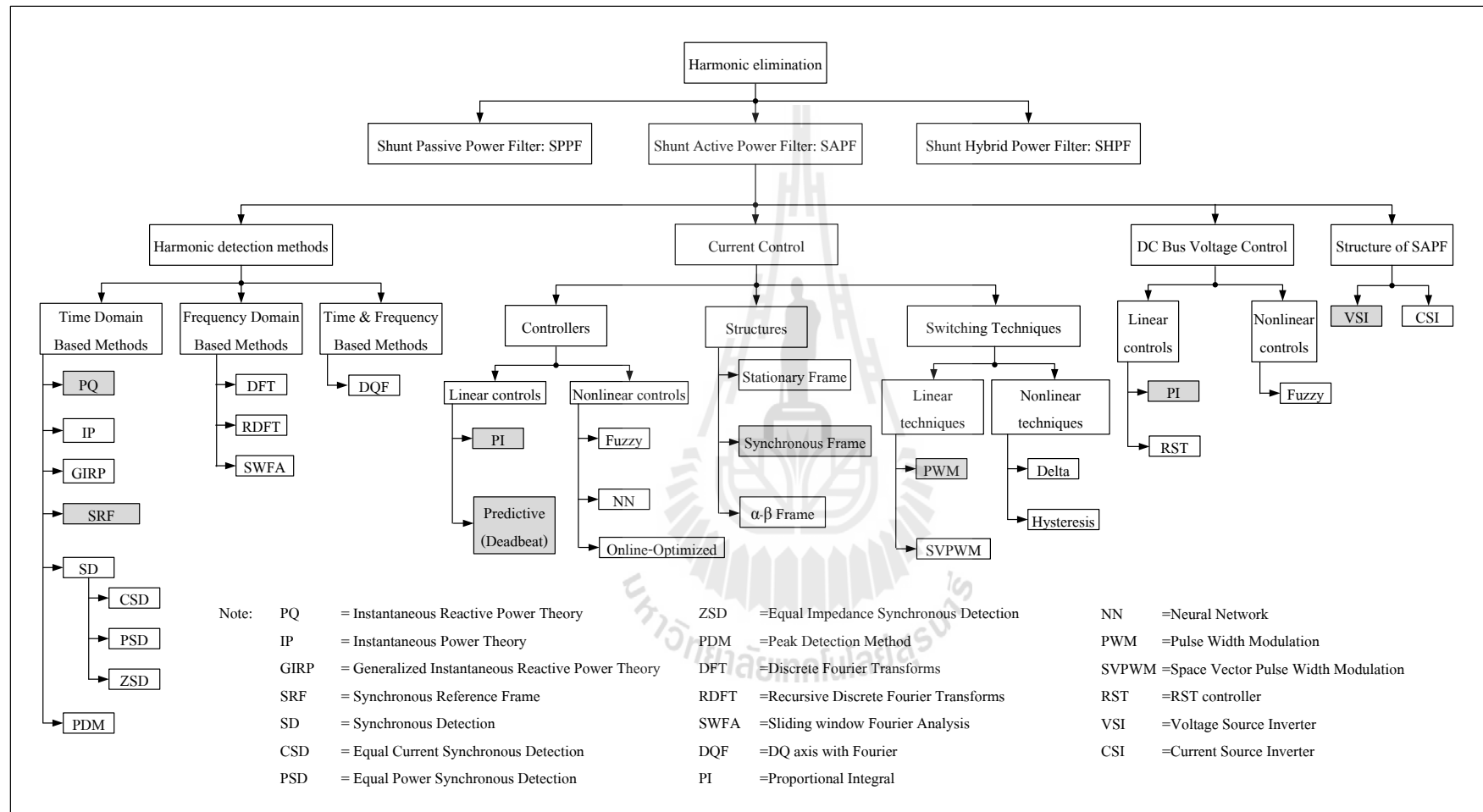
## 2.6 สรุป

จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมของงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทั้งระบบ สามารถสรุปเป็นแผนภาพได้ ดังรูปที่ 2.1 จากรูปดังกล่าวทำให้ผู้วิจัยได้แนวทางการพัฒนางานวิจัย ซึ่งแบ่งออกเป็น 4 ประเด็น ดังนี้ ประเด็นแรก คือ การเลือกใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสำหรับการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ เนื่องจากวงจรชนิดดังกล่าวมีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี ประเด็นที่สอง คือ การนำเสนอวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 2 วิธี ได้แก่ วิธีกรอบอ้างอิงซิงโครนัส หรือเรียกว่าวิธี SRF และวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง เรียกว่าวิธี PQ ทั้งนี้เนื่องจากวิธีการดังกล่าวมีสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดี และสามารถชดเชยค่าตัวประกอบกำลังได้ นอกจากนี้วิธี SRF และวิธี PQ ยังสามารถปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก เพื่อให้อัลกอริทึมการตรวจจับฮาร์มอนิกทั้งสองวิธี มีความเหมาะสมที่สุดสำหรับนำมาใช้งานร่วมกับระบบควบคุมการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ ประเด็นที่สาม คือ การพัฒนาตัวควบคุมแบบพีไอ และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายในส่วน of ระบบควบคุมกระแสชดเชย เนื่องจากตัวควบคุมทั้งสองมีจุดเด่นเกี่ยวกับการลด



ค่าความผิดพลาดในการติดตามระหว่างค่ากระแสชดเชยและค่ากระแสอ้างอิงที่ดี ด้วยเหตุนี้ผู้วิจัยจึงได้พัฒนาสมรรถนะของตัวควบคุมดังกล่าวให้ดียิ่งขึ้น โดยการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมทั้งสองให้มีความเหมาะสมที่สุดด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search) ซึ่งเรียกว่าวิธี ATS ประเด็นสุดท้าย คือ การเลือกใช้ตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรง เนื่องจากโครงสร้างของตัวควบคุมดังกล่าวไม่ซับซ้อน และให้ผลการควบคุมที่ดี การดำเนินงานทั้งหมด สามารถยืนยันผลโดยใช้การจำลองสถานการณ์ผ่านชุดบล็อก simulink บนโปรแกรม MATLAB มีดัชนีชี้วัด คือ ค่า %THD เฉลี่ย ( $\%THD_{av}$ ) ของกระแสที่แหล่งจ่าย ภายใต้กรอบมาตรฐาน IEEE Std.519-1992





Note: PQ = Instantaneous Reactive Power Theory      ZSD = Equal Impedance Synchronous Detection      NN = Neural Network  
 IP = Instantaneous Power Theory      PDM = Peak Detection Method      PWM = Pulse Width Modulation  
 GIRP = Generalized Instantaneous Reactive Power Theory      DFT = Discrete Fourier Transforms      SVPWM = Space Vector Pulse Width Modulation  
 SRF = Synchronous Reference Frame      RDFT = Recursive Discrete Fourier Transforms      RST = RST controller  
 SD = Synchronous Detection      SWFA = Sliding window Fourier Analysis      VSI = Voltage Source Inverter  
 CSD = Equal Current Synchronous Detection      DQF = DQ axis with Fourier      CSI = Current Source Inverter  
 PSD = Equal Power Synchronous Detection      PI = Proportional Integral

รูปที่ 2.1 ภาพรวมปรัทศน์วรรณกรรม

## บทที่ 3

### การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

#### 3.1 บทนำ

การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า ในปัจจุบันวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกมีอยู่หลากหลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดี ข้อเสียที่แตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของการนำไปใช้งาน ในบทนี้ได้นำเสนอวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 2 วิธี ได้แก่ วิธีการอ้างอิงซิงโครนัส (Synchronous Reference Frame) ซึ่งต่อไปจะเรียกว่า วิธี SRF (Takeda, Ikeda, Teramoto, and Aritsuka, 1988) และวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง (instantaneous power theory) หรือเรียกว่าวิธี PQ (Akagi, Kanazawa, and Nabae, 1984) ผู้วิจัยได้พัฒนาการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี SRF และวิธี PQ โดยการผสมผสานวิธีการทั้งสองร่วมกับการใช้วิธีวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน (Sliding Window Fourier Analysis) หรือเรียกว่าวิธี SWFA (EI-Habrouk, and Darwish, 2001) จนกระทั่งได้เป็นการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี DQF (Sujitjorn, Areerak, and Kulworawanichpong, 2007) และวิธี PQF (Tiyarachakun, K-L. Areerak, K-N. Areerak, 2012) ตามลำดับ ซึ่งการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ได้รับการพัฒนาขึ้นนั้นมีความแม่นยำในการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดีกว่าวิธีการแบบดั้งเดิม เนื้อหาที่นำเสนอในบทนี้ ประกอบด้วย ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคิว ขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF และวิธี DQF นิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ในวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง ขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี PQF รวมถึงการจำลองสถานการณ์สำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก และอภิปรายผลที่เกิดขึ้น ตามลำดับ

#### 3.2 การตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิว

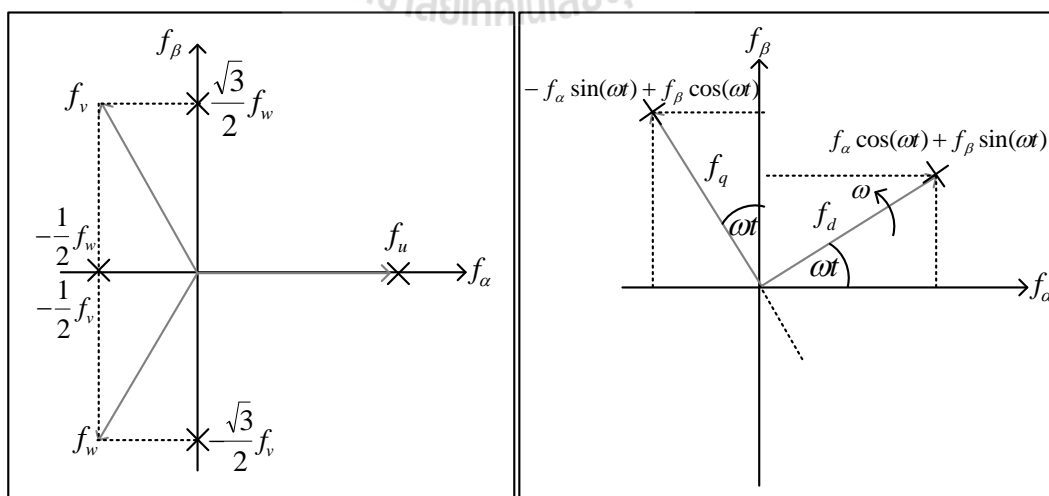
การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ถูกนำเสนอโดย Takeda และคณะ ในปี ค.ศ. 1988 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดังกล่าวดำเนินการบนแกนดีคิว ด้วยเหตุนี้ในหัวข้อนี้จะเริ่มต้นด้วยการศึกษาปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคิว จากนั้นเป็นการนำเสนอขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF และการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ตามลำดับ

### 3.2.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคว

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

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

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



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

รูปที่ 3.1 แผนภาพการแปลงแกนของปาร์ค

จากรูปที่ 3.1 (ก) งานวิจัยได้พิจารณาปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนสามเฟสสมดุล ( $f_u, f_v, f_w$ ) ที่มีส่วนประกอบลำดับบวก (positive sequence) ทำมุมห่างกัน เท่ากับ  $\frac{2\pi}{3}$  เรเดียน จึงไม่พิจารณาส่วนประกอบลำดับศูนย์ (zero sequence) สำหรับแกน  $\alpha\beta$  จะต้องทำมุมตั้งฉากกัน กำหนดให้แกน  $\alpha$  วางตัวในแนวเดียวกันกับเฟส  $u$  ในส่วนรูปที่ 3.1 (ข) แกนดีคิวทำมุมตั้งฉากกัน หมุนด้วยความเร็วเท่ากับ  $\omega$  (เรเดียน/วินาที) เพื่อให้เกิดความเข้าใจมากขึ้นจะยกตัวอย่าง กระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟสสมดุลกรณีไม่พิจารณาปริมาณฮาร์มอนิก เมื่อต้องการแปลงให้อยู่บน แกนดีคิวสามารถทำได้โดย ขั้นตอนที่หนึ่ง คือ แปลงปริมาณบนแกนสามเฟสให้อยู่บนแกน  $\alpha\beta$  ขั้นตอนที่สอง คือ แปลงปริมาณบนแกน  $\alpha\beta$  ให้อยู่บนแกนดีคิว เมื่อพิจารณาการหมุนบนแกนดีคิว เท่ากับ ค่าความถี่เชิงมุมของกระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟส ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นแสดงดังตารางที่ 3.1 โดยที่  $i_1$  คือ ค่าแอมพลิจูดของกระแสที่มีความถี่มูลฐานของระบบ

ตารางที่ 3.1 การแปลงกระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟส กรณีไม่พิจารณาปริมาณฮาร์มอนิก

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

ตารางที่ 3.2 การแปลงกระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟส กรณีพิจารณาปริมาณฮาร์มอนิก  
อันดับที่ 5 และอันดับที่ 7

แกนการแปลง	รูปแบบสมการ
บนแกนสามเฟส	$i_u = i_1 \cos(\omega t) + i_5 \cos(5\omega t) + i_7 \cos(7\omega t)$ $i_v = i_1 \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + i_5 \cos(5\omega t + \frac{2\pi}{3}) + i_7 \cos(7\omega t - \frac{2\pi}{3})$ $i_w = i_1 \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + i_5 \cos(5\omega t - \frac{2\pi}{3}) + i_7 \cos(7\omega t + \frac{2\pi}{3})$

ตารางที่ 3.2 การแปลงกระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟส กรณีพิจารณาปริมาณฮาร์มอนิก  
อันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 (ต่อ)

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

ในงานวิจัยนี้กระแสไฟฟ้าบนแกนสามเฟสที่นำมาพิจารณาได้รับผลกระทบจากโพลดิเรกกระแสสามเฟสก่อให้เกิดปริมาณฮาร์มอนิกขึ้น การแปลงปริมาณดังกล่าวให้อยู่บนแกนดีคิวนั้นสามารถทำได้โดยทำการยกตัวอย่าง กรณีที่มีฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 รวมอยู่กับกระแสไฟฟ้าที่มีความถี่มูลฐาน ดังตารางที่ 3.2 โดยที่  $i_5$  และ  $i_7$  คือ ค่าแอมพลิจูดของกระแสที่มีความถี่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 ตามลำดับ จะสังเกตเห็นได้ว่าปริมาณฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และอันดับที่ 7 จะปรากฏในอันดับที่ 6 เมื่อพิจารณาอยู่บนแกนดีคิว จะแตกต่างกันในส่วนเครื่องหมายของค่ากระแสบนแกนคิวซึ่งขึ้นอยู่กับลำดับเฟสของฮาร์มอนิกในแต่ละอันดับ สำหรับปริมาณฮาร์มอนิกอันดับใด ๆ เมื่อพิจารณาอยู่บนแกนดีคิวสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ปริมาณฮาร์มอนิกที่ปรากฏบนแกนดีคิว

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

กำลังไฟฟ้าบนแกนดิกิวมีอยู่ด้วยกันสองส่วน เริ่มต้นจากส่วนแรก คือ กำลังไฟฟ้า แยกทีฟขณะหนึ่ง ( $p$ ) อธิบายได้ดังสมการที่ (3-3) และค่ากำลังไฟฟ้าสามเฟส ( $p_{3\phi}$ ) คำนวณได้ ตามสมการที่ (3-4) เมื่อแปลงให้อยู่บนแกน  $\alpha\beta$  ค่ากำลังไฟฟ้าแยกทีฟขณะหนึ่งบนแกน  $\alpha\beta$  ( $p_{\alpha\beta}$ ) สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3-5) สุดท้ายแปลงค่ากำลังไฟฟ้าแยกทีฟบนแกนดิกิว ( $p_{dq}$ ) ปรากฏ ดังสมการที่ (3-6)

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

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

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

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

ส่วนที่สอง คือ ค่ากำลังไฟฟ้รีแยกทีฟขณะหนึ่ง ( $q$ ) แสดงได้ดังสมการที่ (3-7) เริ่มต้นจากค่ากำลังไฟฟ้รีแยกทีฟขณะหนึ่งสามเฟส ( $q_{3\phi}$ ) ตามสมการที่ (3-8) สามารถแปลงค่า ดังกล่าวให้อยู่บนแกน  $\alpha\beta$  ( $q_{\alpha\beta}$ ) ดังสมการที่ (3-9) จนกระทั่งสามารถพิจารณาค่าแวกเตอร์ กำลังไฟฟ้รีแยกทีฟขณะหนึ่งบนแกนดิกิว ( $q_{dq}$ ) ดังสมการที่ (3-10)

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

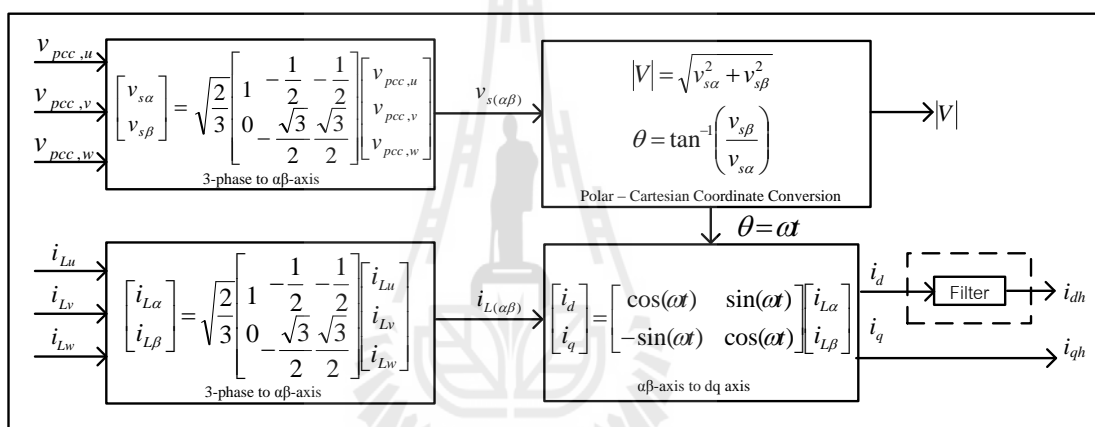
$$q_{3\phi} = \mathbf{v}_{uvw} \times \mathbf{i}_{uvw} = \begin{bmatrix} q_u \\ q_v \\ q_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_v & v_w \\ i_v & i_w \\ v_w & v_u \\ i_w & i_u \\ v_u & v_v \\ i_u & i_v \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

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

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

### 3.2.2 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการบออ้างอิงซิงโครนัส

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการบออ้างอิงซิงโครนัส หรือวิธี SRF มีแผนภาพขั้นตอนการคำนวณแสดงได้ ตามรูปที่ 3.2 โดยรายละเอียดการคำนวณในแต่ละขั้นตอนเป็นดังนี้



รูปที่ 3.2 แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF

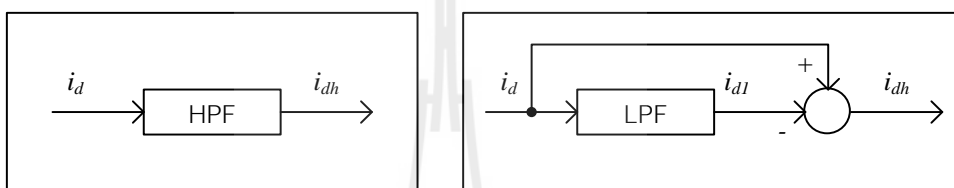
ขั้นตอนที่ 1 แปลงค่ากระแสไฟฟ้าสามเฟส คือ  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  เป็นกระแสไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta$  ( $i_{L\alpha}, i_{L\beta}$ ) รวมถึงค่าแรงดันที่จุด PCC คือ  $v_{pcc,u}$ ,  $v_{pcc,v}$  และ  $v_{pcc,w}$  เป็นแรงดันไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta$  ( $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$ ) ดังบล็อก 3-phase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

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

ขั้นตอนที่ 3 แยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่อยู่บนแกนดี ออกจากปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน ทำได้โดยใช้วงจรกรอง เช่น วงจรกรองผ่านสูง (HPF) หรือวงจรกรองผ่านต่ำ (LPF) เป็นต้น โดยมีโครงสร้างการใช้งาน ดังรูปที่ 3.3 การใช้วงจรกรองดังกล่าว แสดงไว้ด้วย



บล็อก Filter ในรูปที่ 3.2 การปรับค่าความถี่ตัดของวงจรกรองผ่านสูง และวงจรกรองผ่านต่ำมีผลต่อสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ซึ่งจากการทดสอบ พบว่า วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 45 เฮิรตซ์ ให้ผลการแยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกดีที่สุด (พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, 2554) ในขั้นตอนนี้ สังเกตได้ว่า กระแสบนแกนคิวไม่ได้ใช้วงจรกรองเพื่อแยกปริมาณมูลฐาน เนื่องจากการพิจารณาขนาดเขยค่ากำลังรีแอกทีฟให้กับระบบ จนกระทั่งได้ปริมาณกระแสฮาร์มอนิก ( $i_{dh}, i_{qh}$ ) เพื่อใช้เป็นกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิวให้กับขั้นตอนการควบคุมกระแสชดเชยต่อไป

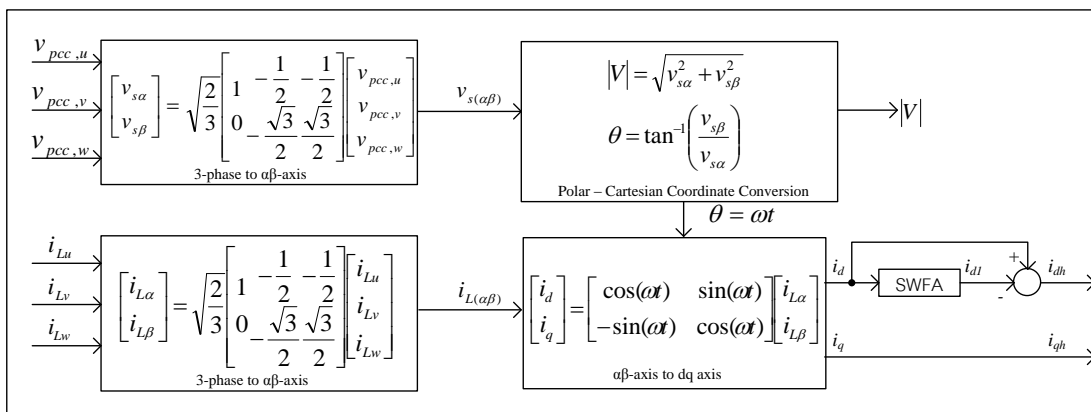


(ก) กรณีใช้วงจรกรองผ่านสูง (ข) กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำ

รูปที่ 3.3 โครงสร้างการใช้งานวงจรกรองผ่านสูงและวงจรกรองผ่านต่ำ

### 3.2.3 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟ

นอกจากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ตามที่ได้อธิบายในข้างต้นแล้ว ยังมีวิธี DQF ซึ่งเป็นวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิวที่พัฒนาต่อจากวิธี SRF ที่พัฒนาโดย Sujitjorn, Areerak, and Kulworawanichpong, (2007) ซึ่งแสดงแผนภาพการคำนวณ ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แผนภาพบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF

จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่าวิธี DQF จะแตกต่างกับวิธี SRF ในส่วนการแยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่อยู่บนแกนดี ออกจากปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน โดยวิธี DQF จะใช้วิธี SWFA (Sliding Window Fourier Analysis) ในการแยกปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานแทนการใช้วงจรรอง ด้วยเหตุนี้จึงมีการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกของวิธี DQF เพื่อนำมาสู่การศึกษาเปรียบเทียบกับวิธี SRF การอธิบายรายละเอียดของวิธี DQF จะนำเสนอเฉพาะในส่วนของการคำนวณการคำนวณของวิธี SWFA ซึ่งมีรายละเอียด ดังต่อไปนี้

การแยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่อยู่บนแกนดี ออกจากปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานด้วยวิธี SWFA มาจากแนวความคิดการพิจารณารูปสัญญาณกระแส  $i_d$  เป็นสัญญาณรายคาบ ( $f(nT_s)$ ) โดยในขั้นต้นการคำนวณในขั้นตอนที่ 1 และ 2 จะเหมือนกับวิธี SRF แต่ต่างกันในส่วนการนำ SWFA มาใช้แทน Filter สำหรับวิธี DQF จะเริ่มต้นจากการวิเคราะห์สัญญาณกระแส  $i_d$  ในรูปของอนุกรมฟูรีเยร์ ดังสมการที่ (3-11) ซึ่งมีองค์ประกอบสองส่วน คือ เทอมของสัญญาณกระแสตรง และเทอมของสัญญาณกระแสสลับ เนื่องจากการแยกปริมาณทั้งสองส่วนนั้นกระทำอยู่บนแกนดีคิวิ ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงมุมเดียวกันกับความถี่มูลฐานของระบบ ดังนั้น จึงมองกระแสที่ความถี่มูลฐานเป็นสัญญาณกระแสตรง และกระแสที่ความถี่อื่น เป็นสัญญาณกระแสสลับ การแยกสัญญาณกระแสสลับ ซึ่งก็คือปริมาณกระแสฮาร์มอนิก เริ่มต้นที่การรับค่าข้อมูลกระแส  $i_d$  มาหนึ่งคาบ ( $T$ ) จำนวน  $N$  ข้อมูล เพื่อคำนวณหาค่ากระแสที่ความถี่มูลฐาน ( $i_{d1}$ ) ดังสมการที่ (3-12) โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์  $A_{od}$  คำนวณได้จากสมการที่ (3-13) หลังจากที่ดึงจุดข้อมูลด้วยจำนวน  $N$  ข้อมูลครบในหนึ่งคาบ จะสามารถหาค่า  $i_{d1}$  มาได้หนึ่งจุดข้อมูลเพื่อไปหักลบออกจากค่ากระแส  $i_d$  ให้ได้เป็นกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบบนแกนดีคิวิ ( $i_{dh}$ ) นั่นคือ การคำนวณในรอบแรก หลังจากนั้นทำการดึงค่า  $N_0$  ออกจากชุดข้อมูล  $N$  เป็น  $N_0-1$  ในขณะที่เดียวกันก็จะรับข้อมูล  $N_0+N$  จากชุดข้อมูล  $i_d$  ค่าใหม่มาอยู่ในชุดข้อมูล  $N$  เป็น  $N_0+N-1$  เพื่อคำนวณค่าสัมประสิทธิ์  $A_{od}$  ค่าใหม่ ( $A_{od}^{(new)}$ ) ดังสมการที่ (3-14)

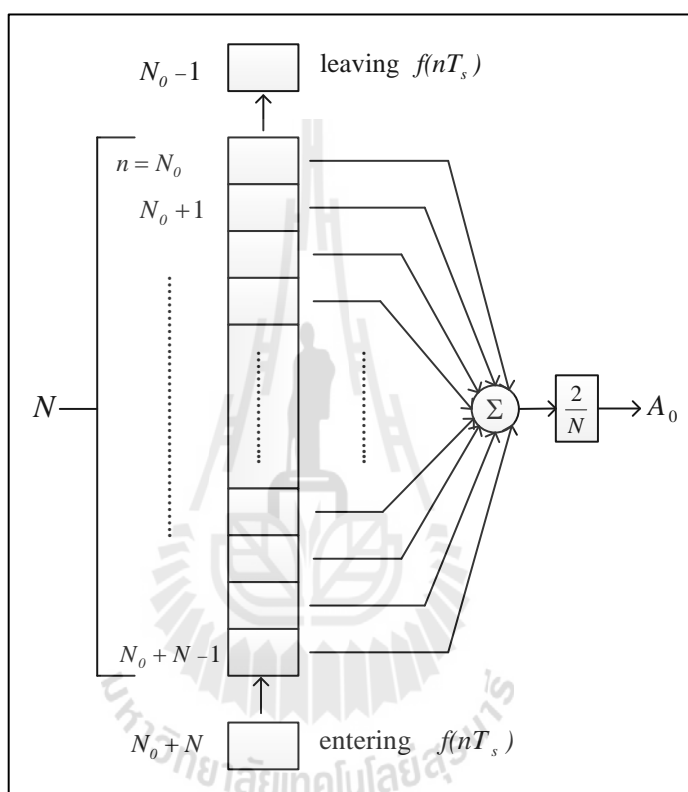
$$i_{(dq)}(kT) = \frac{A_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [A_h \cos(h\omega kT) + B_h \sin(h\omega kT)] \quad (3-11)$$

$$i_{d1}(kT) = \frac{A_{0d}}{2} \quad (3-12)$$

$$A_{0d} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} i_d(nT) \quad (3-13)$$

$$A_{0d}^{(new)} = A_{0d}^{(old)} - \frac{2}{N} i_d[(N_0 - 1)T] + \frac{2}{N} i_d[(N_0 + N)T] \quad (3-14)$$

โดยที่  $A_{0d}^{(old)}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการคำนวณในรอบก่อนหน้า ส่งผลให้การรับค่าข้อมูล  $i_d$  ในแต่ละครั้งจะได้จุดข้อมูล  $i_{d1}$  สำหรับหักลบออกจากค่ากระแส  $i_d$  และมีการส่งรับข้อมูลมาคำนวณในลักษณะนี้ตลอดย่านการทำงาน จนกระทั่งได้กระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว ( $i_{dh}, i_{qh}$ ) สำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ รายละเอียดการคำนวณด้วยวิธี SWFA นี้สามารถแสดงเป็นแผนภาพได้ ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แผนภาพการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์

### 3.3 การตรวจจับฮาร์มอนิกวิธีพีคิว

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ สำหรับการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงให้กับวงจรรองกำลังแอกทีฟ มีนิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ที่จำเป็นต้องทำความเข้าใจ ประกอบด้วย การแปลงแกน และอินเวอร์สการแปลงแกนของคลาร์ก (Clarke's Transformation) การคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $p$ ) และการคำนวณค่ากำลังไฟฟารีแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $q$ ) ซึ่งจะอธิบายรายละเอียด ดังต่อไปนี้

### 3.3.1 นิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ในวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง

การแปลงปริมาณแรงดันไฟฟ้าสามเฟส ( $uvw$ ) เป็นปริมาณแรงดันไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta 0$  โดยใช้การแปลงแกนของคลาร์กแสดง ดังสมการที่ (3-15) การแปลงปริมาณแรงดันไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta 0$  เป็นปริมาณแรงดันไฟฟ้าสามเฟส โดยใช้อินเวอร์สการแปลงแกนของคลาร์กแสดง ดังสมการที่ (3-16) โดยทั้งสองสมการดังกล่าวข้างต้นมีการปรับคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  เพื่อให้การคำนวณกำลังไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta 0$  ( $p_{\alpha\beta 0}, q_{\alpha\beta 0}$ ) เท่ากับการคำนวณกำลังไฟฟ้าสามเฟส ( $p_{uvw}, q_{uvw}$ )

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

$$\mathbf{v}_{uvw} = \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

ในทำนองเดียวกันการแปลงปริมาณกระแสไฟฟ้าสามเฟสเป็นปริมาณกระแสไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta 0$  โดยใช้การแปลงแกนของคลาร์กแสดง ดังสมการที่ (3-17) การแปลงปริมาณกระแสไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta 0$  เป็นปริมาณกระแสไฟฟ้าสามเฟส โดยใช้อินเวอร์สการแปลงแกนของคลาร์กแสดง ดังสมการที่ (3-18)

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

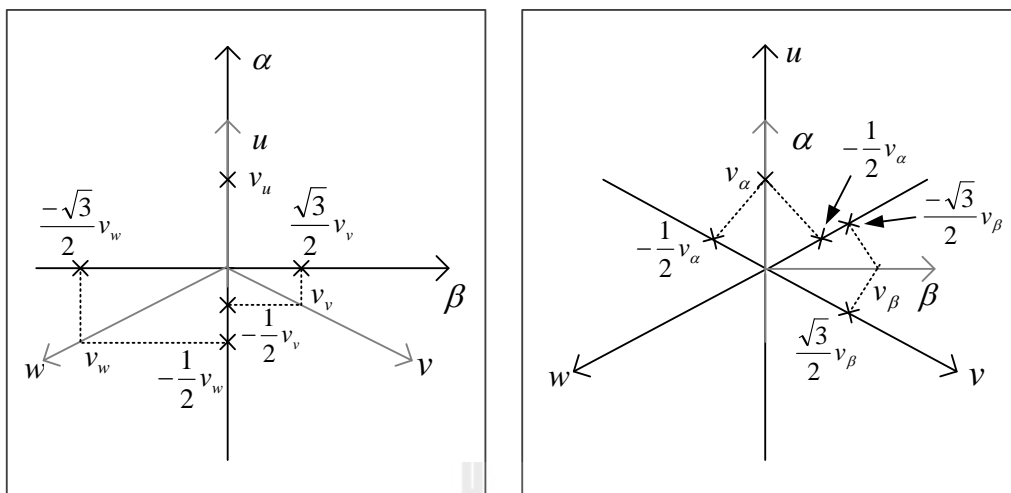
$$\mathbf{i}_{uvw} = \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

เมื่อพิจารณาในระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลจะไม่พิจารณาส่วนประกอบลำดับศูนย์ จึงไม่ปรากฏค่าแรงดันไฟฟ้าลำดับศูนย์ ( $v_0$ ) และค่ากระแสไฟฟ้าลำดับศูนย์ ( $i_0$ ) ดังนั้น แผนภาพการแปลงแกน และอินเวอร์สการแปลงแกนของคลาร์กสามารถพิจารณาได้ ดังรูปที่ 3.6 จากรูปดังกล่าว ในงานวิจัยนี้พิจารณาปริมาณแรงดันไฟฟ้าสามเฟส ( $v_u, v_v, v_w$ ) ที่มีส่วนประกอบลำดับบวก (positive sequence) ทำมุมห่างกัน เท่ากับ  $\frac{2\pi}{3}$  เรเดียน สำหรับแกน  $\alpha\beta$  จะต้องทำมุมตั้งฉาก โดยกำหนดให้แกน  $\alpha$  วางตัวในแนวเดียวกันกับเฟส  $u$  การแปลงปริมาณแรงดันไฟฟ้าสามเฟสเป็นปริมาณแรงดันไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta$  ด้วยการแปลงแกนของคลาร์กแสดง ดังสมการที่ (3-19) การแปลงปริมาณแรงดันไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta$  เป็นปริมาณแรงดันไฟฟ้าสามเฟส ด้วยอินเวอร์สการแปลงแกนของคลาร์กแสดง ดังสมการที่ (3-20)

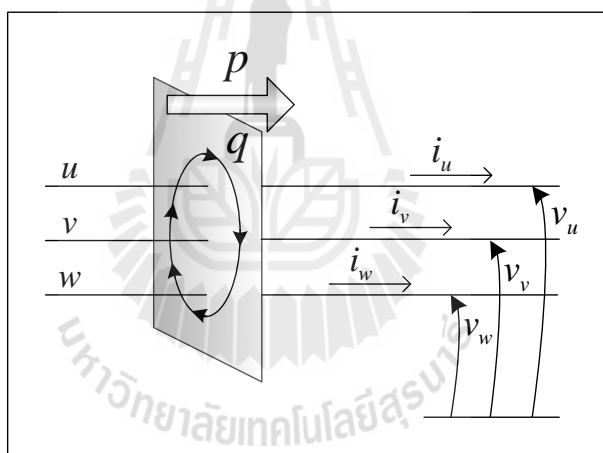
$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

$$\mathbf{v}_{uvw} = \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3-20)$$

สำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล ความหมายทางฟิสิกส์ของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่ง หมายถึง การไหลของพลังงานรวมขณะหนึ่งต่อหน่วยเวลาที่ถูกถ่ายโอนไปยังโหลดแสดงดังรูปที่ 3.7 และกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟขณะหนึ่ง หมายถึง การแลกเปลี่ยนพลังงานระหว่างเฟสต่าง ๆ โดยไม่มีการถ่ายโอนพลังงานไปยังโหลด แสดงดังรูปที่ 3.7 ดังนั้น กำลังไฟฟ้าแอกทีฟจึงเป็นส่วนที่ถูกนำไปใช้ประโยชน์ และกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟเป็นส่วนที่ไม่ได้ถูกนำไปใช้ประโยชน์ เปรียบเสมือนกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในระบบ



(ก) การแปลงแกน  $uvw$  เป็นแกน  $\alpha\beta$       (ข) การแปลงแกน  $\alpha\beta$  เป็นแกน  $uvw$   
 รูปที่ 3.6 แผนภาพการแปลงแกน และอินเวอร์สการแปลงแกนของคลาร์ก



รูปที่ 3.7 ความหมายทางฟิสิกส์ของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่ง  
 และกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่ง

นิยามของค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่งพิจารณาได้ ดังสมการที่ (3-21) จากสมการดังกล่าว เมื่อนำมาพิจารณาการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่งสามเฟส ( $p_{uvw}$ ) แสดง ดังสมการที่ (3-22) และการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน  $\alpha\beta 0$  ( $p_{\alpha\beta 0}$ ) แสดง ดังสมการที่ (3-23) จากสมการดังกล่าว เมื่อพิจารณาในระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลจะไม่พิจารณาสวนประกอบลำดับศูนย์ จึงไม่ปรากฏค่าแรงดันไฟฟ้าลำดับศูนย์ และค่ากระแสไฟฟ้าลำดับศูนย์ ทำให้สามารถพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน  $\alpha\beta 0$  ได้ ดังสมการที่ (3-24)

$$p = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} \quad (3-21)$$

$$p_{uvw} = \mathbf{v}_{uvw} \cdot \mathbf{i}_{uvw} = \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = v_u i_u + v_v i_v + v_w i_w \quad (3-22)$$

$$p_{\alpha\beta 0} = \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (3-23)$$

$$p = p_{\alpha\beta 0} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (3-24)$$

นิยามของเวกเตอร์กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $\mathbf{q}$ ) สามารถพิจารณาได้ ดังสมการที่ (3-25) จากสมการดังกล่าว เมื่อนำมาพิจารณาการคำนวณเวกเตอร์กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน  $\alpha\beta 0$  ( $\mathbf{q}_{\alpha\beta 0}$ ) แสดงได้ ดังสมการที่ (3-26) จากสมการดังกล่าว เมื่อพิจารณาในระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลจะไม่พิจารณาส่วนประกอบลำดับศูนย์ ทำให้สามารถพิจารณาเวกเตอร์กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน  $\alpha\beta 0$  ได้ดังสมการที่ (3-27) จากสมการดังกล่าว เมื่อพิจารณาเฉพาะขนาดของเวกเตอร์กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน  $\alpha\beta 0$  จะได้ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน  $\alpha\beta 0$  ( $q_{\alpha\beta 0}$ ) ดังสมการที่ (3-28)

$$\mathbf{q} = \mathbf{v} \times \mathbf{i} \quad (3-25)$$

$$\mathbf{q}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} q_\alpha \\ q_\beta \\ q_0 \end{bmatrix} = \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \times \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\beta i_0 - v_0 i_\beta \\ v_0 i_\alpha - v_\alpha i_0 \\ v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \end{bmatrix} \quad (3-26)$$

$$\mathbf{q}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} q_\alpha \\ q_\beta \\ q_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \end{bmatrix} \quad (3-27)$$

$$q = q_{\alpha\beta 0} = \|\mathbf{q}_{\alpha\beta 0}\| = \sqrt{q_\alpha^2 + q_\beta^2 + q_0^2} = q_0 = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (3-28)$$

### 3.3.2 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง หรือวิธี PQ สำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล ประกอบด้วย อินพุตในการคำนวณ คือ แรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ( $v_{pcc,u}, v_{pcc,v}, v_{pcc,w}$ ) และกระแสไฟฟ้าที่โหลด ( $i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw}$ ) โดยที่เอาต์พุตของการคำนวณ คือ กระแสไฟฟ้าอ้างอิง ( $i_{cu}^*, i_{cv}^*, i_{cw}^*$ ) ให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งการคำนวณแบ่งออกเป็น 5 ขั้นตอน ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 แปลงค่าแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่โหลด จากปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสเป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta$  โดยใช้การแปลงแกนของคลาร์ก ดังสมการที่ (3-29) และ (3-30) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} v_{pcc,\alpha} \\ v_{pcc,\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pcc,u} \\ v_{pcc,v} \\ v_{pcc,w} \end{bmatrix} \quad (3-29)$$

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lu} \\ i_{Lv} \\ i_{Lw} \end{bmatrix} \quad (3-30)$$

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $p_L$ ) และกำลังไฟฟารีแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $q_L$ ) ทางด้านโหลด โดยอาศัยค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta$  ดังสมการที่ (3-31) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{pcc,\alpha} & v_{pcc,\beta} \\ -v_{pcc,\beta} & v_{pcc,\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (3-31)$$

ขั้นตอนที่ 3 เป็นขั้นตอนการแยกกำลังไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งเป็นปริมาณฮาร์มอนิก จากความสัมพันธ์  $p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L$  โดยที่  $\bar{p}_L$  คือ กำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสตรงที่มีปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน  $\tilde{p}_L$  คือ กำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับที่มีปริมาณกระแสฮาร์มอนิก และจากความสัมพันธ์  $q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L$  โดยที่  $\bar{q}_L$  คือ กำลังไฟฟารีแอกทีฟกระแสตรงที่มีปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน  $\tilde{q}_L$  คือ กำลังไฟฟารีแอกทีฟกระแสสลับที่มีปริมาณกระแสฮาร์มอนิก ซึ่งการแยก



ปริมาณกระแสสลับดังกล่าวสามารถทำได้โดยใช้วงจรกรองผ่านสูง (High Pass Filter : HPF) โดยค่า  $p_L^*$  และ  $q_L^*$  ที่ใช้สำหรับการคำนวณกระแสอ้างอิงแบ่งได้เป็น 2 กรณีดังตารางที่ 3.4 กรณีที่ 1 จะกำจัดเฉพาะปริมาณฮาร์มอนิก และกรณีที่ 2 กำจัดฮาร์มอนิกและชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ เพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง

ตารางที่ 3.4 ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟที่ใช้คำนวณกระแสอ้างอิง

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

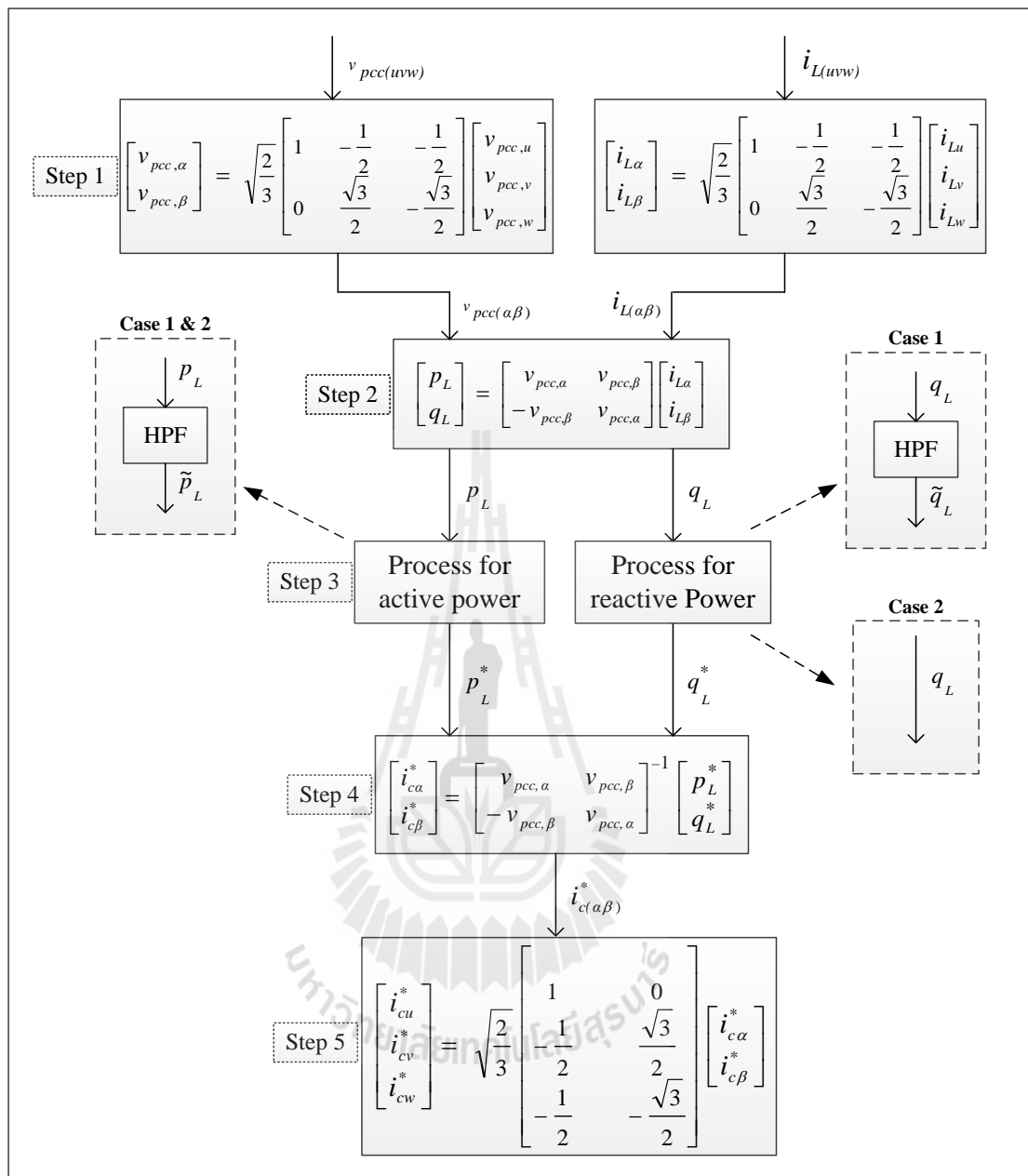
ขั้นตอนที่ 4 ใช้ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟที่ได้จากขั้นตอนที่ 3 ตามตารางที่ 3.4 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกน  $\alpha\beta$  ( $i_{c\alpha}^*, i_{c\beta}^*$ ) ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (3-32) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{pcc,\alpha} & v_{pcc,\beta} \\ -v_{pcc,\beta} & v_{pcc,\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_L^* \\ q_L^* \end{bmatrix} \quad (3-32)$$

ขั้นตอนที่ 5 แปลงค่ากระแสอ้างอิงบนแกน  $\alpha\beta$  เป็นกระแสอ้างอิงสามเฟส ( $i_{cu}^*, i_{cv}^*, i_{cw}^*$ ) โดยใช้อินเวอร์สการแปลงแกนของคลาร์ก ดังสมการที่ (3-33)

$$\begin{bmatrix} i_{cu}^* \\ i_{cv}^* \\ i_{cw}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} \quad (3-33)$$

การคำนวณค่ากระแสอ้างอิงจากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ตามที่ได้นำเสนอมีขั้นตอนการคำนวณทั้งหมด 5 ขั้นตอนสามารถสรุปเป็นแผนภาพการคำนวณได้ ดังรูปที่



รูปที่ 3.8 แผนภาพการคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี PQ

### 3.3.3 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีพีคิวเอฟ

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งประกอบด้วยวิธีฟูริเยร์ หรือวิธี PQF สำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล ใช้ขั้นตอนในการคำนวณ คือ แร่งดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่โหลดเช่นเดียวกับวิธี PQ โดยที่เอาต์พุตของการคำนวณ คือ กระแสไฟฟ้าอ้างอิงให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งการคำนวณแบ่งออกเป็น 5 ขั้นตอน โดยจะมีขั้นตอน ที่เหมือนกับ

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ในขั้นตอนที่ 1, 2, 4 และ 5 ส่วนขั้นตอนที่ 3 ซึ่งเป็นขั้นตอนการแยกกำลังไฟฟ้ากระแสสลับที่เป็นปริมาณฮาร์มอนิกจะแตกต่างกัน คือ การแยกปริมาณฮาร์มอนิกดังกล่าวในวิธี PQ จะใช้วงจรกรองผ่านสูง ซึ่งแตกต่างกับวิธี PQF ที่ใช้หลักการของวิธี SWFA ซึ่งการแยกปริมาณฮาร์มอนิกโดยใช้หลักการของ SWFA จะมีความถูกต้องแม่นยำกว่าการใช้วงจรกรองผ่านสูง อีกทั้งประสิทธิภาพของวิธี PQ ยังขึ้นอยู่กับ การออกแบบวงจรถกรองผ่านสูงให้เหมาะสมกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งวิธี PQF ใช้หลักการของวิธี SWFA จึงไม่มีข้อจำกัดในส่วนนี้ โดยเริ่มแรกจะนำสมการอนุกรมฟูรีเยร์ในวิธี SWFA มาใช้วิเคราะห์กำลังไฟฟ้าแอกทีฟ และรีแอกทีฟ ดังสมการที่ (3-34) และ (3-35) ตามลำดับ

$$p_L(kT_s) = \frac{A_{op}}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [A_{hp} \cos(h\omega kT_s) + B_{hp} \sin(h\omega kT_s)] \quad (3-34)$$

$$q_L(kT_s) = \frac{A_{oq}}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [A_{hq} \cos(h\omega kT_s) + B_{hq} \sin(h\omega kT_s)] \quad (3-35)$$

จากสมการดังกล่าว สังเกตได้ว่า สมการอนุกรมฟูรีเยร์มีอยู่ด้วยกัน 2 องค์ประกอบ คือ องค์ประกอบสัญญาณกระแสตรงและองค์ประกอบสัญญาณกระแสสลับ ซึ่งการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟที่มีปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐานเปรียบเสมือนองค์ประกอบสัญญาณกระแสตรงคำนวณได้ ดังสมการที่ (3-36) และ (3-37) ตามลำดับ ดังนั้น การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF จึงคำนวณเฉพาะสัมประสิทธิ์  $A_{op}$  และ  $A_{oq}$  เท่านั้น ซึ่งคำนวณได้จากการแทนค่า  $h = 0$  ในสมการที่ (3-38) และ (3-39) จะได้ดังสมการที่ (3-40) และ (3-41) ตามลำดับ

$$\bar{p}_L(kT_s) = \frac{A_{op}}{2} \quad (3-36)$$

$$\bar{q}_L(kT_s) = \frac{A_{oq}}{2} \quad (3-37)$$

$$A_{hp} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} p_L(nT_s) \cos(nh\omega T_s) \quad (3-38)$$

$$A_{hq} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} q_L(nT_s) \cos(nh\omega T_s) \quad (3-39)$$

$$A_{op} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} p_L(nT_s) \quad (3-40)$$

$$A_{oq} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} q_L(nT_s) \quad (3-41)$$

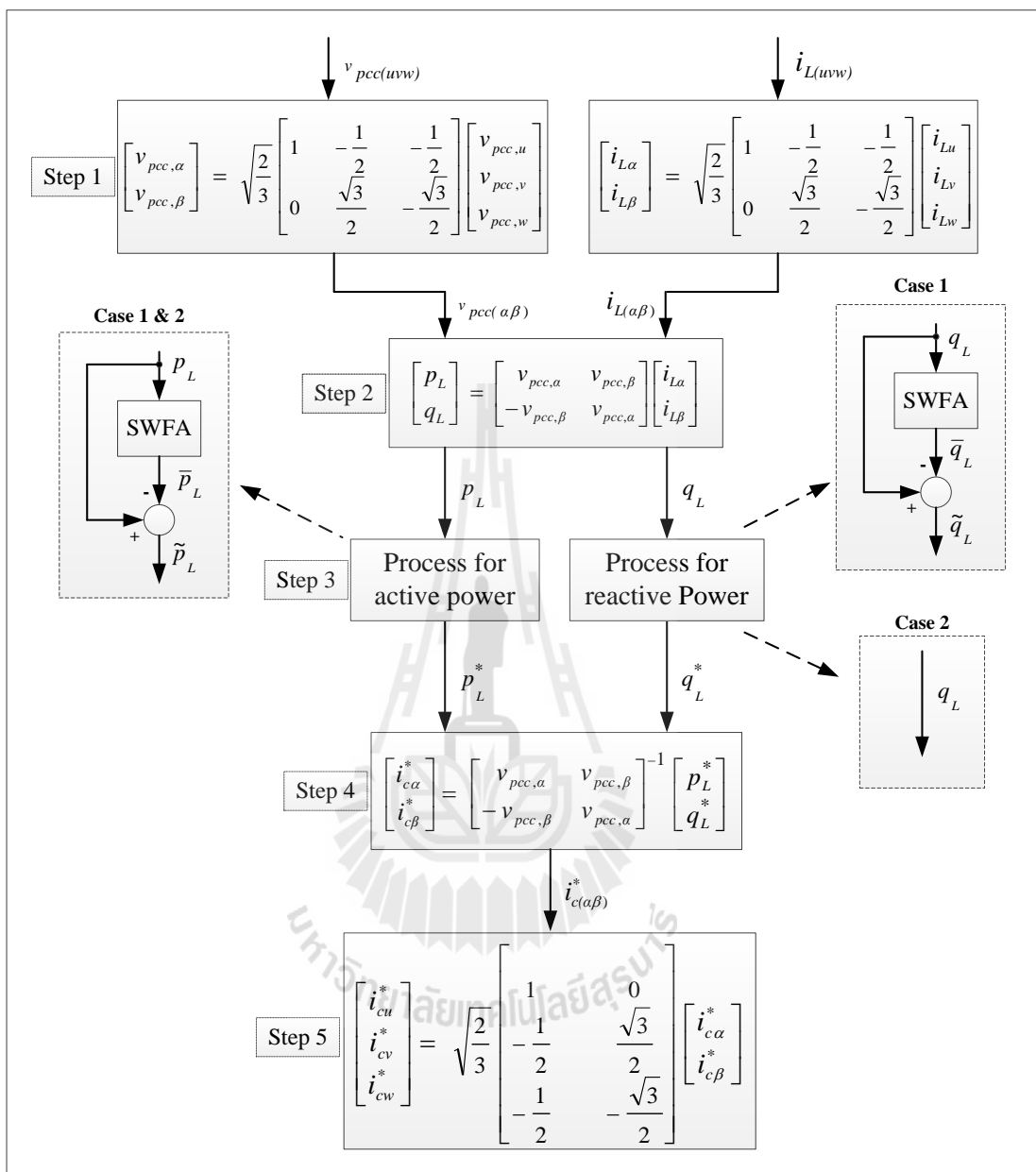
การคำนวณเริ่มแรกจะรับข้อมูลกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟมาหนึ่งคาบ ซึ่งมีจำนวน  $N$  ข้อมูล มาคำนวณค่า  $A_{op}$  และ  $A_{oq}$  ตามสมการที่ (3-40) และ (3-41) หลังจากนั้นในรอบการทำงานถัดไปสามารถอธิบายได้ ตามรูปที่ 3.5 โดยจะเพิ่มข้อมูลใหม่คือ  $p_L(N_0 + N)$  และ  $q_L(N_0 + N)$  และลบข้อมูลเก่าคือ  $p_L(N_0 - 1)$  และ  $q_L(N_0 - 1)$  ออกจากค่า  $A_{op}^{(old)}$  และ  $A_{oq}^{(old)}$  เพื่อคำนวณค่า  $A_{op}^{(new)}$  และ  $A_{oq}^{(new)}$  ดังสมการที่ (3-42) โดยช่วงเวลาการรับข้อมูลในแต่ละรอบจะเท่ากับ  $T_s$  (sampling time) วินาที ซึ่งจะทำให้ได้ค่า  $\bar{p}_L$  และ  $\bar{q}_L$  ตามสมการที่ (3-36) และ (3-37) 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 (3-43) และ (3-44) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} A_{op}^{(new)} \\ A_{oq}^{(new)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{op}^{(old)} \\ A_{oq}^{(old)} \end{bmatrix} - \frac{2}{N} \begin{bmatrix} p_L[(N_0 - 1)T_s] \\ q_L[(N_0 - 1)T_s] \end{bmatrix} + \frac{2}{N} \begin{bmatrix} p_L[(N_0 + N)T_s] \\ q_L[(N_0 + N)T_s] \end{bmatrix} \quad (3-42)$$

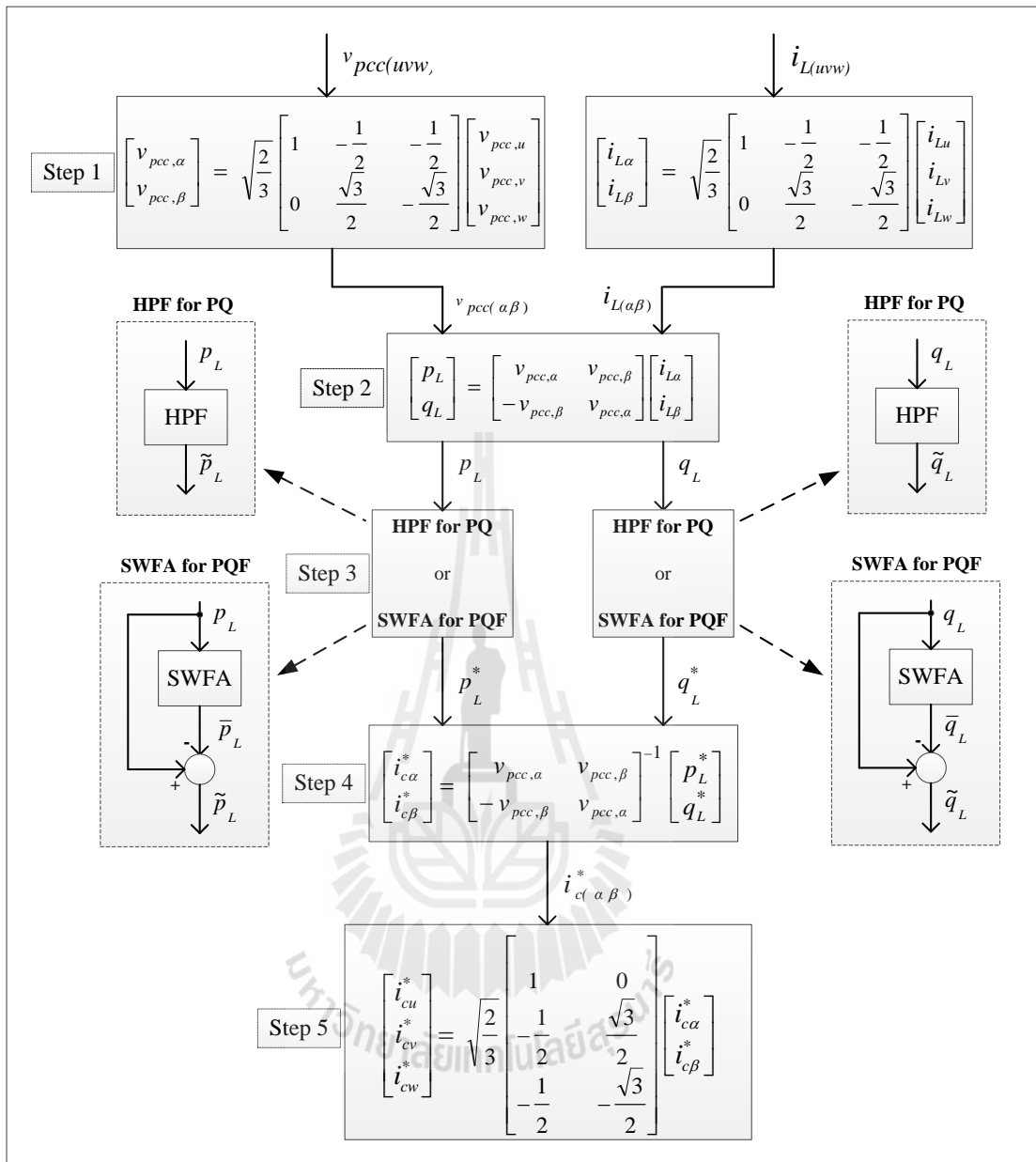
$$\tilde{p}_L = p_L - \bar{p}_L \quad (3-43)$$

$$\tilde{q}_L = q_L - \bar{q}_L \quad (3-44)$$

ค่าดังกล่าวเป็นกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ และรีแอกทีฟในส่วนที่มีปริมาณกระแสฮาร์มอนิก โดยค่า  $p_L^*$  และ  $q_L^*$  ที่ใช้คำนวณกระแสอ้างอิงจะแบ่งเป็น 2 กรณี ดังตารางที่ 3.4 กรณีที่ 1 จะกำจัดเฉพาะปริมาณฮาร์มอนิก และกรณีที่ 2 กำจัดฮาร์มอนิกและชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงจากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ตามที่ได้นำเสนอสามารถพิจารณาเป็นแผนภาพการคำนวณได้ ดังรูปที่ 3.9 และจากข้อแตกต่างในขั้นตอนการคำนวณกระแสอ้างอิงระหว่างการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี PQF สามารถพิจารณาเป็นแผนภาพการคำนวณได้ ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.9 แผนภาพการคำนวณกระแสอ้างอิงจากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF



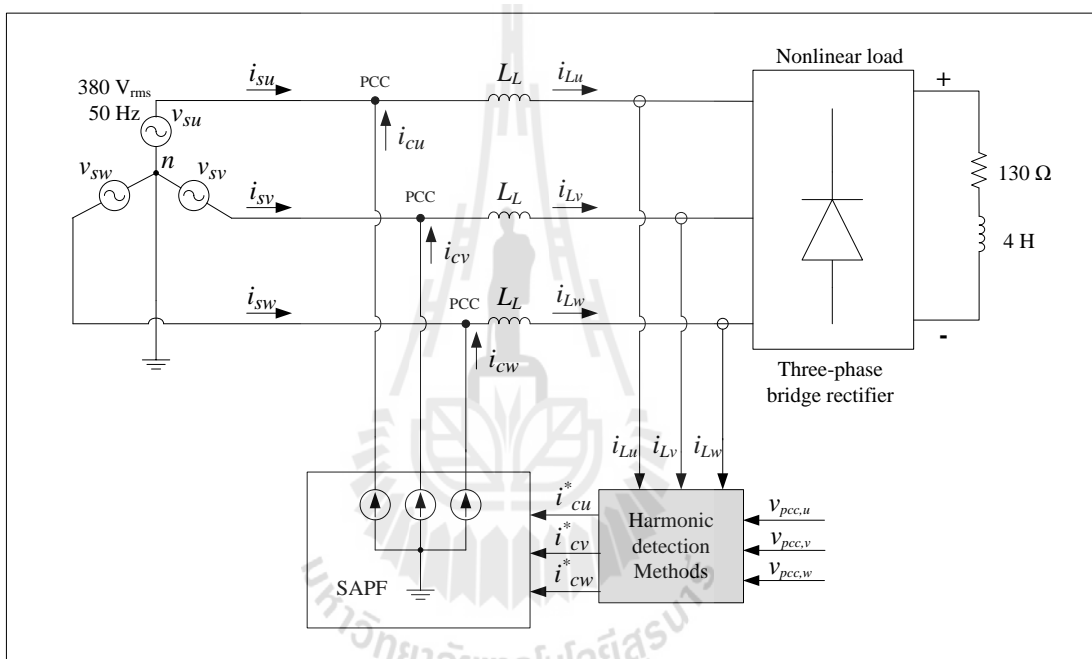
รูปที่ 3.10 แผนภาพการคำนวณกระแสอ้างอิงจากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี PQF

### 3.4 การจำลองสถานการณ์สำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก

การจำลองสถานการณ์ในหัวข้อนี้ เพื่อต้องการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก ดังนั้น จึงไม่พิจารณาผลกระทบที่เกิดขึ้นจากระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชย การควบคุมแรงดัน บัสไฟตรง และการทำงานของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์ ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ด้วยเหตุนี้ จึงเลือกใช้แบบจำลองของวงจรถูกกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสชดเชย ทำหน้าที่ฉีด

กระแสชดเชยได้อย่างสมบูรณ์ โดยกระแสชดเชยดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับกระแสอ้างอิงสามเฟส ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกในแต่ละวิธี

การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล แสดงได้ดังรูปที่ 3.11 จากรูปดังกล่าวแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสามเฟส เท่ากับ  $380 V_{L-L}$  ค่าความเหนี่ยวนำทางด้านสายส่ง ( $L_L$ ) เท่ากับ  $10 \text{ mH}$  ต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นค่าความต้านทาน ( $R_L$ ) เท่ากับ  $130 \Omega$  อนุกรมกับค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_L$ ) เท่ากับ  $4 \text{ H}$



รูปที่ 3.11 ระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก

โหลดไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกขึ้นที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก บล็อกตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดิคิวจึงเข้ามามีบทบาท เพื่อตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบ จนกระทั่งได้ค่ากระแสอ้างอิงสามเฟส ( $i_{cu}^*, i_{cv}^*, i_{cw}^*$ ) สำหรับป้อนเป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จากนั้นบล็อกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสชดเชย จะทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชย ( $i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}$ ) ให้กับระบบ ซึ่งสามารถพิจารณาการฉีดกระแสชดเชยกรณีเฟส  $u$  ได้ตามสมการที่ (3-45) ดังนี้

$$i_{su} = i_{Lu} - i_{cu} \tag{3-45}$$

จากสมการที่ (3-45) เมื่อพิจารณาการทำงานในกรณีเฟส  $u$  ที่ไม่มีการฉีดกระแสชดเชย ( $i_{cu}$ ) ค่ากระแสที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก ( $i_{su}$ ) จะเท่ากับ ค่ากระแสไฟฟ้าที่โหลด ( $i_{Lu}$ ) ซึ่งจะมีการผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณ จึงทำให้รูปสัญญาณมีลักษณะบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปไซน์ แต่ถ้าทำการฉีดกระแสชดเชย ตามสมการที่ (3-45) ค่ากระแสที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักจะเท่ากับ ค่ากระแสไฟฟ้าที่โหลดหักลบกับค่ากระแสชดเชยจึงทำให้ค่ากระแสที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ามียุติลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น ทั้งนี้เนื่องจาก การฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบเพื่อหักลบกับปริมาณฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้น ส่งผลให้รูปสัญญาณปรากฏองค์ประกอบฮาร์มอนิกลดน้อยลง ขณะเดียวกัน องค์ประกอบที่ความถี่มูลฐานยังคงอยู่เช่นเดิม สำหรับผลการทดสอบจะใช้ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมในแต่ละเฟส (Total Harmonic Current Distortion: %THD<sub>i,k</sub>) ดังสมการที่ (3-46) โดยการเฉลี่ยเป็น %THD<sub>av</sub> ตามสมการที่ (3-47) เป็นตัวชี้วัดสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก เพื่อให้การตรวจจับฮาร์มอนิกมีสมรรถนะดีที่สุดสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ

$$\%THD_{i,k} = \sqrt{\frac{\sum_{h=2} i_h^2}{i_1}} \times 100\% \quad (3-46)$$

$$\%THD_{av} = \sqrt{\frac{\sum_{k=u,v,w} \%THD_{i,k}^2}{3}} \quad (3-47)$$

นอกเหนือไปจากการพิจารณาค่า %THD<sub>av</sub> เป็นตัวชี้วัดสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก ผู้วิจัยมีความต้องการที่จะกำจัดฮาร์มอนิก ควบคู่กับการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าให้กับระบบ ดังนั้น การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก จึงมีการนำเสนอค่าตัวประกอบกำลัง ( $pf$ ) ในกรณีก่อน และภายหลังการชดเชย โดยมีแนวทางการปรับปรุงในสองส่วน คือ ค่า  $pf_{disp}$  (displacement power factor) ดังสมการที่ (3-48) และค่า  $pf_{dist}$  (distortion power factor) ดังสมการที่ (3-49) เพราะฉะนั้น ตัวชี้วัดสมรรถนะการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังจึงพิจารณาที่ค่าตัวประกอบกำลังรวม ( $pf_{total}$ ) ดังสมการที่ (3-50)

$$pf_{disp} = \frac{P}{S_1} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt}{V_{rms,1} \cdot I_{rms,1}} \quad (3-48)$$

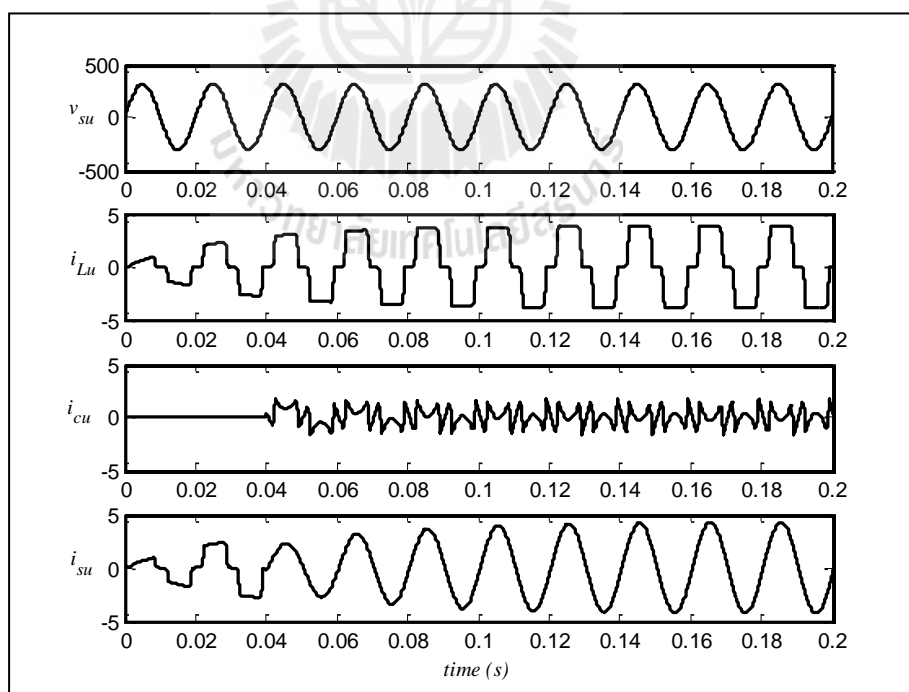


$$pf_{dist} = \frac{1}{\sqrt{1+THD_v^2} \cdot \sqrt{1+THD_i^2}} = \frac{V_{rms,1} \cdot I_{rms,1}}{V_{rms} \cdot I_{rms}} \quad (3-49)$$

$$pf_{total} = pf_{dist} \times pf_{disp} \quad (3-50)$$

### 3.4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิว

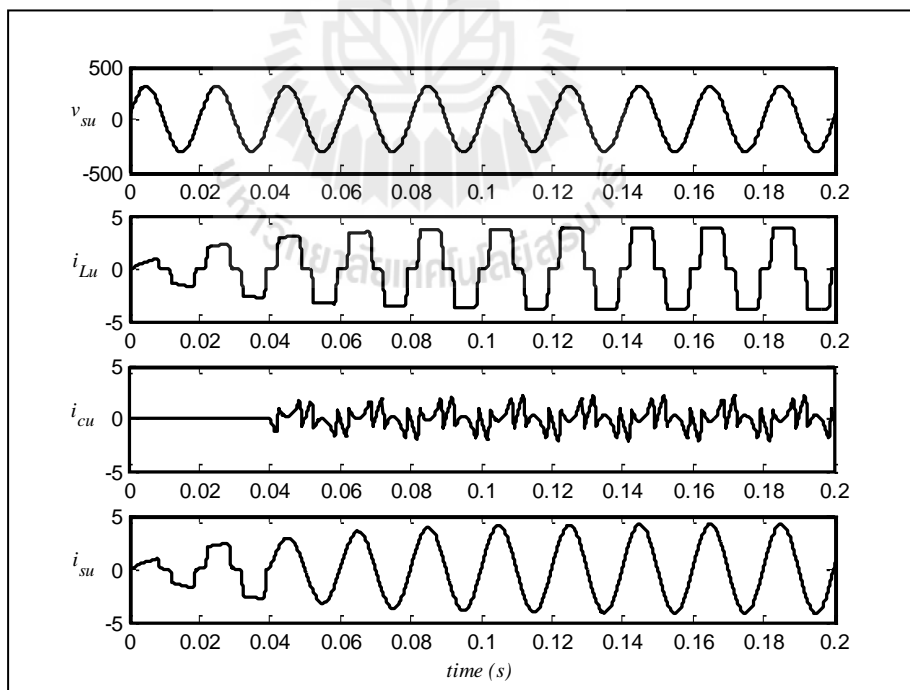
ผลการจำลองสถานการณ์การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ยกตัวอย่างกรณีเฟส  $u$  แสดงได้ดังรูปที่ 3.12 เมื่อพิจารณาในรูปที่ 3.12 สังเกตได้ว่า การจำลองสถานการณ์พิจารณาในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 วินาที ถึง 0.20 วินาที เนื่องจากช่วงเวลาดังกล่าวระบบจะเข้าสู่สภาวะคงตัว จากผลการจำลองสถานการณ์ สังเกตได้ว่า ในช่วงเวลา 0 วินาที ถึง 0.04 วินาที ยังไม่มีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายจะเหมือนกับรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่โหลด ต่อมาที่ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.04 วินาที ถึง 0.20 วินาที มีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้รูปสัญญาณกระแสชดเชยเป็นไปตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิง ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ดังนั้น รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักจึงมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น



รูปที่ 3.12 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF

จากรูปที่ 3.12 จะสังเกตได้ว่า รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}$ ) หลังการชดเชยจะเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลาประมาณ 0.14 วินาที เนื่องจากวงจรกรองผ่านต่ำเกิดการประวิงทางเวลาขึ้นในขณะที่มีการแยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่ความถี่ตัด เท่ากับ 45 เฮิรตซ์ แต่หลังจากเวลา 0.14 วินาที รูปสัญญาณกระแส  $i_{su}$  จะเริ่มคงที่ที่ค่ากระแสสูงสุดประมาณ 4.24 A

ผลการจำลองสถานการณ์กรณีทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ของเฟส  $u$  ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 วินาที ถึง 0.20 วินาที แสดงดังรูปที่ 3.13 ซึ่งสังเกตได้ว่า ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 วินาที ถึง 0.04 วินาที ยังไม่มีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายมีลักษณะเหมือนกับรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่โหลด ต่อมาในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.04 ถึง 0.20 วินาที มีการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้รูปสัญญาณกระแสชดเชยเป็นไปตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิง ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ดังนั้น รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักจึงมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น และเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลาประมาณ 0.10 วินาที โดยภายหลังจากเวลา 0.10 วินาที รูปสัญญาณกระแส  $i_{su}$  จะเริ่มคงที่ที่ค่ากระแสสูงสุดประมาณ 4.24 A สำหรับค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ได้มีการเปรียบเทียบกับวิธี SRF แสดงดังตารางที่ 3.5



รูปที่ 3.13 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF

ตารางที่ 3.5 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักกรณีการเปรียบเทียบ  
สมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF และวิธี DQF

เฟส	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย		
	ค่า %THD ก่อนการชดเชย	ค่า %THD หลังการชดเชย	
		การตรวจจับฮาร์มอนิก ด้วยวิธี SRF	การตรวจจับฮาร์มอนิก ด้วยวิธี DQF
u	24.42	0.07	0.02
v	24.42	0.07	0.02
w	24.42	0.07	0.02
เฉลี่ยทั้งสาม	24.42	0.07	0.02

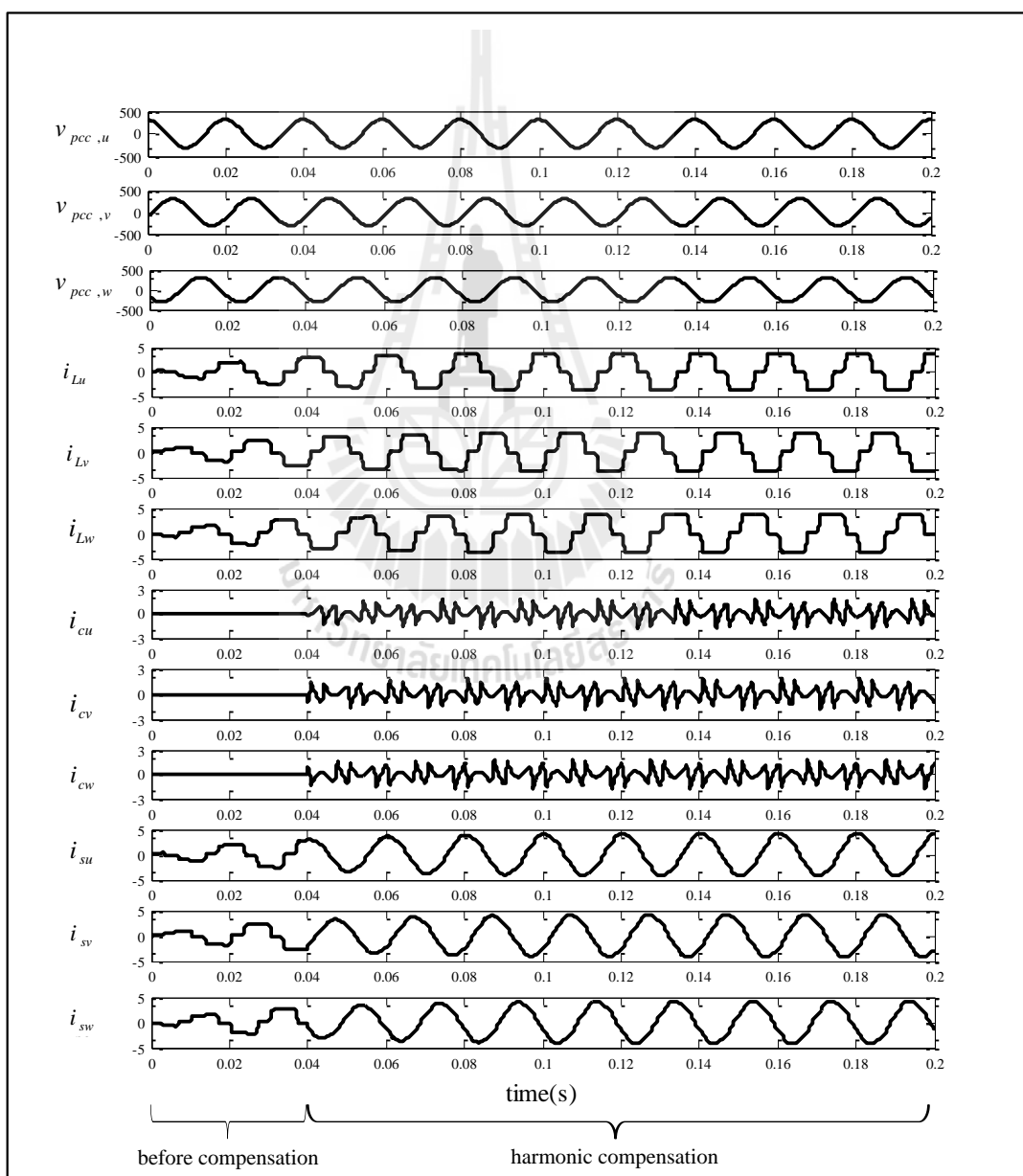
ตารางที่ 3.6 การเปรียบเทียบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังระหว่างวิธี SRF และวิธี DQF

ก่อนการชดเชย								
$Pf_{dist,u}$	$Pf_{dist,v}$	$Pf_{dist,w}$	$Pf_{disp,u}$	$Pf_{disp,v}$	$Pf_{disp,w}$	$Pf_{total,u}$	$Pf_{total,v}$	$Pf_{total,w}$
0.97	0.97	0.97	0.98	0.98	0.98	0.95	0.95	0.95
หลังการชดเชยด้วยวิธี SRF								
1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
หลังการชดเชยด้วยวิธี DQF								
1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00

จากตารางที่ 3.5 สังเกตได้ว่า ภายหลังจากการชดเชย ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเฉลี่ยทั้งสามเฟสของวิธี SRF และวิธี DQF มีค่า เท่ากับ 0.07 % และ 0.02 % ตามลำดับ ในส่วนการชดเชยค่าตัวประกอบกำลัง พบว่า ค่า  $Pf_{dist}$  มีค่าเท่ากับ 1 อันเนื่องมาจากผลของค่า %THD ที่มีแนวโน้มลดน้อยลง ส่วนกรณีค่า  $Pf_{disp}$  ทั้งสองวิธีสามารถชดเชยได้ โดยก่อนการชดเชยค่า  $Pf_{disp}$  ทั้งสามเฟส เท่ากับ 0.9800 และภายหลังจากการชดเชยมีค่า  $Pf_{disp}$  ทั้งสามเฟส เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า  $Pf_{total}$  มีค่าเป็น 1 ดังผลตามตารางที่ 3.6 จากผลที่เกิดขึ้นแสดงให้เห็นว่า การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF นอกจากจะสามารถสร้างกระแสอ้างอิงให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกในระบบได้เป็นอย่างดีแล้ว ยังสามารถชดเชยค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในระบบได้อย่างสมบูรณ์ ดังนั้น จึงสรุปได้ว่าการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ให้สมรรถนะที่ดีต่อระบบที่ศึกษา ผู้วิจัยจึงเลือกการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธีดังกล่าว เพื่อใช้งานร่วมกับส่วนการควบคุมอื่น ๆ ในงานวิจัยต่อไป

### 3.4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนพีคิว

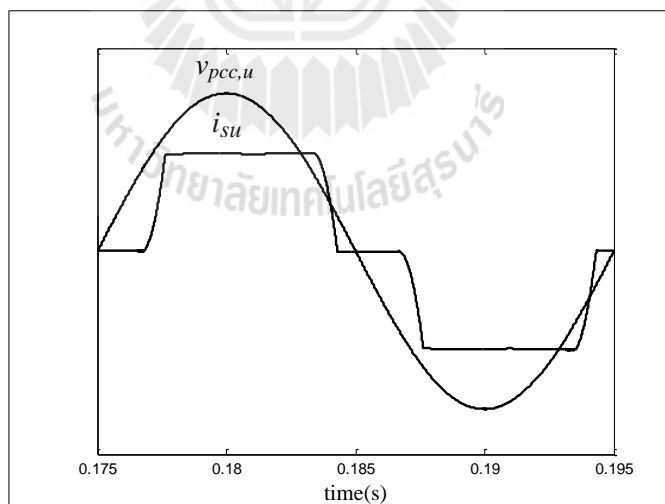
การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนพีคิว ดำเนินการด้วยระบบทดสอบเดียวกันกับการทดสอบการตรวจจับฮาร์มอนิกบนแกนดีคิว ตามรูปที่ 3.11 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ใช้วงจรกรองผ่านสูงอันดับหนึ่งที่มีความถี่ตัด 280 เฮิรตซ์ ผลการจำลองสถานการณ์ก่อนการชดเชย และภายหลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ แสดงดังตารางที่ 3.7 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี PQ ในกรณีที่ 1 แสดงดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQ ในกรณีที่ 1

จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาที เป็นช่วงเวลาที่ไม่มีการกำจัดฮาร์มอนิก รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายก่อนการชดเชย จึงมีลักษณะเหมือนกระแสไฟฟ้าที่โหลด ภายหลังจากเวลา 0.04 วินาที เป็นต้นไป ระบบมีการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น เมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชย

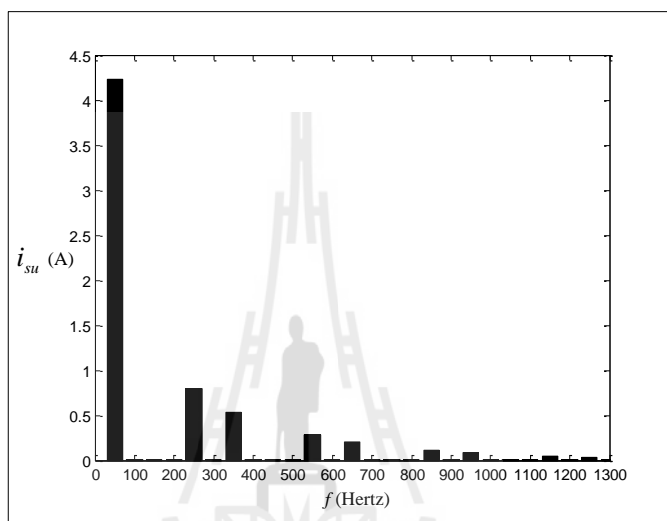
การเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ แสดงดังรูปที่ 3.15 จากรูปดังกล่าว ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งไม่มีกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ ซึ่งกระแสดังกล่าว ประกอบด้วย ปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ แสดงในรูปของสเปกตรัม ดังรูปที่ 3.16 โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 24.48% และค่า  $pf_{dist}$  เท่ากับ 0.97 อีกทั้งกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  ยังคงเกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  โดยมีค่า  $pf_{disp}$  เท่ากับ 0.98 ส่งผลให้ค่า  $pf_{total}$  เท่ากับ 0.95 การเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดง ดังรูปที่ 3.17



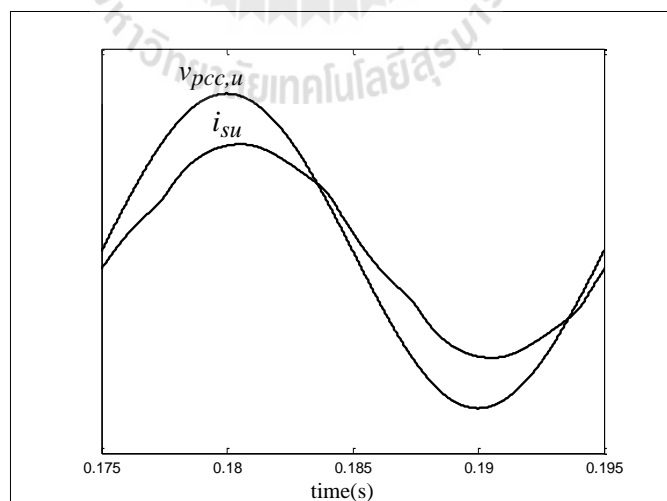
รูปที่ 3.15 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ก่อนชดเชย

จากรูปดังกล่าว ภายหลังจากการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบ

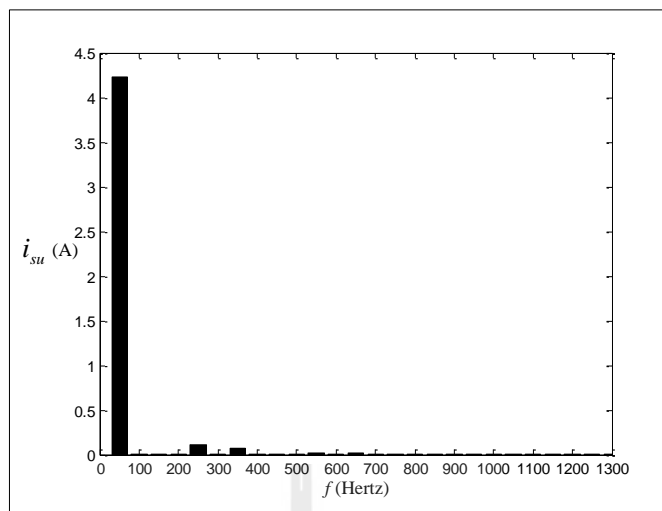
ก่อนการชดเชยแต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยน ซึ่งกระแสดังกล่าว ประกอบด้วย ปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 แสดงในรูปของสเปกตรัม ดังรูปที่ 3.18 โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 3.40% และค่า  $pf_{dist}$  เท่ากับ 1 อีกทั้งยังคงเกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  โดยมีค่า  $pf_{disp}$  เท่ากับ 0.98 ส่งผลให้ค่า  $pf_{total}$  เท่ากับ 0.98



รูปที่ 3.16 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ก่อนการชดเชย



รูปที่ 3.17 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณีที่ 1

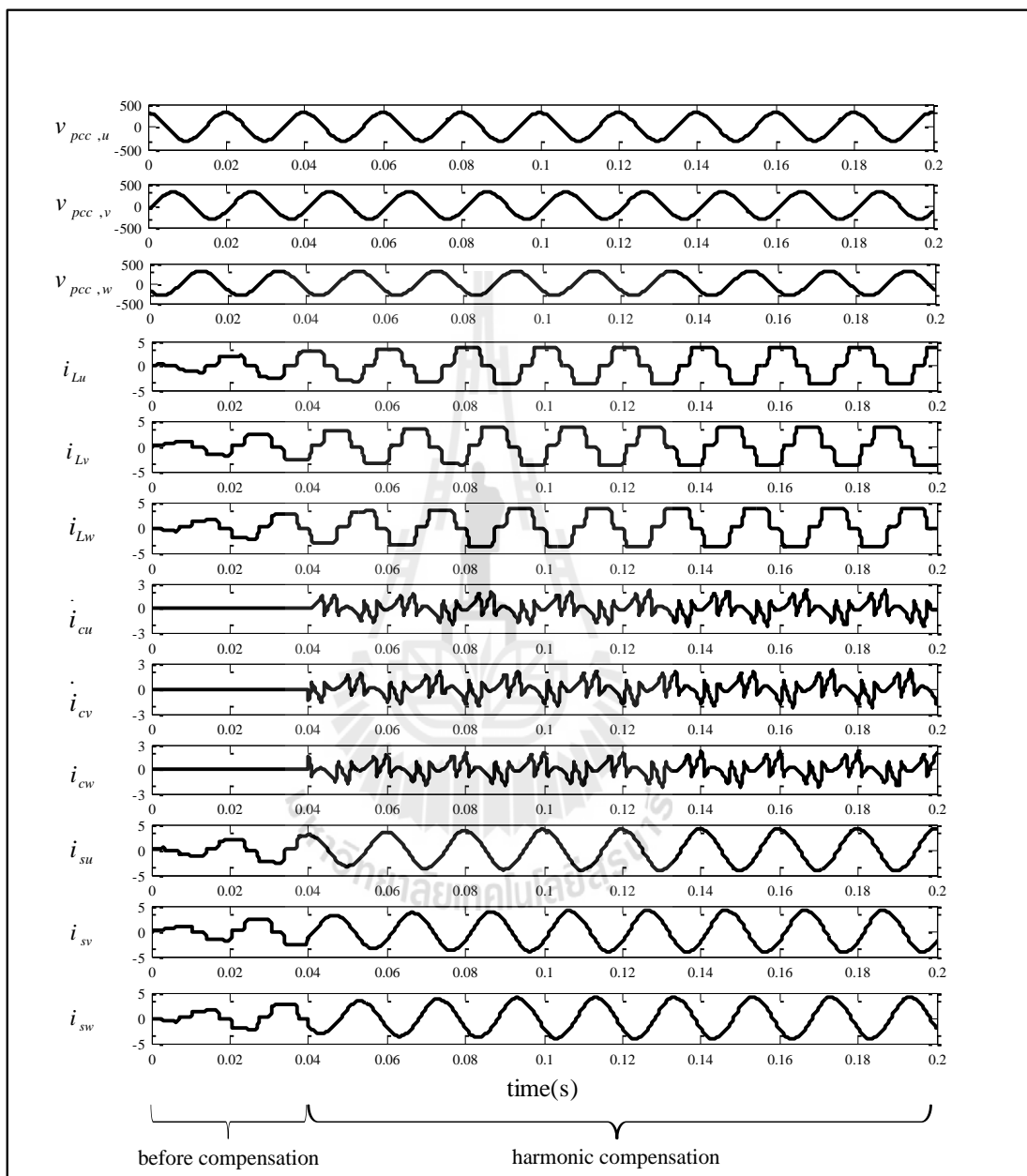


รูปที่ 3.18 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณีที่ 1

ผลการจำลองสถานการณ์กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี PQ ในกรณีที่ 2 แสดงดังรูปที่ 3.19 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาทีรูปสัญญาณมีลักษณะเหมือนวิธี PQ ในกรณีที่ 1 และหลังจากเวลา 0.04 วินาทีเป็นต้นไปมีการกำจัดฮาร์มอนิกจึงทำให้รูปสัญญาณมีลักษณะคล้ายวิธี PQ ในกรณีที่ 1 แต่จะมีการปรับปรุค่าตัวประกอบกำลังเพิ่มเติม

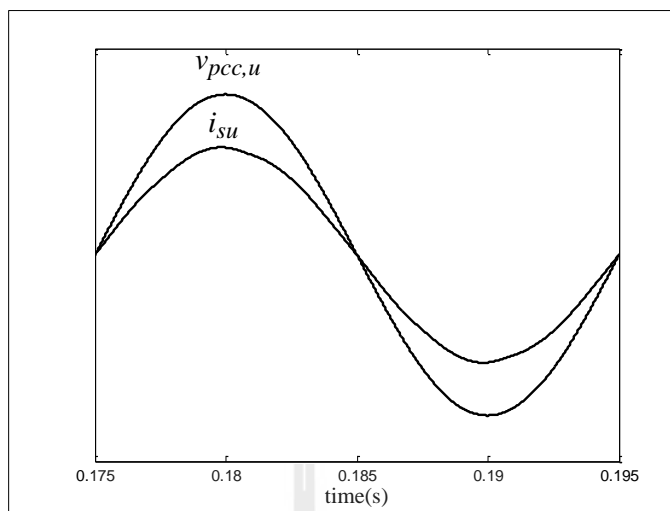
การเปรียบเทียบระหว่างลักษณะสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดง ดังรูปที่ 3.20 จากรูปดังกล่าว หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น เมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยแต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนเล็กน้อย ซึ่งกระแสดังกล่าว ประกอบด้วยปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 แสดงในรูปของสเปกตรัม ดังรูปที่ 3.21 โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 0.95% และค่า  $pf_{dist}$  เท่ากับ 1 และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ดังนั้นสัญญาณทั้งสองจึงมีเฟสตรงกัน โดยมีค่า  $pf_{disp}$  เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า  $pf_{total}$  เท่ากับ 1 ซึ่งการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี PQ ในกรณีที่ 1 มีค่า  $\%THD_{av}$  ที่มากกว่าในกรณีที่ 2 เนื่องจากในกรณีที่ 1 มีการใช้ทั้งกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟเข้าสู่วงจรกรองผ่านสูง ซึ่งมีความคลาดเคลื่อนในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก ส่วนในกรณีที่ 2 ใช้เพียงกำลังไฟฟ้าแอกทีฟเข้าสู่วงจรกรองผ่านสูงทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนน้อยกว่า โดยในกรณีที่ 2 อิทธิพลจากค่าแอมพลิจูดของกระแสที่แหล่งจ่ายที่

ความถี่มูลฐานที่มีค่าลดลงมีเพียงเล็กน้อย เนื่องจากการฉีดกระแสชดเชยที่ความถี่มูลฐานเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังในปริมาณไม่มากนัก

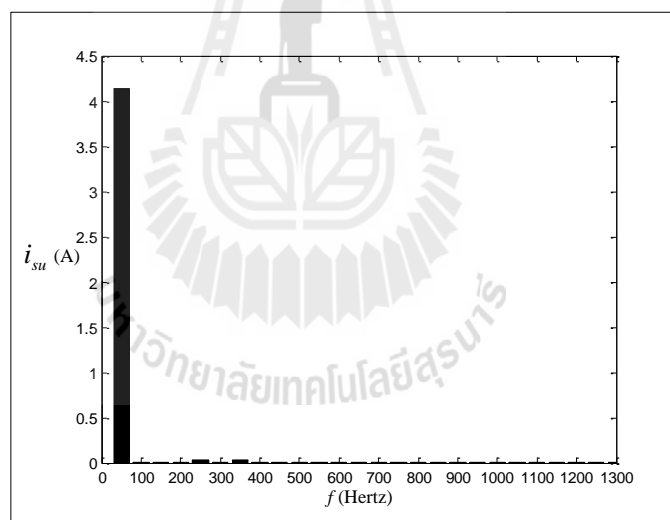


รูปที่ 3.19 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQ ในกรณีที่ 2





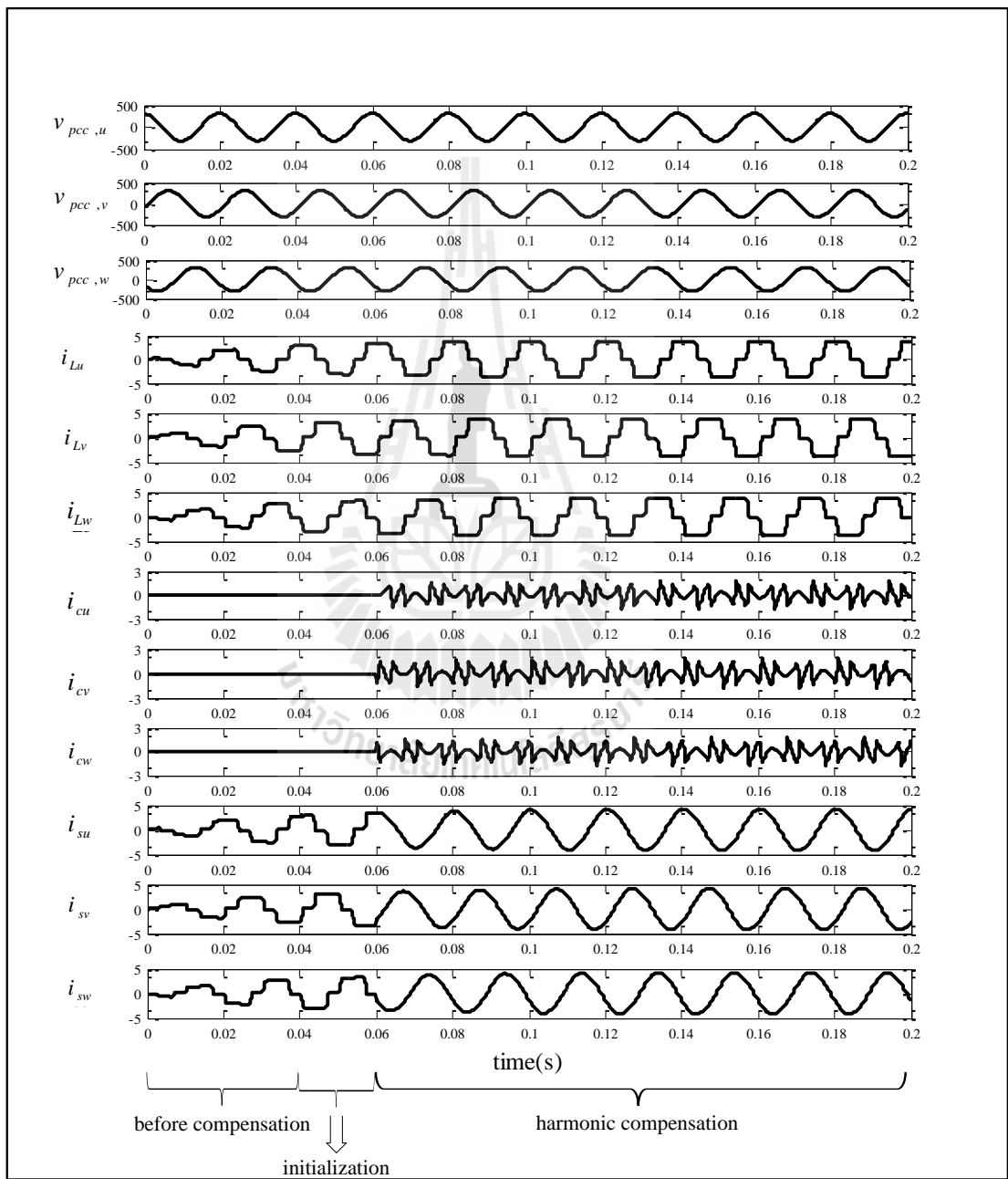
รูปที่ 3.20 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณีที่ 2



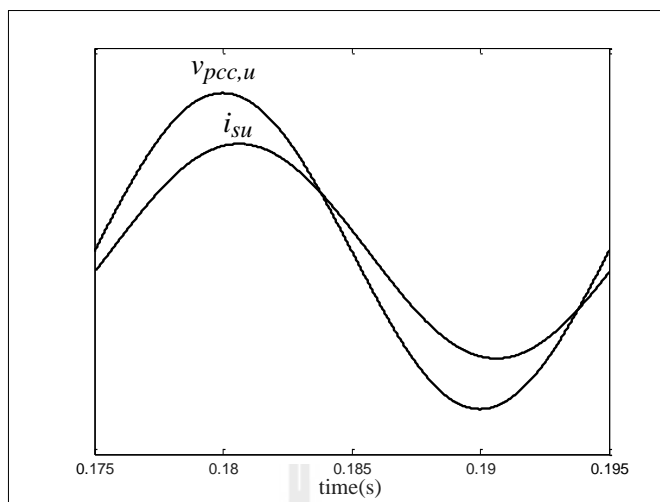
รูปที่ 3.21 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  หลังการชดเชยด้วยวิธี PQ ในกรณีที่ 2

เมื่อพิจารณาการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี PQF ในกรณีที่ 1 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส แสดงดังรูปที่ 3.22 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาที รูปสัญญาณมีลักษณะเหมือนวิธี PQ ในกรณีที่ 1 คือ ไม่มีการฉีดกระแสชดเชยในช่วงนี้ และช่วงเวลา 0.04 ถึง 0.06 วินาที เป็นช่วงเวลาเริ่มต้นในการเก็บข้อมูลเพื่อนำไปคำนวณด้วยวิธี SWFA ซึ่งจะคำนวณเสร็จสิ้นเมื่อเริ่มคาบถัดไป ทำให้หลังจากเวลา 0.06 วินาที เป็นต้นไป ระบบเริ่มมีการกำจัด

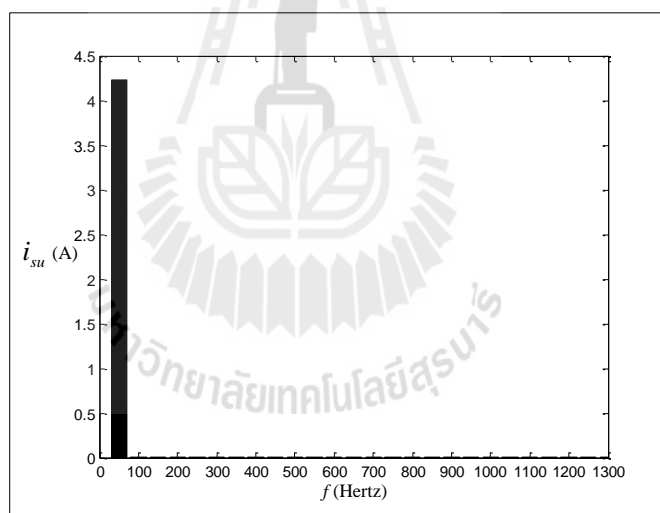
ฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น เมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชยการเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดง ดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.22 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQF ในกรณีที่ 1



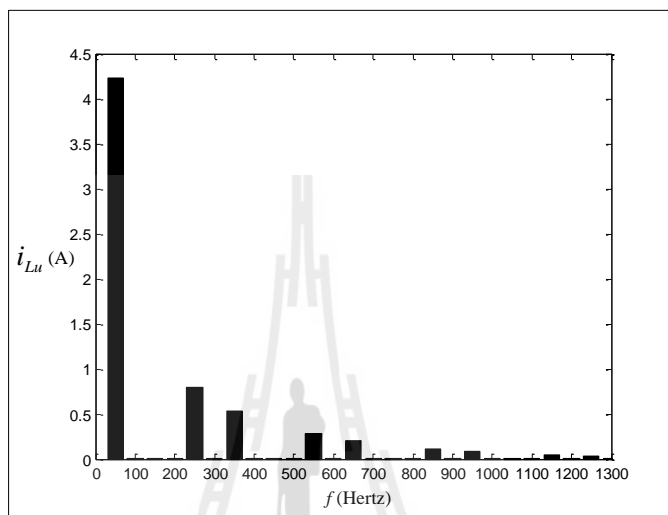
รูปที่ 3.23 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณีที่ 1



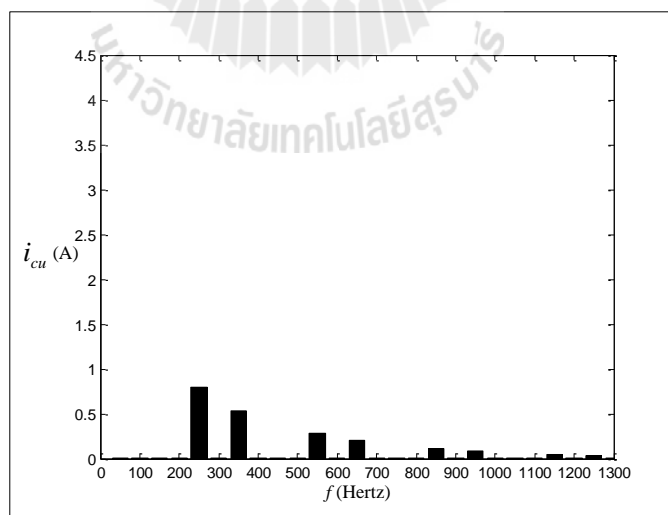
รูปที่ 3.24 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณีที่ 1

จากรูปดังกล่าว ภายหลังจากชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ไม่เกิดความผิดเพี้ยน จึงมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์โดยสมบูรณ์ ซึ่งกระแสดังกล่าวมีเฉพาะปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน โดยไม่ปรากฏปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับใด ๆ แสดงในรูปของสเปกตรัม ดังรูปที่ 3.24 โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 0.04% และค่า  $pf_{dist}$  เท่ากับ 1 อีกทั้งยังเกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่

จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  โดยมีค่า  $pf_{disp}$  เท่ากับ 0.98 ส่งผลให้ค่า  $pf_{total}$  เท่ากับ 0.98 สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในเฟส  $u$  แสดง ดังรูปที่ 3.25 จากรูปดังกล่าว จะเห็นว่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลในเฟส  $u$  ประกอบด้วยปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแส ฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ สเปกตรัมของกระแสชดเชยในเฟส  $u$  แสดงดังรูปที่ 3.26

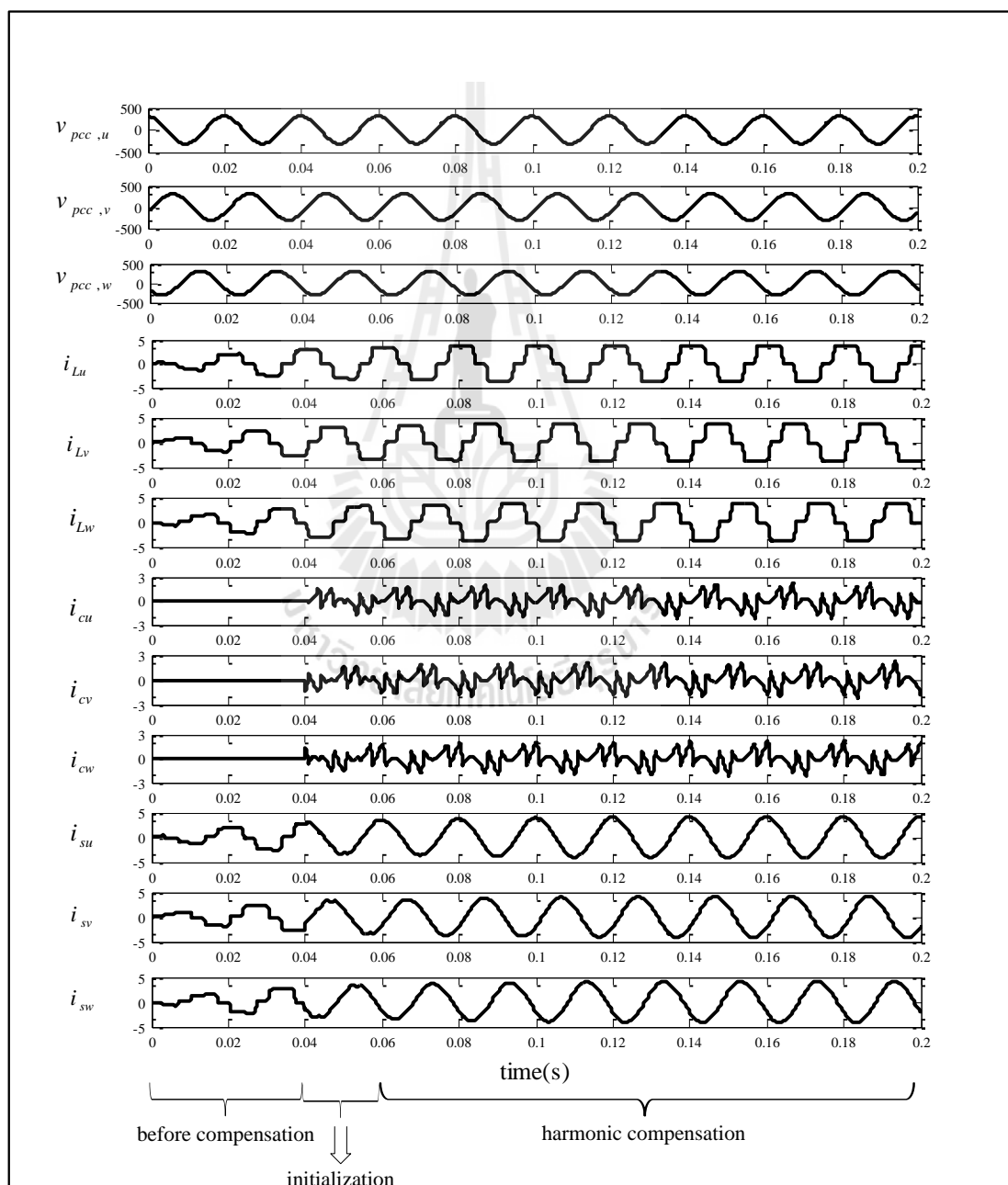


รูปที่ 3.25 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่ไหลในเฟส  $u$  เมื่อไหลเป็นวงจรเรียงกระแส



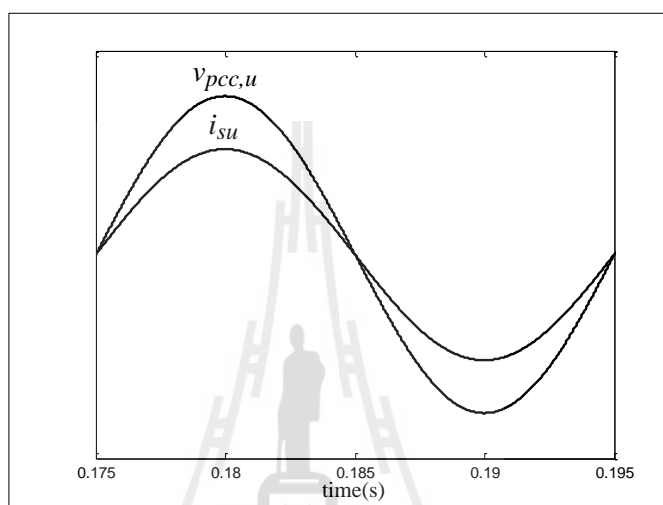
รูปที่ 3.26 สเปกตรัมกระแสชดเชยในเฟส  $u$  หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 1  
เมื่อไหลเป็นวงจรเรียงกระแส

จากรูปดังกล่าวจะเห็นได้ว่า กระแสชดเชยในเฟส  $u$  ประกอบด้วย ปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ สำหรับการกำจัดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ จากความสัมพันธ์ ตามสมการที่ (3-45) การกำจัดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  เหลือเพียงปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐานเท่านั้นแสดงในรูปของสเปกตรัม ดังรูปที่ 3.24 นอกจากนี้ผลการจำลองสถานการณ์ที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี PQF ในกรณีที่ 2 แสดงได้ดังรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.27 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ของวิธี PQF ในกรณีที่ 2

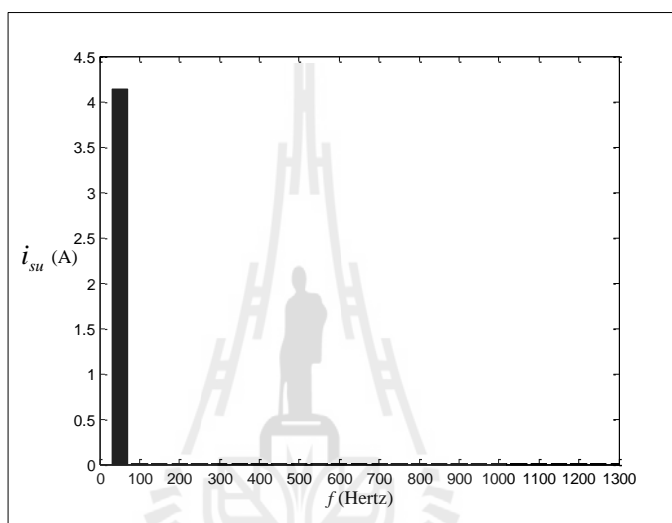
จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาที รูปสัญญาณมีลักษณะเหมือนวิธี PQF กรณีที่ 1 และหลังจากเวลา 0.06 วินาที เป็นต้นไป มีการกำจัดฮาร์มอนิกจึงทำให้รูปสัญญาณมีลักษณะคล้ายวิธี PQF ในกรณีที่ 1 แต่จะมีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังเพิ่มเติม การเปรียบเทียบระหว่างลักษณะสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดง ดังรูปที่ 3.28



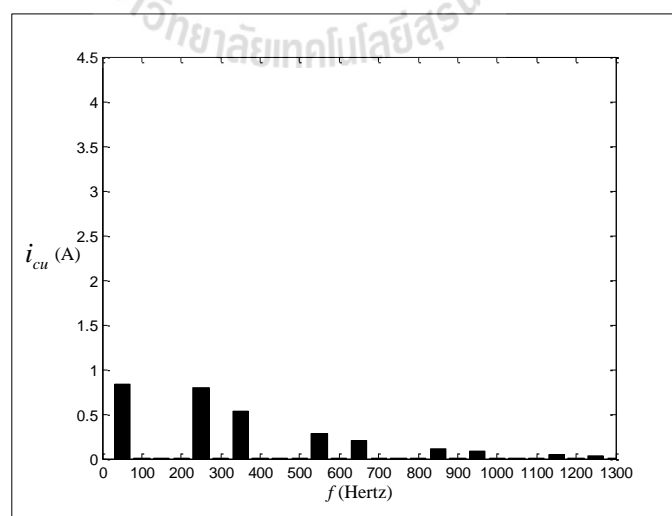
รูปที่ 3.28 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณีที่ 2

จากรูปดังกล่าว ภายหลังจากการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ไม่เกิดความผิดเพี้ยน จึงมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์โดยสมบูรณ์ ซึ่งกระแสดังกล่าวมีเฉพาะปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน โดยไม่ปรากฏปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับใด ๆ แสดงในรูปของสเปกตรัม ดังรูปที่ 3.29 โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 0.04 % และค่า  $pf_{dist}$  เท่ากับ 1 และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ดังนั้น สัญญาณทั้งสองจึงมีเฟสตรงกัน โดยมีค่า  $pf_{disp}$  เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า  $pf_{total}$  เท่ากับ 1 สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในเฟส  $u$  แสดงดังรูปที่ 3.25 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลในเฟส  $u$  ประกอบด้วย ปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ สเปกตรัมของกระแสชดเชยในเฟส  $u$  แสดงดังรูปที่ 3.30 จากรูปดังกล่าวจะเห็นได้ว่า กระแสชดเชยในเฟส  $u$  ประกอบด้วย ปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานสำหรับการชดเชยกำลังไฟฟ้แอกทีฟเพื่อ

ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ สำหรับการกำจัดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบ จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (3-45) การกำจัดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเหลือเพียงปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานเท่านั้น และการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายที่ความถี่มูลฐานมีค่าแอมพลิจูด ลดลงเมื่อเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่โหลดที่ความถี่มูลฐานแสดงในรูปของสเปกตรัม ดังรูปที่ 3.29



รูปที่ 3.29 สเปกตรัมกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณีที่ 2



รูปที่ 3.30 สเปกตรัมกระแสชดเชยในเฟส  $u$  หลังการชดเชยด้วยวิธี PQF ในกรณี 2 เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส

ตารางที่ 3.7 เปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง  
ระหว่างวิธี PQ และวิธี PQF

วิธี	กรณี	ก่อนการชดเชย				หลังการชดเชย			
		$\%THD_{av}$	$pf_{disp}$	$pf_{dist}$	$pf_{total}$	$\%THD_{av}$	$pf_{disp}$	$pf_{dist}$	$pf_{total}$
PQ	1	24.42	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

### 3.5 สรุป

การศึกษาการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดั้งเดิมทั้งสองวิธี ได้แก่ วิธีกรอบอ้างอิงซิงโครนัส (SRF) และวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง (PQ) พบว่า วิธีการทั้งสองมีข้อจำกัดในการเลือกค่าความถี่ตัดของวงจรกรองให้เหมาะสมกับระบบที่พิจารณา ซึ่งจะส่งผลต่อความแม่นยำในการตรวจจับฮาร์มอนิก และความเร็วในการตอบสนอง ซึ่งปัญหาการเลือกใช้ค่าความถี่ตัดดังกล่าวจะถูกแก้ไขด้วยการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี DQF และวิธี PQF ที่มีการใช้วิธี SWFA แทนการใช้วงจรกรองผ่านซึ่งวิธี SWFA มีความแม่นยำในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก และมีความเร็วในการตอบสนองที่ดี โดยมีข้อจำกัดเพียงการเก็บข้อมูลสำหรับการคำนวณในคาบแรกเท่านั้น จากการทดสอบกับระบบที่มีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งเป็นโหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ก่อให้เกิดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกในระบบ และเป็นโหลดที่มีการใช้งานใกล้เคียงในทางปฏิบัติจริง พบว่า การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วย DQF และวิธี PQF มีสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดี สังเกตได้จาก รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะใกล้เคียงรูปสัญญาณไซน์มากกว่าเมื่อเทียบกับวิธี SRF และวิธี PQ ตามลำดับ ค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชยที่มีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF และวิธี PQF มีค่าต่ำกว่าวิธี SRF และวิธี PQ ตามลำดับ และค่า  $\%THD_{av}$  ดังกล่าวอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้มีค่าเป็น 1 ดังนั้น ในบทความต่อไปหลังจากนี้จะใช้วิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF และวิธี PQF ในการจำลองสถานการณ์ร่วมกับระบบควบคุมของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เนื่องจากวิธีการทั้งสองมีสมรรถนะสูงในการตรวจจับฮาร์มอนิก



## บทที่ 4

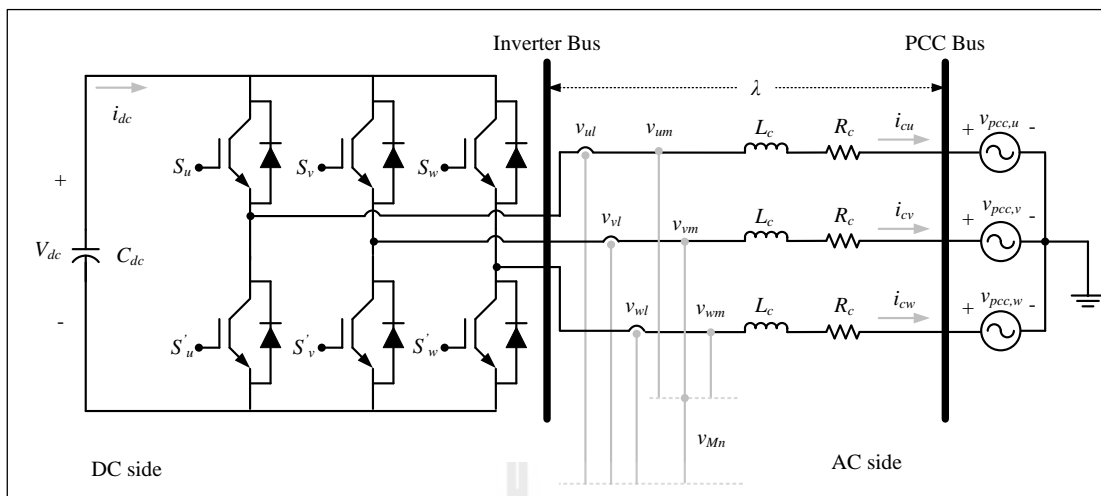
### แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

#### 4.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้เป็นการนำเสนอ การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ โดยมีวัตถุประสงค์หลัก คือ เพื่อออกแบบโครงสร้างของระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ การหาแบบจำลองในงานวิจัยนี้คำนึงถึงการออกแบบระบบควบคุมบนแกนดีคิว ดังนั้น บทนี้จะเริ่มต้นจากการวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟบนแกนสามเฟส จากนั้นดำเนินการแปลงแบบจำลองดังกล่าวให้อยู่บนแกนดีคิว โดยใช้หลักการแปลงของปาร์ค นอกจากนี้ยังได้มีการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง โดยการเปรียบเทียบผลกับการจำลองสถานการณ์ที่พึ่งพาโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems

#### 4.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนสามเฟส

วงจรรอกำลังแอกทีฟ ดังรูปที่ 4.1 มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันใช้ไอจีบีที ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ทางด้านเอซี (AC SIDE) ของวงจรดังกล่าวจะเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายแรงดันสามเฟสที่จุดต่อร่วม (Point of Common Coupling: PCC) ผ่านตัวเหนี่ยวนำ ( $L_c$ ) และตัวต้านทาน ( $R_c$ ) ทั้งสามเฟส โดยแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ ( $v_{ul}, v_{vl}, v_{wl}$ ) จะมีผลโดยตรงต่อการฉีดกระแสชดเชยไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ( $i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}$ ) ทั้งนี้เพื่อควบคุมให้ค่ากระแสดังกล่าวมีลักษณะรูปสัญญาณใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิง ( $i_{cu}^*, i_{cv}^*, i_{cw}^*$ ) ที่ได้จากระบวนการตรวจจับฮาร์มอนิก เมื่อพิจารณาทางด้านดีซี (DC SIDE) พบว่า ตัวเก็บประจุ ( $C_{dc}$ ) มีบทบาทหน้าที่เก็บสะสมพลังงาน เพื่อใช้สำหรับการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ รวมถึงแรงดันบัลไฟตรง ( $V_{dc}$ ) ที่ตกคร่อม  $C_{dc}$  จะต้องได้รับการควบคุมเพื่อให้ได้จุดการทำงานที่เหมาะสม นอกจากนี้ในงานวิจัยได้เลือกใช้การสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม สำหรับควบคุมการทำงานของไอจีบีทีเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.1 โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทิฟที่เป็นอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน

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

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

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

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

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

สำหรับงานวิจัยนี้ผู้วิจัยได้ตั้งขอบเขต ที่จะพิจารณาเฉพาะระบบกำลังไฟฟ้าสามเฟสสามสายสมดุลเท่านั้น ดังนั้น ในการวิเคราะห์จะไม่กล่าวถึงปริมาณไฟฟ้าลำดับศูนย์ จึงส่งผลให้ความสัมพันธ์ของแรงดันที่จุด PCC และกระแสชดเชยทั้งสามเฟส เป็นดังสมการที่ (4-4) และ

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

สมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยบนแกนสามเฟสแสดงได้ ดังสมการที่ (4-17) ในขั้นตอนต่อไปเป็นการหาสมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรง โดยวิเคราะห์จากการพิจารณากฎของกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ทางด้านดิซี อาศัยความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต และเอาต์พุตของกระแสตามสมการที่ (4-12) จะได้ดังสมการที่ (4-18)

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

จากการอธิบายแบบจำลองเชิงพลวัตของวงจรกรองกำลังแอคทีฟบนปริมาณไฟฟ้าสามเฟสในข้างต้น สามารถเขียนเป็นแบบจำลองตัวแปรสถานะได้ ดังสมการที่ (4-19)

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

### 4.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนดีคิว

โครงสร้างการควบคุมการฉีดกระแสชดเชย และโครงสร้างการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ในงานวิจัยนี้มีแนวทางการควบคุมอยู่บนแกนดีคิว ดังนั้น การดำเนินงานในขั้นตอนต่อไป คือ การนำแบบจำลองเชิงพลวัตบนแกนสามเฟส ผ่านเมตริกซ์การแปลงของปาร์ค ดังสมการที่ (4-20) เพื่อให้แบบจำลองอยู่บนแกนดีคิว จากสมการดังกล่าว กำหนดให้  $f_u, f_v$  และ  $f_w$  คือ ปริมาณทางไฟฟ้าของเฟส  $u, v$  และ  $w$  ตามลำดับ ในขณะที่  $f_d$  และ  $f_q$  คือ ปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคิว ทั้งนี้หากต้องการแปลงปริมาณบนแกนดีคิวกลับไปอยู่บนแกนไฟฟ้าสามเฟสสามารถทำได้ ดังสมการที่ (4-21) สำหรับเมตริกซ์  $\mathbf{K}$  แสดงไว้ในสมการที่ (4-22) โดยมีค่ามุมเฟส ( $\theta = \omega t$ ) ซึ่งหมุนด้วยความเร็ว เท่ากับ  $\omega$  rad/sec

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

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

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

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

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

จากสมการที่ (4-23) ทำการแปลงฟังก์ชัน  $d_k$  ให้อยู่บนแกนดีคิว ด้วยการแทนลงในสมการที่ (4-20) จะได้ดังสมการที่ (4-24) โดยที่ ค่า  $\phi_1$  คือ มุมเฟสเริ่มต้นของแกนหมุนดีคิว จากสมการดังกล่าวเมื่อใช้คุณสมบัติทางตรีโกณมิติ จะได้ดังสมการที่ (4-25)

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

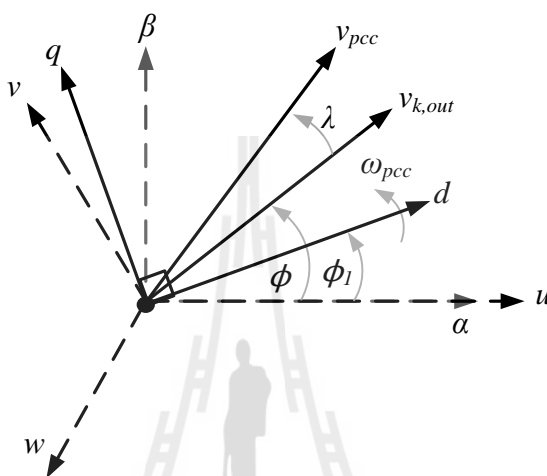
$$\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\phi - \phi_1) \\ \sin(\phi - \phi_1) \end{bmatrix} \quad (4-25)$$

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

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

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

จากการอธิบายข้างต้นเกี่ยวกับเวกเตอร์ของแบบจำลองในระบบ พบว่า เวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตมีมุมเฟสเริ่มต้นเดียวกันกับเวกเตอร์ฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ เท่ากับ  $\phi$  ซึ่งทำมุมต่างเฟสกับมุมเฟสเริ่มต้นของเวกเตอร์แรงดันที่จุด PCC ( $v_{pcc}$ ) เท่ากับ  $\lambda$  และแกนดีคิวหมุนด้วยความเร็วเท่ากับ  $\omega$  rad/s ที่มุมเฟสเริ่มต้น เท่ากับ  $\phi_1$  ดังนั้น เวกเตอร์ของแบบจำลองบนแกนดีคิวในระบบที่พิจารณา สามารถอธิบายได้ด้วยแผนภาพเฟสเซอร์ไดอะแกรม ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แผนภาพเฟสเซอร์ของระบบที่พิจารณา

จากรูปดังกล่าวผู้วิจัยกำหนดให้มุมเฟสเริ่มต้นของเวกเตอร์แรงดันเอาต์พุต ( $v_i$ ) ทำมุมเดียวกันกับมุมเฟสเริ่มต้นของแกนหมุนดีคิว ( $\phi = \phi_1$ ) และไม่พิจารณาผลของมุมเหลื่อม ( $\lambda$ ) ซึ่งเกิดขึ้นจากพาราเตอร์ในสายส่ง ผลจากเงื่อนไขดังกล่าวทำให้สมการที่ (4-25) และสมการที่ (4-27) แสดงได้ใหม่ดังสมการที่ (4-28) และสมการที่ (4-29) ตามลำดับ

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

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

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

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในส่วนการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว

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

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

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

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

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

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

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

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



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

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

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

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

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

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

**แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในส่วนการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงบนแกนดีคิว**

การวิเคราะห์เริ่มต้นด้วยการพิจารณาสมการที่ (4-19) ในแถวที่ 4 โดยเขียนอยู่ในสมการตัวแปรสถานะ ดังสมการที่ (4-39) หรือจัดเทอมให้อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์ ดังสมการที่ (4-40) จาก

สมการดังกล่าวเมื่ออธิบายด้วยความสัมพันธ์ของสมการที่ (4-21) จะสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4-41)

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

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

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

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

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

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

จากแบบจำลองเชิงพลวัตของวงจรรองกำลังแอกที่ฟบนแกนสามเฟสแปลงมาอยู่บนแกน ดีคิว สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบตัวแปรสถานะได้ ดังสมการที่ (4-43) ซึ่งสามารถแบ่งออกได้ เป็น 2 ส่วน เพื่อนำมาใช้อธิบายระบบที่พิจารณาอยู่บนแกนดีคิว คือ ส่วนการควบคุมกระแสชดเชย บนแกนดี และแกนคิว ในเมตริกซ์แถวที่ 1 และแถวที่ 2 ของสมการ และส่วนการควบคุมแรงดันบัส ไฟตรงบนแกนดีคิว ในเมตริกซ์แถวที่ 3 ของสมการ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวจะ สามารถนำมาใช้ออกแบบระบบได้นั้น จำเป็นจะต้องมีการยืนยันความถูกต้องของแบบจำลอง ซึ่งมี รายละเอียดแสดงไว้ในหัวข้อที่ 4.4

#### 4.4 การตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องของแบบจำลอง

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

*การจำลองสถานการณ์ระบบโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดิกิว*

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

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}u \end{aligned} \quad (4-44)$$

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

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

$u$  คือ อินพุตของแบบจำลอง ( $u = v_m$ )

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

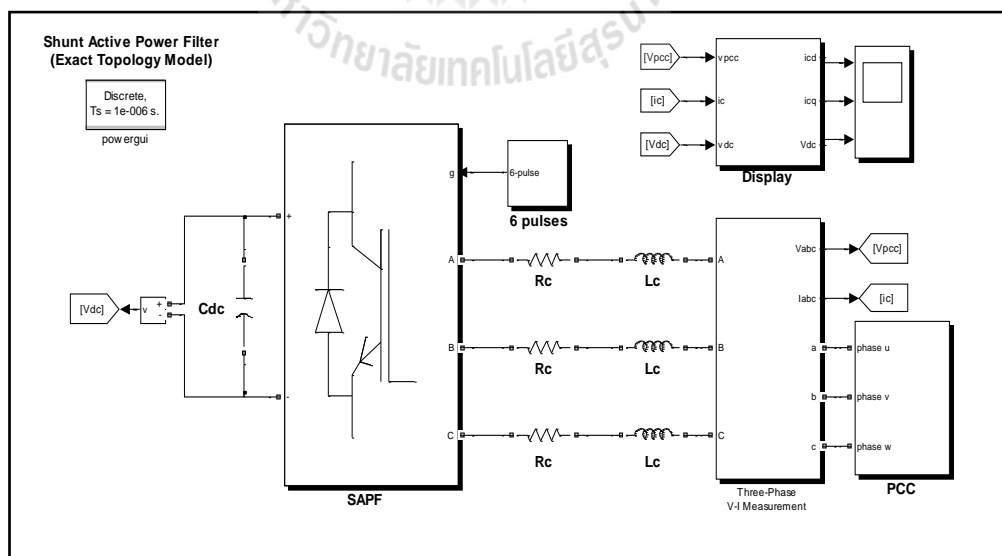
และเมตริกซ์  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$  และ  $\mathbf{D}$  ของแบบจำลอง คือ

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

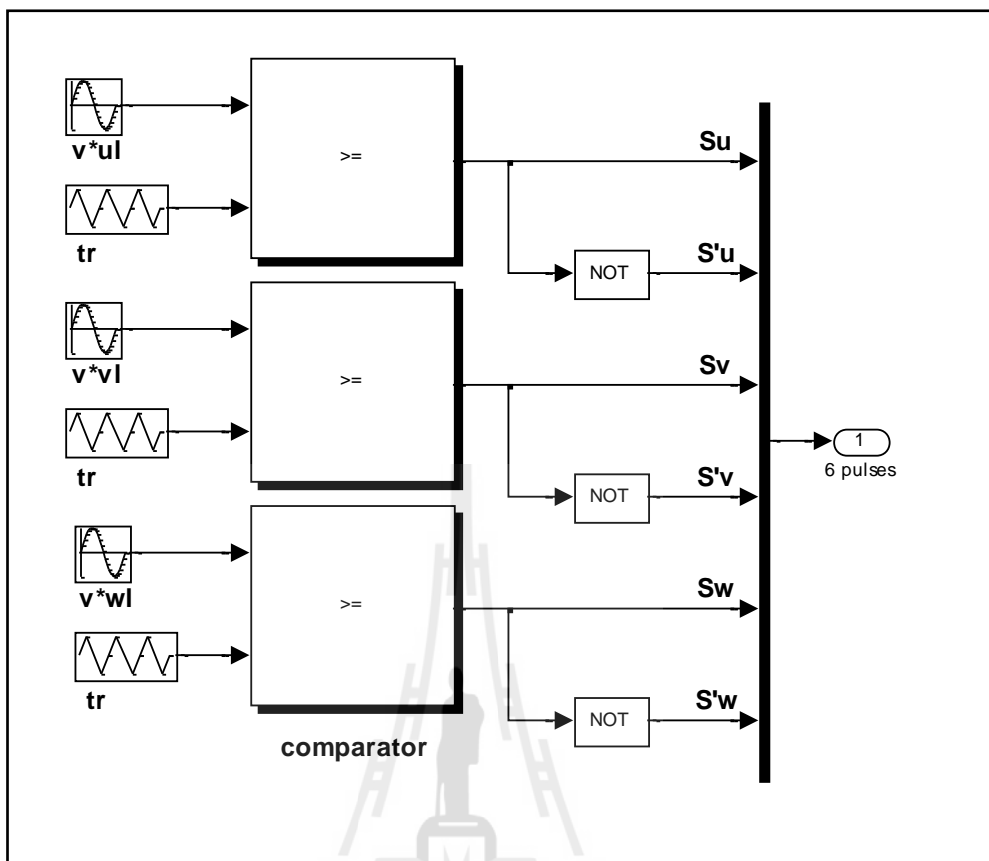
$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_c} \cdot \cos(\phi - \phi_1 + \lambda) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_c} \cdot \sin(\phi - \phi_1 + \lambda) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\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

### การจำลองสถานการณ์ระบบ โดยอาศัยชุดบล็อกสำเร็จรูป

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



รูปที่ 4.3 ระบบที่พิจารณาบนโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems



รูปที่ 4.4 โครงสร้างภายในบล็อก 6 pulses

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

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

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

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

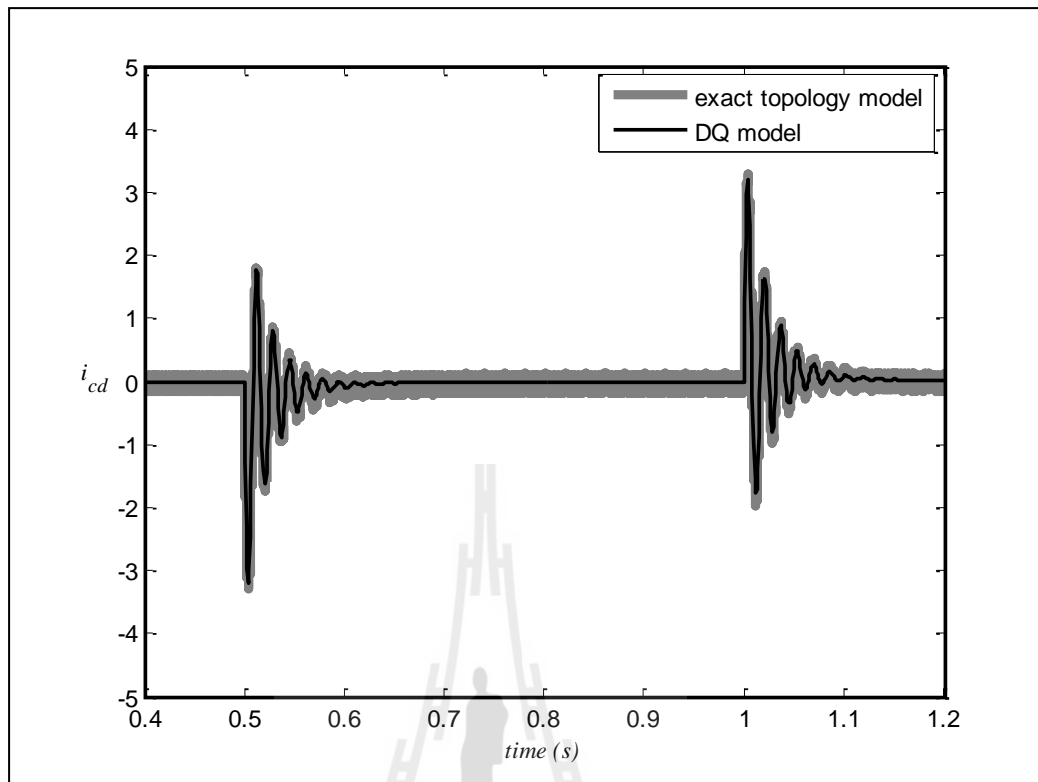
$$M = \frac{|v_{kl}^*|}{|v_{tr}^*|} \quad ; k = u, v, w \quad (4-48)$$

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

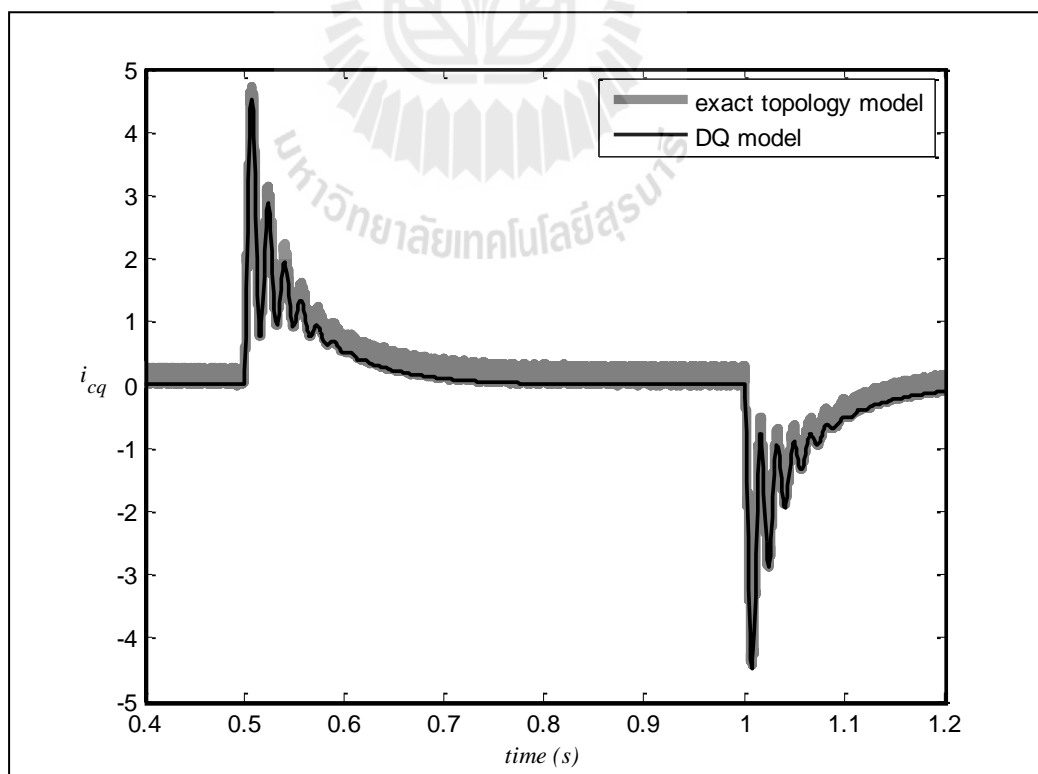
การจำลองสถานการณ์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟในระบบที่พิจารณา ดังรูปที่ 4.1 ผู้วิจัยได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในระบบ ดังตารางที่ 4.1 การทดสอบมีวัตถุประสงค์ คือ การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนคิคว ด้วยการเปรียบเทียบรูปสัญญาณของ  $i_{cd}$ ,  $i_{cq}$  และ  $V_{dc}$  กับกรณีอาศัยชุดบล็อกสำเร็จรูปซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ ดังรูปที่ 4.5 ถึงรูปที่ 4.7 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์

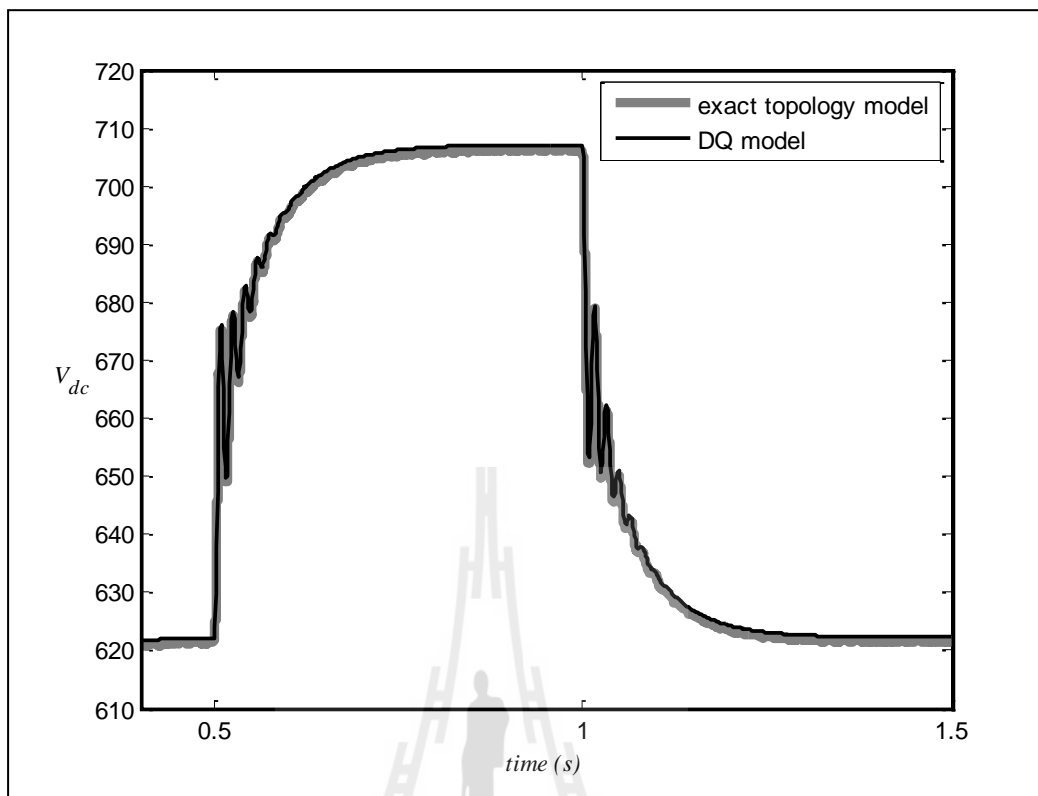
พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้
แรงดันที่จุด PCC	$v_{pcc} = 220 \text{ V}_{\text{rms}}, 250 \text{ V}_{\text{rms}}$
ความถี่ของระบบ	$f_s = 50 \text{ Hz}$
ตัวเก็บประจุคิคว	$C_{dc} = 200 \mu\text{F}$
ความต้านทานในสายส่งของวงจร	$R_C = 2 \Omega$
ตัวเหนี่ยวนำวงจรรอก	$L_c = 39 \text{ mH}$
ความถี่ของสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยม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



รูปที่ 4.5 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า  $i_{cd}$



รูปที่ 4.6 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า  $i_{cq}$



รูปที่ 4.7 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า  $V_{dc}$

จากการจำลองสถานการณ์ เป็นการเปรียบเทียบผลตอบสนองของค่า  $i_{cd}$ ,  $i_{cq}$  และ  $V_{dc}$  จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนตีกิว (DQ model) แสดงด้วยเส้นสีดำ และผลที่ได้จากชุดบล็อกสำเร็จรูป (exact topology model) แสดงด้วยเส้นสีเทา สังเกตได้ว่า การจำลองสถานการณ์พิจารณาในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.4 วินาที ถึง 1.2 วินาที สำหรับรูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.6 ส่วนในรูปที่ 4.7 พิจารณาในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.4 วินาที ถึง 1.5 วินาที เนื่องจากช่วงเวลาดังกล่าวระบบจะเข้าสู่สภาวะคงตัว การจำลองสถานการณ์ดังกล่าวได้มีการปรับเปลี่ยนค่าอินพุตของแบบจำลอง คือ ค่า  $v_{pcc}$  จาก  $220 V_{rms}$  เป็น  $250 V_{rms}$  ตั้งแต่เวลา 0.5 วินาที ถึง 1 วินาที และปรับค่า  $v_{pcc}$  จาก  $250 V_{rms}$  เป็น  $220 V_{rms}$  ตั้งแต่เวลา 1 วินาที เป็นต้นไป ทั้งนี้เพื่อเป็นการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองในสถานะอยู่ตัว (steady state) ควบคู่ไปกับการตรวจสอบในสภาวะการตอบสนองชั่วคราว (transient response) จากรูปที่ 4.6 และรูปที่ 4.7 สังเกตได้ว่า ผลตอบสนองการเข้าสู่สถานะคงตัวอยู่ในช่วงก่อนเวลา 0.5 วินาที เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่จุด PCC ที่เวลาเท่ากับ 0.5 วินาที และ 1.0 วินาที ส่งผลให้การตอบสนองของค่า  $i_{cd}$  และ  $i_{cq}$  มีลักษณะสั้นไวกว จนล่อย ๆ เข้าสู่สถานะคงตัวอีกครั้ง ส่วนในรูปที่ 4.8 สังเกตได้ว่า ค่า  $V_{dc}$  จะเริ่มคงที่ที่ค่าแรงดันประมาณ 620 V เมื่อมีการ



เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นของค่า  $v_{pcc}$  ที่เวลาเท่ากับ 0.5 วินาที ค่า  $V_{dc}$  มีแนวโน้มปรับตัวเพิ่มขึ้นจนกระทั่งคงที่ประมาณ 705 V ซึ่งหลังจากเวลา 1.0 วินาที ค่า  $v_{pcc}$  มีการเปลี่ยนแปลงลดลงเท่ากับ 220 V<sub>rms</sub> อีกครั้ง ค่า  $V_{dc}$  จึงมีการตอบสนองโดยปรับตัวลดลงกลับมาคงที่ เท่ากับ 620 V เช่นเดิม จากผลการตอบสนองทั้งหมด พบว่า รูปสัญญาณที่ได้มาจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนตีกิวมีลักษณะเป็นเส้นเรียบ ให้ผลการตอบสนองทั้งสภาวะคงตัว และในสภาวะชั่วคราว มีแนวโน้มคล้ายตามรูปสัญญาณจากชุดบล็อกสำเร็จรูป ที่มีลักษณะสัญญาณเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้า เนื่องจากผลของพฤติกรรมการสวิทช์ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ผลดังกล่าวในข้างต้นจึงช่วยยืนยันได้ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนตีกิวมีความถูกต้อง

#### 4.5 สรุป

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ที่นำเสนอในบทนี้ใช้กฎกระแสและแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ในการวิเคราะห์หาแบบจำลองบนปริมาณสามเฟส รวมถึงการแปลงแบบจำลองดังกล่าวอยู่บนแกนตีกิว ด้วยหลักการแปลงของปาร์ก ซึ่งผลเฉลยของแบบจำลองที่ได้ผู้วิจัยมีการตรวจสอบและยืนยันความถูกต้อง เพื่อประโยชน์สำหรับการนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุมให้กับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ โดยรายละเอียดการออกแบบได้นำเสนอไว้ในบทถัดไป

## บทที่ 5

### การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ สำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

#### 5.1 บทนำ

ระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ได้แก่ ระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ดังนั้น บทนี้จึงแบ่งการนำเสนอออกเป็น 3 ส่วนสำคัญ ส่วนแรก คือ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ การออกแบบในส่วนนี้ได้อ้างอิงวิธีการออกแบบ 4 วิธี ได้แก่ วิธีการของ Ingram และ Round (Ingram, D.M.E. and Round, S.D., 1997) วิธีการของ Benchaita, Saadate และ Nia (Benchaita, Saadate, and Nia, 1999) วิธีการของ Thomas (Thomas, T., Haddad, K., Joos, G. and Jaafari, A., 1998) และวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ (T. Narongrit, K-L. Areerak and A. Srikaew, 2009) รายละเอียดของแต่ละวิธีจะนำเสนอในหัวข้อที่ 5.2 ส่วนที่สอง คือ การออกแบบโครงสร้างของระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง การออกแบบในส่วนดังกล่าวพึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนคิคว ซึ่งได้นำเสนอรายละเอียดไว้ในบทที่ 4 และส่วนสุดท้าย คือ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยและระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม นอกจากนี้การปรับปรุงระบบควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟให้มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีที่สุด คือ สิ่งที่ผู้วิจัยคาดหวังเป็นอย่างยิ่ง ด้วยเหตุนี้บทนี้จึงมุ่งเน้นการปรับปรุงตัวควบคุมแบบพีไอ โดยการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search: ATS) (Puangdownreong, Areerak, Srikaew, Sujitjorn, and Totarong, 2002) วิธีการดังกล่าวถูกใช้เป็นเครื่องมือในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมให้กับตัวควบคุมแบบพีไอบนแกนคิคว ซึ่งการนำเสนอในส่วนนี้ผู้วิจัยได้มีการทบทวนขั้นตอนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว การกำหนดขอบเขตการค้นหา แนวทางการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว รวมถึงนำเสนอผลการจำลองสถานการณ์ และการเปรียบเทียบผลการออกแบบไว้ในบทนี้

## 5.2 การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟ

ค่าพารามิเตอร์ในวงจรรอกำลังแอกทีฟมีวิธีการออกแบบในแต่ละส่วนแตกต่างกัน ประกอบด้วย ส่วนที่หนึ่ง คือ การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_c$ ) ด้วยวิธีการของ Ingram และ Round ส่วนที่สอง คือ การออกแบบค่าแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc}$ ) ด้วยวิธีการของ Benchaita, Saadate และ Nia ส่วนสุดท้าย คือ การออกแบบค่าความถี่ประจุ ( $C_{dc}$ ) ด้วยวิธีการของ Thomas สำหรับวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search: ATS) ถูกนำมาใช้เพื่อระบุค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของค่า  $L_c$  และ  $V_{dc}$  ทั้งนี้เนื่องจากการออกแบบค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว ส่งผลต่อสมรรถนะการฉีดกระแสของวงจรรอกำลังแอกทีฟ ซึ่งรายละเอียดการออกแบบได้นำเสนอไว้ ดังนี้

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

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

โดยที่  $v_m$  คือ ค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (V)

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

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

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

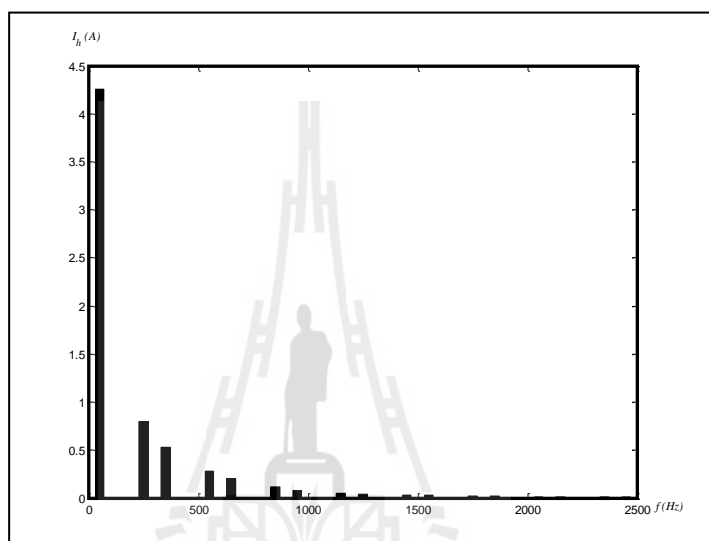
$$\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right) = 2\pi f I_h \quad (5-3)$$

โดยที่  $I_h$  คือ แอมพลิจูดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่มีขนาดของกระแสสูงสุด (A)

$f$  คือ ความถี่ของอันดับฮาร์มอนิกที่มีขนาดกระแสสูงสุด (Hz)

ตารางที่ 5.1 ขนาดกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา

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



รูปที่ 5.1 ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง

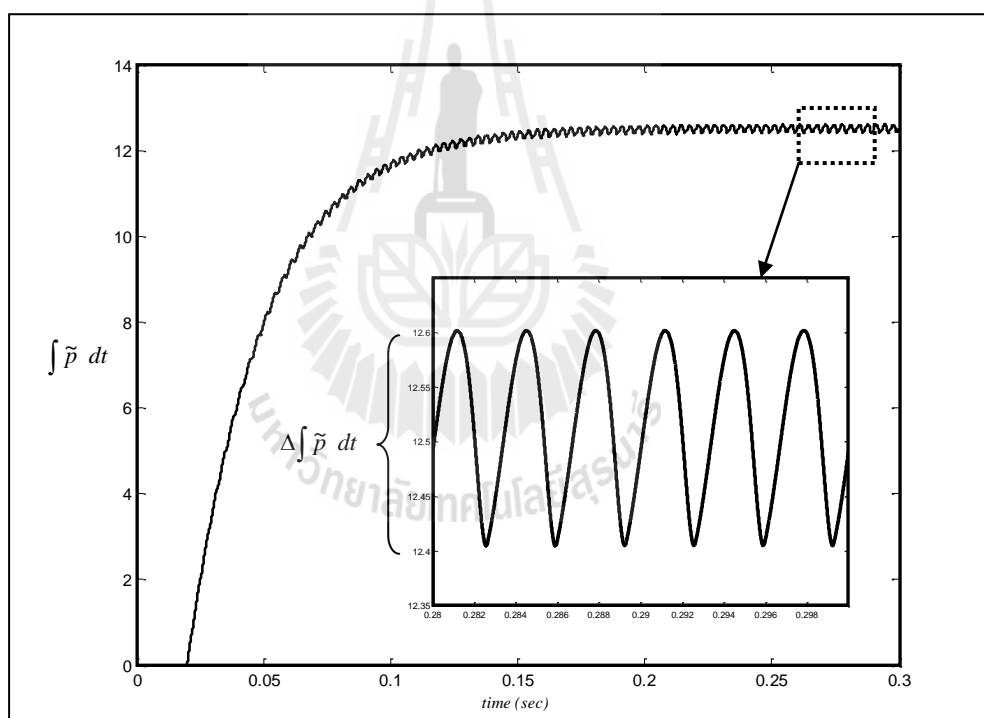
จากตารางที่ 5.1 แสดงปริมาณของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้า สังเกตได้ว่า กระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ 5 ( $f=250$  Hz) มีค่าแอมพลิจูดสูงสุด เท่ากับ 0.8 A จากตารางดังกล่าวแสดงด้วยสเปกตรัม ดังรูปที่ 5.1 ทำให้สามารถหาขอบเขตการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุด ดังสมการที่ (5-4)

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

จากสมการที่ (5-4) สังเกตได้ว่าไม่สามารถระบุค่าพารามิเตอร์  $V_{dc}$  และ  $L_c$  อย่างชัดเจน ว่าควรมีค่าเท่าใดจึงจะส่งผลให้สมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยดีที่สุด ด้วยเหตุนี้ผู้วิจัยได้อ้างอิงการออกแบบค่าดังกล่าวด้วยวิธี ATS (ทศพร ณรงค์ฤทธิ์, 2553) จนกระทั่งได้ค่าพารามิเตอร์  $V_{dc}$  และ  $L_c$  ที่เหมาะสม เท่ากับ 750 V และ 0.039 H ตามลำดับ

การออกแบบค่าความเก็บประจุ ( $C_{dc}$ ) ได้จากการเลือกค่าโดยวิธีของ Thomas ที่ได้ นำเสนอไว้ในปี ค.ศ. 1998 ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จากการออกแบบ คือ ขอบเขตต่ำสุดของค่าความเก็บ ประจุ ( $C_{dc,min}$ ) สำหรับเป็นแหล่งสะสมพลังงานเพื่อจ่ายแรงดันให้กับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ดัง สมการที่ (5-5) การออกแบบค่าดังกล่าว ส่งผลต่อการควบคุมค่าแรงดันกระเพื่อม ( $\Delta V_{dc}$ ) ให้อยู่ใน เกณฑ์ที่ยอมรับได้ และมีผลต่อระยะเวลาการเข้าสู่สภาวะคงตัวของค่าแรงดันบัสไฟตรง เท่ากับ 750 V ดังนั้น ในงานวิจัยนี้ ผู้วิจัยกำหนดให้  $\Delta V_{dc}$  มีค่าไม่เกิน 3 V หรือไม่เกิน 0.4 เปอร์เซ็นต์ ของ ค่าแรงดันบัสไฟตรงที่กำหนด

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



รูปที่ 5.2 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ

การออกแบบค่าความเก็บประจุจากรูปที่ 5.2 พบว่า แนวทางการออกแบบไม่ได้อ้างอิงถึงค่า พลังงานในตัวเก็บประจุ ส่งผลให้ค่า  $C_{dc,min}$  ที่ได้จากสมการข้างต้น ไม่สามารถยืนยันได้ว่ามี พลังงานเพียงพอต่อการนำไปใช้งานร่วมกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ด้วยเหตุนี้จึงมีการออกแบบ โดยคำนึงถึงค่าพลังงานที่ตัวเก็บประจุ ดังสมการที่ (5-6) จากสมการดังกล่าว ค่ากำลังงาน  $\tilde{p}(t)$  คือ

อัตราการเปลี่ยนแปลงของพลังงาน ( $\frac{dE}{dt}$ ) ที่ตัวเก็บประจุ เมื่อจัดเทอมสมการเชิงอนุพันธ์อยู่ในเทอมอินทิเกรต จะได้ดังสมการที่ (5-7) และได้ขอบเขตต่ำสุดของค่าตัวเก็บประจุ ( $C_{dc,min}$ ) ดังสมการที่ (5-8) โดยที่ ค่า  $\int \tilde{p}(t)dt$  คือ ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟในสภาวะคงตัว ดังนั้น จากการออกแบบทั้งสองวิธี การระบุค่าความเก็บประจุ ควรมีค่าน้อยเท่ากับ 88.89  $\mu F$  ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าความเก็บประจุ ( $C_{dc}$ ) เท่ากับ 200  $\mu F$  เนื่องจากคำนึงถึงระยะเวลาการเข้าสู่สภาวะคงตัวของค่า  $V_{dc}$  ที่รวดเร็ว และแรงดันพลิว (ripple voltage:  $\Delta V_{dc}$ ) ที่ต่ำ นอกเหนือไปจากการที่ค่าดังกล่าวอยู่ในเงื่อนไขการออกแบบ

$$\tilde{p}(t) = V_{dc} i_{dc} = \frac{dE}{dt} \quad (5-6)$$

$$E = \int \tilde{p}(t)dt = \int (V_{dc} \cdot C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt})dt = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (5-7)$$

$$C_{dc,min} = \frac{2 \cdot \int \tilde{p}(t)dt}{V_{dc}^2} = \frac{2(12.5)}{750^2} = 44.44 \mu F \quad (5-8)$$

สรุปค่าพารามิเตอร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟที่ใช้ในงานวิจัย ประกอบด้วย ค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_c$ ) เท่ากับ 39 mH ค่าแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc}$ ) เท่ากับ 750 V และค่าความเก็บประจุ ( $C_{dc}$ ) เท่ากับ 200  $\mu F$  ซึ่งค่าทั้งหมดคนอกจากนำมาใช้จำลองสถานการณ์ทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบแล้ว ยังนำไปใช้เพื่อออกแบบตัวควบคุมให้กับการฉีดกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ซึ่งจะได้นำเสนอในหัวข้อถัดไป

### 5.3 การออกแบบโครงสร้างและตัวควบคุมสำหรับการควบคุมกระแสชดเชย

#### บนแกนดีคิว

ระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟบนแกนดีคิว ได้รับการออกแบบโดยอาศัยสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ดังสมการที่ (5-9) และสมการที่ (5-10) ตามลำดับ ซึ่งรายละเอียดที่มาของสมการได้นำเสนอไว้แล้วในบทที่ 4

$$L_c \frac{di_{cd}}{dt} + R_c i_{cd} = \omega L_c i_{cq} + v_{dl} - v_{pcc,d} \quad (5-9)$$

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

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

จากสมการดังกล่าว ผลคูณระหว่างฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนดีคิว ( $d_d$ ,  $d_q$ ) กับค่าแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc}$ ) ถูกแทนเป็นแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว ( $v_{dl}$ ,  $v_{ql}$ ) และทำการปรับรูปสมการจะได้สมการแรงดันเชิงอนุพันธ์ที่จุด PCC บนแกนดีคิว ( $v_{pcc,d}$ ,  $v_{pcc,q}$ ) ดังสมการที่ (5-11) และสมการที่ (5-12)

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

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

จากเหตุผลการกำหนดมุมเฟสเริ่มต้นของระบบในบทที่ 4 ทำให้ สมการที่ (5-11) และสมการที่ (5-12) สามารถเขียนได้ใหม่ ดังสมการที่ (5-13) และสมการที่ (5-14) และจัดเทอมสมการเชิงอนุพันธ์ใหม่อีกครั้ง ดังสมการที่ (5-15) และสมการที่ (5-16) เพื่อแสดงให้เห็นถึงวัตถุประสงค์ในการที่จะควบคุมแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว เป็นสัญญาณอ้างอิง ( $v_{dl}^*, v_{ql}^*$ ) ให้กับส่วนควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดีบีเบิลยูเอ็ม

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m = -R_c i_{cd} - L_c \frac{di_{cd}}{dt} + \omega L_c i_{cq} + v_{dl} \quad (5-13)$$

$$0 = -R_c i_{cq} - L_c \frac{di_{cq}}{dt} - \omega L_c i_{cd} + v_{ql} \quad (5-14)$$

$$v_{dl}^* = -\omega L_c i_{cq} + u_d + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m \quad (5-15)$$

$$v_{ql}^* = \omega L_c i_{cd} + u_q \quad (5-16)$$

จากสมการที่ (5-15) และสมการที่ (5-16) สามารถนำมาใช้อธิบายการออกแบบโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ซึ่งจะนำเสนอในส่วนต่อไป โดยในส่วนนี้ตัวแปร  $u_d$  และ  $u_q$  คือ สัญญาณเอาต์พุตที่มาจากพลาเน็ตของระบบ ซึ่งมีตัวควบคุมแบบพีไอทำหน้าที่ควบคุมปริมาณเอาต์พุตของระบบที่พิจารณาให้ได้ตามที่ต้องการ ซึ่งอธิบายได้ดังนี้

$$u_d = L_c \frac{di_{cd}}{dt} + R_c i_{cd} \quad (5-17)$$

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

จากสมการที่ (5-17) และสมการที่ (5-18) นำสมการดังกล่าวมาหาฟังก์ชันถ่ายโอนเพื่อใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยการแปลงลาปลาซ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับพลาเน็ตดังสมการที่ (5-19) หลังจากนั้นจะดำเนินการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบพีไอ โดยเริ่มต้นจากการพิจารณาสัญญาณควบคุมแบบพีไอในรูปทั่วไปบนแกนดี และแกนคว แสดงไว้ดังสมการที่ (5-20) และสมการที่ (5-21) ตามลำดับ โดยที่ตัวแปร  $\tilde{i}_d$  คือ ค่าผลต่างระหว่าง  $i_{dh}$  กับ  $i_{cd}$  และตัวแปร  $\tilde{i}_q$  คือค่าผลต่างระหว่าง  $i_{qh}$  กับ  $i_{cq}$  ตามลำดับ เมื่อดำเนินการแปลงลาปลาซของสมการที่ (5-20) และสมการที่ (5-21) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับตัวควบคุมแบบพีไอ ดังสมการที่ (5-22)

$$\frac{I_{cd}}{U_d} = \frac{I_{cq}}{U_q} = \frac{1}{L_c s + R_c} \quad (5-19)$$

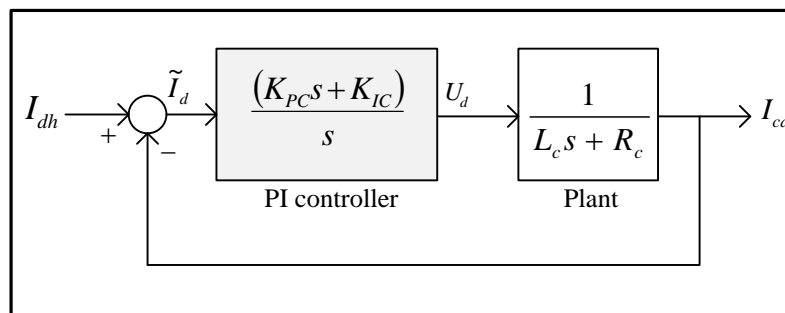
$$u_d = K_{PC} \tilde{i}_d + K_{IC} \int \tilde{i}_d dt \quad (5-20)$$

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

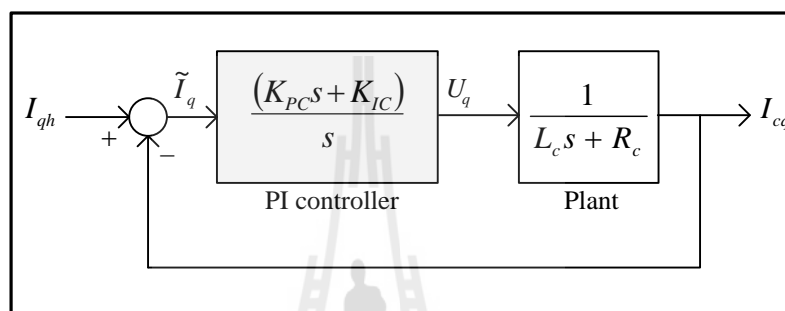
$$\frac{U_d}{\tilde{I}_d} = \frac{U_q}{\tilde{I}_q} = \frac{(K_{PC}s + K_{IC})}{s} \quad (5-22)$$

สมการที่ (5-19) และสมการที่ (5-22) สามารถอธิบายเป็นแผนภาพโอดะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว แสดงได้ดังรูปที่ 5.3 จากส่วนนี้จะสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ได้ดังสมการที่ (5-23)





(ก) ควบคุมบนแกนดี



(ข) ควบคุมบนแกนคว

รูปที่ 5.3 แผนภาพโคโตะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสขดเซช

$$\frac{I_{cd}}{I_{dh}} = \frac{I_{cq}}{I_{qh}} = \frac{K_{PC}}{L_c} \left( \frac{s + \frac{K_{IC}}{K_{PC}}}{s^2 + \left(\frac{R_c + K_{PC}}{L_c}\right)s + \frac{K_{IC}}{L_c}} \right) \quad (5-23)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_{PC}$  และ  $K_{IC}$  ของตัวควบคุมแบบพีไอ จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะ (characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของระบบตามสมการที่ (5-23) และพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (5-24) จะได้ผลเฉลยของสมการ การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ ดังสมการที่ (5-25) และสมการที่ (5-26)

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5-24)$$

$$K_{PC,d} = K_{PC,q} = 2\xi\omega_n L_c - R_c \quad (5-25)$$

$$K_{IC,d} = K_{IC,q} = \omega_n^2 L_c \quad (5-26)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_{PC}$  และ  $K_{IC}$  บนแกนดัดคิ้ว จากสมการที่ (5-25) และสมการที่ (5-26) จะพิจารณาจากอันดับฮาร์มอนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัดในระบบ ซึ่งผู้วิจัยได้พิจารณากำจัดฮาร์มอนิกถึงอันดับที่ 50 มีความถี่ เท่ากับ 2500 เฮิรตซ์ ดังนั้น ค่าความถี่ธรรมชาติ ( $\omega_{ni}$ ) มีค่าเท่ากับ  $2\pi \times 2500$  rad/s และกำหนดค่าอัตราส่วนการเข้าสู่สถานะคงตัว (damping ratio:  $\zeta$ ) เท่ากับ  $\sqrt{2}/2$  เพื่อให้การตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงต่ำกว่าวิกฤต (underdamped response) ดังนั้น จะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ได้ดังสมการที่ (5-27) และสมการที่ (5-28) ตามลำดับ

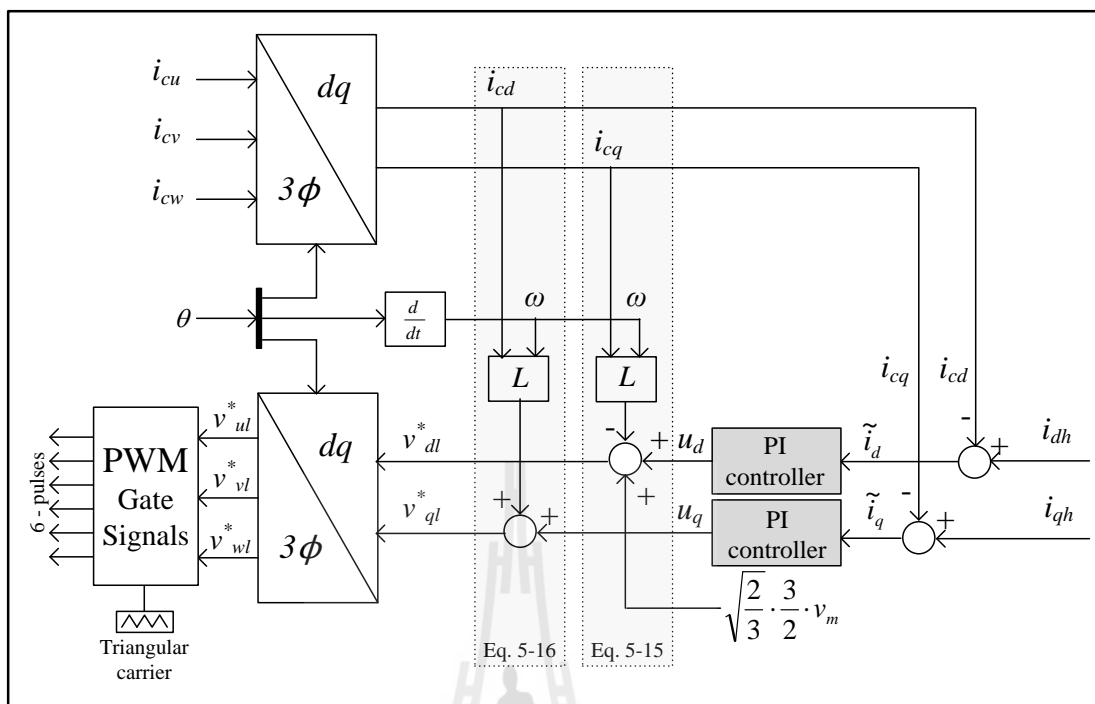
$$K_{PC,d} = K_{PC,q} = 2\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)(5000\pi)(0.039) - 0 = 866 \quad (5-27)$$

$$K_{IC,d} = K_{IC,q} = (5000\pi)^2(0.039) = 9.62 \times 10^6 \quad (5-28)$$

#### 5.4 การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอกทีฟด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

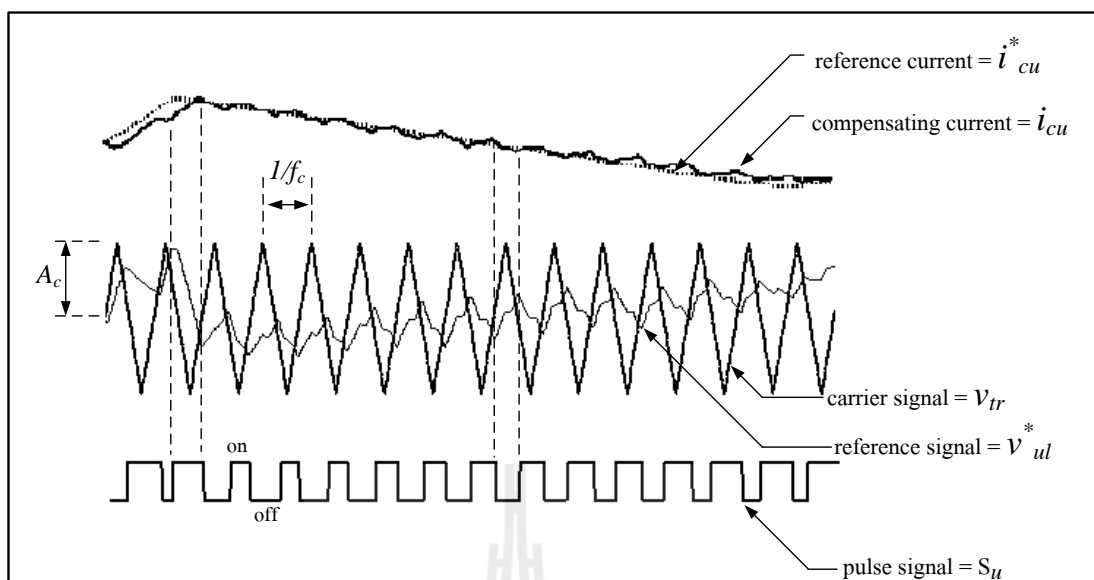
โครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชย และพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ ที่ได้ออกแบบในหัวข้อที่ผ่านมาถูกนำมาใช้งานร่วมกับเทคนิคการสวิตซ์ ซึ่งงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของสวิตซ์ไอจีบีที เนื่องจากเทคนิคดังกล่าวมีความถี่การสวิตซ์คงที่ เท่ากับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม เหมาะสำหรับนำมาใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากวงจรอินเวอร์เตอร์ อีกทั้งมีโครงสร้างการควบคุมที่ไม่ซับซ้อนและให้ผลการควบคุมที่ดี (Kazmierkowski and Malesani, 1998) โดยที่ระบบการควบคุมกระแสชดเชยแสดงได้ ดังรูปที่ 5.4

โครงสร้างของระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์การฉีดกระแสชดเชยที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ พิจารณาได้จากรูปที่ 5.4 จากรูปดังกล่าวกระแสอ้างอิง  $i_{dh}$  และ  $i_{qh}$  เป็นค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยวิธี DQF จากนั้นนำค่าดังกล่าวห้กลับกับค่ากระแสชดเชยจริง ( $i_{cd}$ ,  $i_{cq}$ ) จะได้เป็นค่าคลาดเคลื่อน ( $\tilde{i}_d$ ,  $\tilde{i}_q$ ) สำหรับเป็นสัญญาณอินพุตให้กับตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อทำหน้าที่ควบคุมการฉีดกระแสชดเชยให้มีความใกล้เคียงกับค่ากระแสอ้างอิง โดยเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมแบบพีไอเป็นค่าแรงดันอ้างอิง ( $u_d$ ,  $u_q$ ) ซึ่งค่าดังกล่าวจะปรากฏในสมการที่ (5-15) และสมการที่ (5-16) และเพื่อให้ได้เป็นแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์บนแกนดัดคิ้ว ( $v_{dl}^*$ ,  $v_{ql}^*$ ) จะต้องดำเนินการต่อบล็อกตามรูปที่ 5.4 ให้สอดคล้องกับสมการดังกล่าว หลังจากนั้นนำ  $v_{dl}^*$  และ  $v_{ql}^*$  แปลงให้อยู่บนปริมาณไฟฟ้าสามเฟส ( $v_{ul}^*$ ,  $v_{vl}^*$ ,  $v_{wl}^*$ ) เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับการควบคุมการทำงานของไอจีบีทีด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม



รูปที่ 5.4 โครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดักด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

ลักษณะของการใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ให้กับไอจีบีที ดังรูปที่ 5.5 สังเกตได้ว่า  $v_{ul}^*$ ,  $v_{vl}^*$  และ  $v_{wl}^*$  จะดำเนินการเปรียบเทียบกับสัญญาณพาห้รูปสามเหลี่ยม ( $v_r$ ) ที่มีความถี่ ( $f_c$ ) และแอมพลิจูด ( $A_c$ ) คงที่ค่าหนึ่ง เพื่อสร้างเป็นสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการสวิตช์ไอจีบีทีทั้ง 6 ตัว จากรูปดังกล่าว ได้ยกตัวอย่างการทำงานในกรณีเฟส  $u$  เพื่อผลการเปรียบเทียบเมื่อสัญญาณ  $v_{ul}^*$  มากกว่าสัญญาณ  $v_r$  ทำให้ไอจีบีทีตัวบนนำกระแส และตัวล่างหยุดนำกระแส กระแสชดเชยจริงจึงมีค่าเพิ่มขึ้น ในทางกลับกันหากผลการเปรียบเทียบสัญญาณ  $v_{ul}^*$  น้อยกว่าสัญญาณ  $v_r$  ทำให้ไอจีบีทีตัวบนหยุดนำกระแส และตัวล่างนำกระแส กระแสชดเชยจริงจึงมีค่าลดลง การเปรียบเทียบสัญญาณในลักษณะดังกล่าวตลอดย่านการทำงาน สังเกตได้ว่าการเปลี่ยนแปลงค่าของกระแสชดเชยจริง ( $i_{cu}$ ) จะมีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณกระแสอ้างอิง ( $i_{cu}^*$ ) โดยพบว่า ค่าความถี่ของสัญญาณ  $v_r$  มีผลกับค่าความถี่การสวิตช์ของสัญญาณพัลส์ ดังนั้น การออกแบบค่าความถี่ของสัญญาณพาห้รูปสามเหลี่ยมที่เหมาะสม จึงมีนัยสำคัญต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชย เนื่องจากสัญญาณอ้างอิงที่ใช้ในการเปรียบเทียบนั้นมีรูปร่างสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งมีความแตกต่างกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์ปกติทั่วไป



รูปที่ 5.5 ลักษณะการควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

สำหรับการออกแบบความถี่ของสัญญาณพาห้รูปสามเหลี่ยม จะพิจารณาจากอันดับฮาร์มอนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัด โดยความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมต้องมากกว่าความถี่ฮาร์มอนิกอันดับสูงสุดที่พิจารณาเป็นสองเท่า (Thomas, 1998) ดังนั้น สามารถหาความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมได้ ดังสมการที่ (5-29)

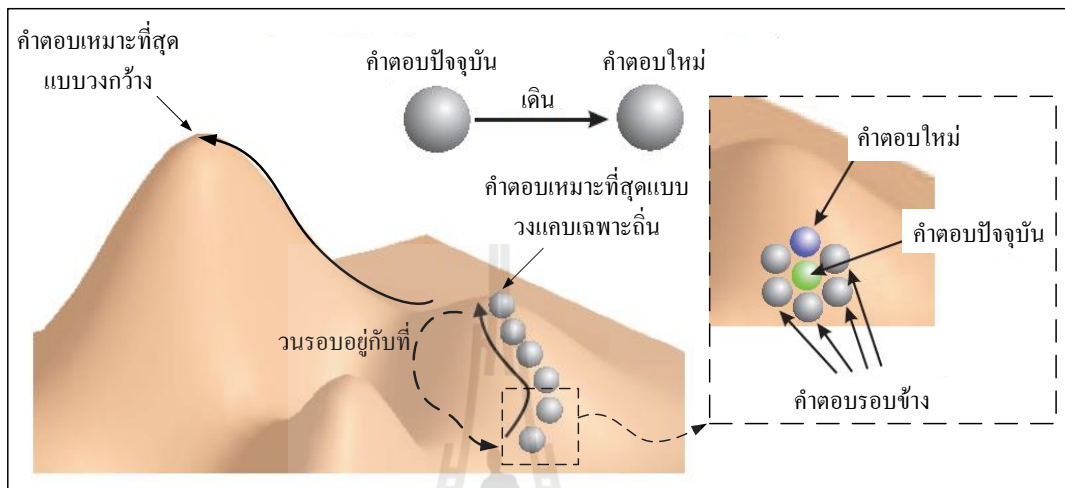
$$f_c = 2 \times f_{h,\max} = 2 \times 2500 = 5000\text{Hz} \quad (5-29)$$

## 5.5 ทบทวนการค้นหาแบบตาบอดเชิงปรับตัว

การค้นหาแบบตาบอด (tabu search) (Glover, 1989) มีแนวคิดพื้นฐานมาจากการค้นหาคำตอบ โดยการตัดสินใจเลือกคำตอบใหม่ในเส้นทางที่คาดว่าจะนำไปสู่คำตอบที่เหมาะสมที่สุด วิธีการดังกล่าวมีองค์ประกอบพื้นฐานของการค้นหา ดังรูปที่ 5.6 จากรูปสังเกตได้ว่า พื้นที่ที่กำหนดมีจุดหมาย คือ การหาค่าสูงสุดของพื้นที่ผิว เริ่มต้นการค้นหาคำตอบจากจุดคำตอบปัจจุบันใด ๆ จะใช้หลักการเดิน (move operator) เพื่อทำการเลือกคำตอบใหม่ที่ดีกว่าคำตอบปัจจุบัน โดยอาศัยการประเมินค่าจากคำตอบรอบข้าง (neighborhood search) ภายในรัศมีเริ่มต้นที่กำหนด แล้วเลือกคำตอบที่ดีที่สุดขึ้นมาเป็นคำตอบใหม่ต่อไป จนกระทั่งได้คำตอบที่ดีที่สุด

จากขั้นตอนข้างต้น วิธีการค้นหาแบบตาบอดได้เพิ่มเติมเงื่อนไขการเดิน ได้แก่ เงื่อนไขการเดินไปยังคำตอบใหม่ที่ค่าการประเมินไม่ดีกว่าคำตอบปัจจุบัน และเงื่อนไขหลีกเลี่ยงเส้นทาง

ค้นหาคำตอบที่ทำให้เกิดการวนรอบอยู่กับที่ (cycle avoidance) ทั้งนี้เพื่อให้อัลกอริทึมสามารถค้นหาคำตอบที่หลุดพ้นจากคำตอบที่เหมาะสมแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local optimum avoidance) ไปยังเส้นทางการค้นหาคำตอบที่เหมาะสมแบบวงกว้าง (global optimum)

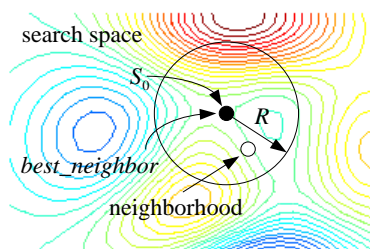


รูปที่ 5.6 แนวคิดพื้นฐานของการค้นหาแบบตามู

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

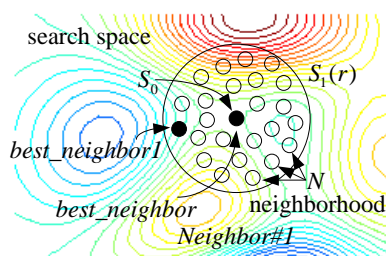
ขั้นตอนที่ 1 กำหนดค่าเริ่มต้นสำหรับรายการต้องห้าม (tabu list: TL) และค่าเริ่มต้นสำหรับรอบการค้นหา ( $count_{max}$  เท่ากับ 0)

ขั้นตอนที่ 2 ดำเนินการสุ่มคำตอบเริ่มต้น ( $S_0$ ) ภายในพื้นที่การค้นหา (search space) โดยกำหนดให้ค่า  $S_0$  เท่ากับ  $best\_neighbor$  แสดงได้ดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 การประเมินคำตอบเริ่มต้น ( $S_0$ ) ในพื้นที่การค้นหา ( $S$ )

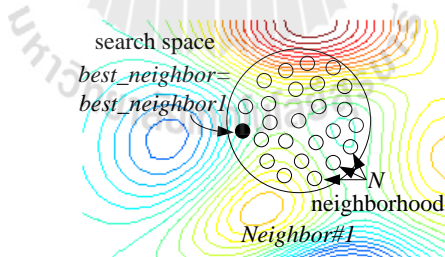
ขั้นตอนที่ 3 ทำการเพิ่มค่า  $count_{max}$  จากนั้นทำการสุ่มเลือกคำตอบรอบข้าง (neighborhood) เท่ากับ  $N$  จำนวน ภายในรัศมีเริ่มต้นการค้นหา ( $R$ ) โดยที่กำหนดให้  $S_i(r)$  ประกอบด้วย คำตอบภายในรัศมีการค้นหา  $N$  จำนวน ดังรูปที่ 5.8



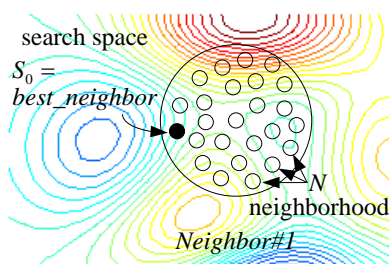
รูปที่ 5.8 คำตอบรอบข้างรอบ ๆ คำตอบเริ่มต้น

ขั้นตอนที่ 4 ประเมินค่าของคำตอบใน  $S_i(r)$  จากนั้นค่าการประเมินที่ดีที่สุดจะถูกเก็บไว้ใน  $best\_neighbor1$

ขั้นตอนที่ 5 ดำเนินการเปรียบเทียบค่าการประเมินระหว่าง  $best\_neighbor$  และ  $best\_neighbor1$  ถ้าหากค่าการประเมินของ  $best\_neighbor1$  น้อยกว่าของ  $best\_neighbor$  จะทำการเก็บ  $best\_neighbor$  ใน TL และเก็บ  $best\_neighbor1$  ไว้ใน  $best\_neighbor$  แทนคำตอบเดิม ดังรูปที่ 5.9 จากนั้นกำหนด  $S_0$  เท่ากับ  $best\_neighbor$  ดังรูปที่ 5.10 แต่ถ้าหากค่าการประเมินของ  $best\_neighbor1$  มากกว่าของ  $best\_neighbor$  ให้ทำการเก็บ  $best\_neighbor1$  ใน TL แทน

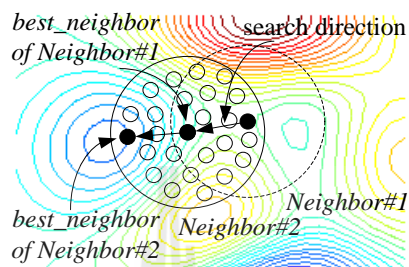


รูปที่ 5.9 การกำหนด  $best\_neighbor$  ใหม่



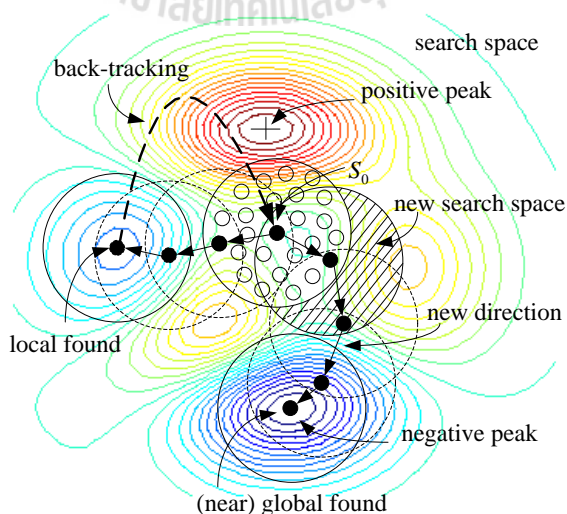
รูปที่ 5.10 การกำหนด  $S_0$  ใหม่

ขั้นตอนที่ 6 ประเมินเกณฑ์การยุติการค้นหา (termination criteria: TC) และประเมินเกณฑ์ความทะเยอทะยาน (aspiration criteria: AC) ซึ่งถ้าหากยังไม่อยู่ในเกณฑ์ดังกล่าว กระบวนการ ATS จะดำเนินการค้นหาคำตอบที่เหมาะสมที่สุดในรอบถัดไป ดังรูปที่ 5.11 โดยเริ่มต้นตั้งแต่ขั้นตอนที่ 2 เป็นต้นไป จนกระทั่งกระบวนการค้นหาเข้าเงื่อนไขตามเกณฑ์ TC และเกณฑ์ AC การค้นหาจะสิ้นสุดลง



รูปที่ 5.11 กระบวนการค้นหาในรอบถัดไป

เมื่อกระบวนการค้นหาด้วยวิธี ATS ทำการประเมินค่าจนกระทั่งอัลกอริทึมแบบตามูไม่สามารถหาคำตอบใหม่ ( $S_{new}$ ) ที่ดีกว่าคำตอบเริ่มต้น ( $S_0$ ) ในรอบการค้นหาปัจจุบัน นั่นคือ คำตอบดังกล่าวอาจจะไม่หลุดออกจากคำตอบที่เป็นวงแคบเฉพาะถิ่น ดังนั้น จึงเข้าสู่ขั้นตอนการเดินย้อนรอย (back-tracking) ที่มีเงื่อนไขการอนุญาตให้กลับไปค้นหาในพื้นที่คำตอบเก่า ซึ่งผลจากกระบวนการดังกล่าวจะทำให้เกิดพื้นที่การค้นหาใหม่ ซึ่งมีโอกาสที่จะหลุดออกจากคำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่นได้ ดังรูปที่ 5.12

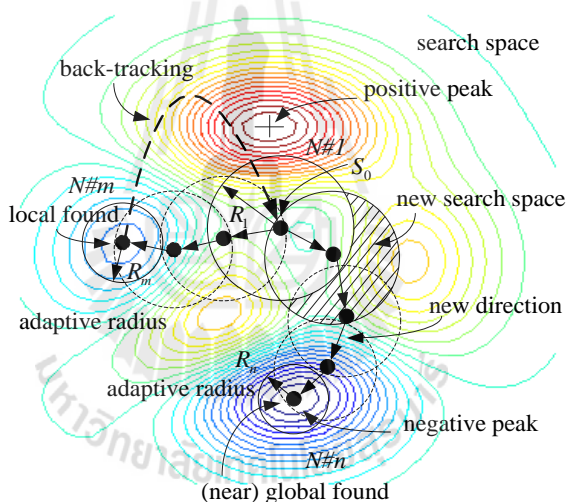


รูปที่ 5.12 กระบวนการ back-tracking

นอกจากนี้กระบวนการค้นหาด้วยวิธี ATS มีกลไกการปรับรัศมีการค้นหา ดังสมการที่ (5-30) กลไกดังกล่าวจะทำการลดรัศมีในระหว่างการค้นหาจนกระทั่งเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุด ซึ่งทำให้คำตอบจากการค้นหามีความละเอียดมากขึ้น แต่ในทางตรงกันข้าม หากการปรับลดรัศมีการค้นหา มีขนาดเล็กเกินไป การค้นหาอาจไม่ครอบคลุมคำตอบที่ต้องการ ดังนั้น การปรับรัศมีให้เหมาะสมกับระบบที่พิจารณาจึงมีความสำคัญ กระบวนการทั้งหมดสำหรับการค้นหาคำตอบที่เหมาะสมที่สุดด้วยวิธี ATS ได้อธิบายเป็นแผนภาพไว้ดังรูปที่ 5.13

$$Radius_{new}(R_n) = \frac{Radius_{old}}{DF} \quad (5-30)$$

โดยที่  $DF$  คือ ตัวประกอบการลดของรัศมี (Decreasing Factor)



รูปที่ 5.13 กระบวนการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

## 5.6 การกำหนดขอบเขตการค้นหาของวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

การกำหนดขอบเขตการค้นหาค่าพารามิเตอร์  $K_{PC}$  และ  $K_{IC}$  บนแกนดียวด้วยวิธี ATS มีความสำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจากการค้นหาในช่วงที่ไม่สามารถใช้งานได้จริงจะไม่เกิดประโยชน์ต่องานภาคปฏิบัติ ผู้วิจัยจึงได้คำนึงถึงปัจจัยดังกล่าว ประกอบการกำหนดขอบเขตเพื่อค้นหาค่าพารามิเตอร์ การกำหนดขอบเขตเริ่มต้นพิจารณาสมการที่ใช้ออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบฟuzzy โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ตามสมการที่ (5-25) และสมการที่ (5-26) เพื่อหาอัตราส่วนความสัมพันธ์ระหว่าง  $K_{PC}$  และ  $K_{IC}$  ดังสมการที่ (5-31)



$$\frac{K_{IC}}{K_{PC}} = \frac{\omega_{ni}}{2\xi} \quad (5-31)$$

จากอัตราส่วนความสัมพันธ์ดังกล่าว สามารถหาขอบเขตสูงสุดของค่าพารามิเตอร์  $K_{PC}$  และ  $K_{IC}$  ดังสมการที่ (5-32) และสมการที่ (5-33) ตามลำดับ โดยที่  $T$  คือ ช่วงเวลาการซึกตัวอย่าง (sampling time) จากนั้นแทนค่าความถี่ธรรมชาติ ( $\omega_{ni}$ ) และค่าอัตราส่วนการเข้าสู่สถานะคงตัว ( $\xi$ ) ลงในสมการที่ (5-32) และสมการที่ (5-33) ดังนั้น ขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของ  $K_{PC}$  และ  $K_{IC}$  แสดงได้ดังสมการที่ (5-34) และสมการที่ (5-35) ตามลำดับ ขอบเขตดังกล่าวจะถูกนำมาใช้เป็นพื้นที่ค้นหาคำตอบสำหรับการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS ต่อไป

$$K_{PC} + \left( \frac{\omega_{ni}}{2\xi} K_{PC} \right) T = 65535 \quad (5-32)$$

$$\left( \frac{2\xi}{\omega_{ni}} K_{IC} \right) + K_{IC} T = 65535 \quad (5-33)$$

$$K_{PC} + \frac{2\pi \times 2500}{2(\sqrt{2}/2)} K_{PC} (25 \times 10^{-6}) = 65535 \quad ; K_{PC} \in [0, 51.30 \times 10^3] \quad (5-34)$$

$$\frac{2(\sqrt{2}/2)}{2\pi \times 2500} K_{IC} + K_{IC} (25 \times 10^{-6}) = 65535 \quad ; K_{IC} \in [0, 569.72 \times 10^6] \quad (5-35)$$

การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS ภายในขอบเขตการค้นหาที่กำหนดในข้างต้น ผู้วิจัยได้กำหนดเป้าหมายการประเมินค่า คือ การประเมินจากผลตอบสนองทางเวลา ซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อถัดไป

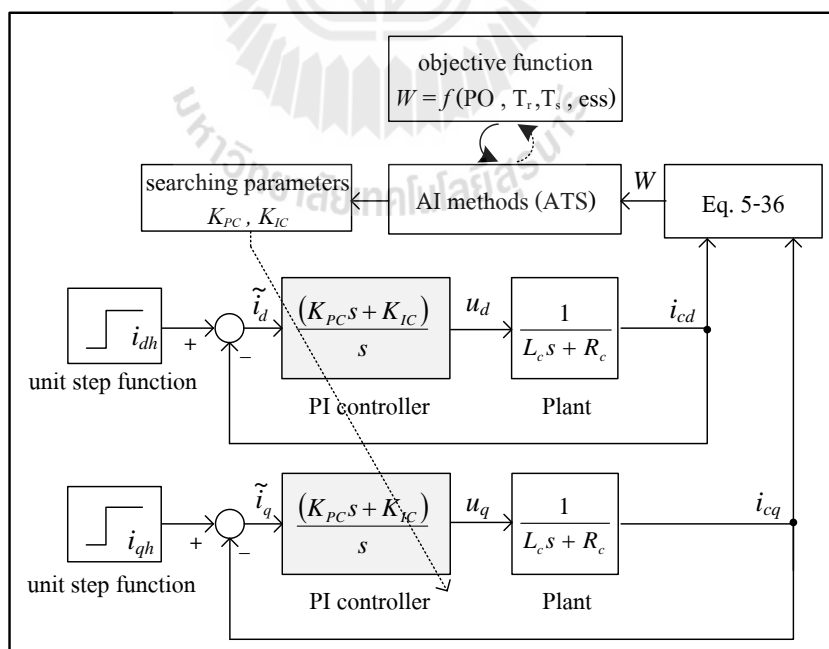
## 5.7 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

การค้นหาด้วยวิธี ATS ในแนวทางการประเมินจากผลตอบสนองทางเวลา ถูกนำมาใช้ออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ได้แก่  $K_{PC}$  และ  $K_{IC}$  โดยมีวัตถุประสงค์ของการค้นหา คือ ค่าเวลาไต่ระดับ (rise time:  $T_r$ ) ค่าเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว (settling time:  $T_s$ ) เปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกิน (percent overshoot: PO) และค่าความผิดพลาดที่สภาวะคงตัว (steady state error: ess) ซึ่งค่าทั้งสี่จะถูกใช้เป็นพารามิเตอร์ในฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของการค้นหา โดยฟังก์ชันวัตถุประสงค์จะ

ทำการประเมินค่าของตัวควบคุมจากพารามิเตอร์ที่กำลังค้นหา  $K_{PC}$  และ  $K_{IC}$  เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุต ( $i_{cd}, i_{cq}$ ) มีผลการตอบสนองทางเวลาที่ดีที่สุด กล่าวคือ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS จะต้องทำให้ค่า  $T_r$ ,  $T_s$ , PO และ ess ของสัญญาณ  $i_{cd}$  และ  $i_{cq}$  มีค่าน้อยที่สุด

### 5.7.1 วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวที่พิจารณาจากผลตอบสนองทางเวลา

โครงสร้างการค้นหาค่าพารามิเตอร์  $K_{PC}$  และ  $K_{IC}$  ของตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS แสดงได้ดังรูปที่ 5.14 เริ่มต้นจากการพิจารณาค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว ( $i_{dh}, i_{qh}$ ) ที่มีลักษณะเป็นฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วย (unit step function) จากนั้นค่าดังกล่าวจะถูกหักกลับกับค่ากระแสชดเชย ( $i_{cd}, i_{cq}$ ) ซึ่งก็คือ ค่าเอาต์พุตของระบบ จนกระทั่งได้ค่าความคลาดเคลื่อน ( $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$ ) สำหรับเป็นค่าอินพุตให้กับบล็อก PI controller ในการทำหน้าที่ควบคุมสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากพลานต์ของระบบ สัญญาณเอาต์พุตดังกล่าวถูกนำมาใช้เป็นค่าการประเมินในฟังก์ชันวัตถุประสงค์ แต่เนื่องจาก ค่าวัตถุประสงค์ของการค้นหาขึ้นอยู่กับ 4 ค่า ดังที่ได้อธิบายในข้างต้น จึงได้มีการปรับฟังก์ชันเพื่อรวมเป็นฟังก์ชันเดียวกัน เรียกว่า ฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก (weight function) ดังสมการที่ (5-36) แทนการประเมินค่าแบบแยกเป็น 4 เป้าหมาย ซึ่งมีความยุ่งยากซับซ้อน



รูปที่ 5.14 แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS แบบพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา

$$W(T_r, T_s, PO, ess) = \min[\alpha(T_r) + \beta(T_s) + \gamma(PO) + \sigma(ess)] \quad (5-36)$$

โดยที่  $\alpha$  คือ สัมประสิทธิ์สำหรับกำหนดนัยสำคัญของค่า  $T_r$   
 $\beta$  คือ สัมประสิทธิ์สำหรับกำหนดนัยสำคัญของค่า  $T_s$   
 $\gamma$  คือ สัมประสิทธิ์สำหรับกำหนดนัยสำคัญของค่า  $PO$   
 $\sigma$  คือ สัมประสิทธิ์สำหรับกำหนดนัยสำคัญของค่า  $ess$

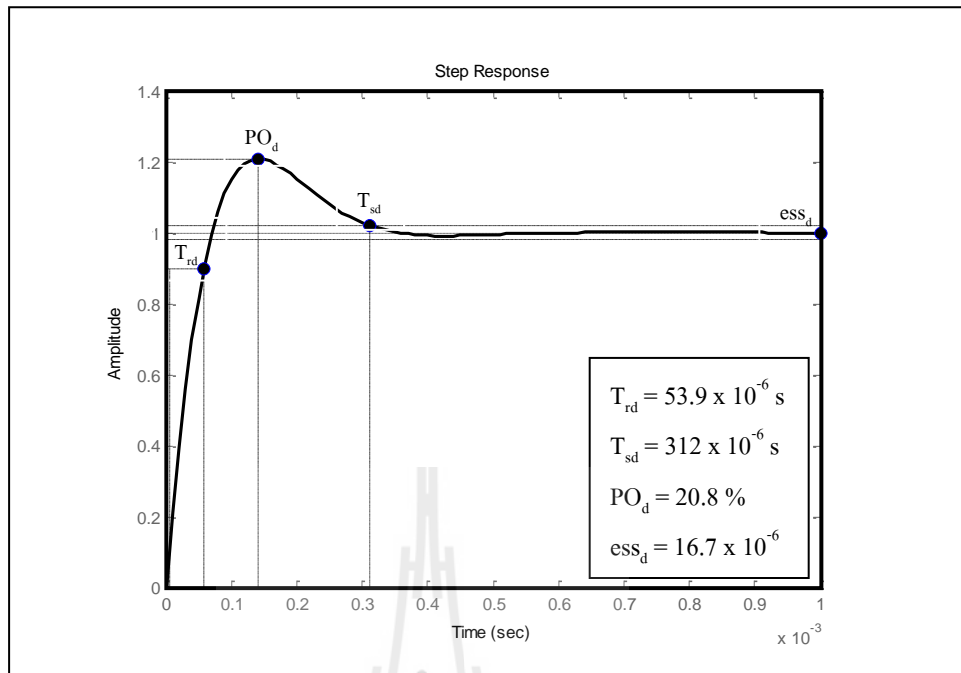
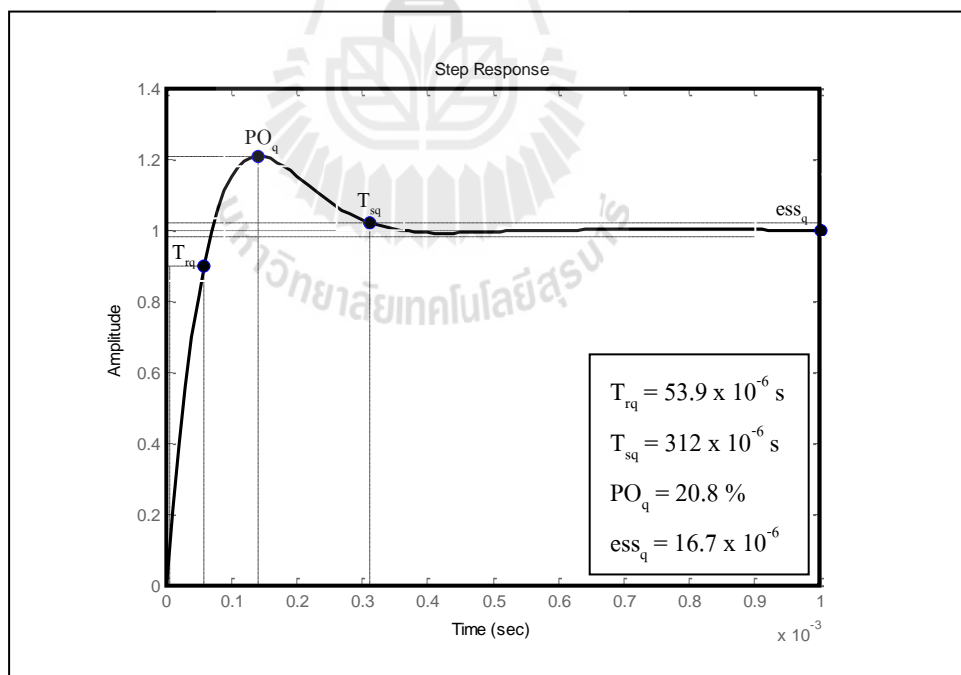
จากสมการที่ (5-36) สามารถจัดรูปให้เป็นฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักบนแกนดีคิว ( $w_d, w_q$ ) ดังสมการที่ (5-37) และสมการที่ (5-38) ตามลำดับ ในหัวข้อนี้ผู้วิจัยคาดหวังที่จะสามารถควบคุมกระแสชดเชยให้มีผลตอบสนองทางเวลาที่ดีบนแกนดีและแกนคิว ดังนั้น การประเมินค่าผ่านฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของระบบ แสดงได้ดังสมการที่ (5-39) ซึ่งสมการดังกล่าวคำนวณได้จากการหาค่าเฉลี่ยผลรวมของค่า  $w_d$  และ  $w_q$  ซึ่งหากผลการตอบสนองทางเวลาของสัญญาณ  $i_{cd}$  และ  $i_{cq}$  มีแนวโน้มที่ดีขึ้น จะส่งผลให้ค่า  $w_{res}$  ลดลงด้วยเช่นกัน จากนั้นค่า  $w_{res}$  จะถูกใช้เป็นอินพุตเข้าสู่ระบบการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS โดยการค้นหาจะเป็นไปในทิศทางที่ให้ค่าการประเมินน้อยที่สุด เพื่อนำค่า  $K_{PC}$  และ  $K_{IC}$  ที่ได้จากระบบ ATS ไปทำการประเมินสำหรับรอบถัดไปจนกระทั่งได้คำตอบที่เหมาะสมที่สุด

$$w_d(T_{rd}, T_{sd}, PO_d, ess_d) = \min[\alpha_d(T_{rd}) + \beta_d(T_{sd}) + \gamma_d(PO_d) + \sigma_d(ess_d)] \quad (5-37)$$

$$w_q(T_{rq}, T_{sq}, PO_q, ess_q) = \min[\alpha_q(T_{rq}) + \beta_q(T_{sq}) + \gamma_q(PO_q) + \sigma_q(ess_q)] \quad (5-38)$$

$$W_{res} = \sqrt{\frac{w_d^2 + w_q^2}{2}} \quad (5-39)$$

การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์  $\alpha, \beta, \gamma$  และ  $\sigma$  ผู้วิจัยได้ใช้ค่าผลตอบสนองของรูปสัญญาณ  $i_{cd}$  และ  $i_{cq}$  จากการออกแบบโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เป็นค่าฐาน หรือเรียกว่าค่าอ้างอิง ดังแสดงในรูปที่ 5.15 เนื่องจากต้องการให้การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี ATS ให้ผลการตอบสนองทางเวลาของรูปสัญญาณดังกล่าว ดีกว่าวิธีการแบบดั้งเดิม จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่าค่า  $T_r, T_s, PO$  และ  $ess$  บนแกนดี และแกนคิวมีค่าเท่ากัน ดังนั้น ค่าสัมประสิทธิ์สำหรับกำหนดนัยสำคัญของค่าผลตอบสนอง สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (5-40) ถึงสมการที่ (5-43) ตามลำดับ

(ก) ผลการตอบสนองของสัญญาณ  $i_{cd}$ (ข) ผลการตอบสนองของสัญญาณ  $i_{cq}$ 

รูปที่ 5.15 ผลการตอบสนองทางเวลากรณีออกแบบตัวควบคุม โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

$$\alpha_d = \alpha_q = \frac{1}{T_{rd}} = \frac{1}{T_{rq}} = \frac{1}{53.9 \times 10^{-6}} \quad (5-40)$$

$$\beta_d = \beta_q = \frac{1}{T_{sd}} = \frac{1}{T_{sq}} = \frac{1}{312 \times 10^{-6}} \quad (5-41)$$

$$\gamma_d = \gamma_q = \frac{1}{PO_d} = \frac{1}{PO_q} = \frac{1}{0.2080} \quad (5-42)$$

$$\sigma_d = \sigma_q = \frac{1}{ess_d} = \frac{1}{ess_q} = \frac{1}{16.7 \times 10^{-6}} \quad (5-43)$$

### 5.7.2 การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัวและผลการค้นหา ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ

การทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบ ATS สำหรับใช้ออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ มีค่าพารามิเตอร์ที่ต้องทำการทดสอบทั้งหมด 4 ค่า ได้แก่ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง รัศมีเริ่มต้น และตัวปรับลดรัศมี ผลการทดสอบแสดงได้ ดังตารางที่ 5.2 ถึง ตารางที่ 5.5 โดยการทดสอบดังกล่าวมีตัวชี้วัด คือ ค่า  $W_{res}$  เฉลี่ย จำนวนรอบที่ค้นพบคำตอบเฉลี่ย และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard Deviation: SD) ตามลำดับ ค่า SD สามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (5-44) โดยที่ ตัวแปร  $N$  คือ จำนวนข้อมูลทั้งหมด ตัวแปร  $x_i$  คือ ข้อมูลในจุดที่  $i$  และตัวแปร  $\bar{x}$  คือ ค่าเฉลี่ย

$$SD = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \quad (5-44)$$

ตารางที่ 5.2 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 5 คำตอบ							
ค่า $W_{res}$	0.049376	0.049249	0.046376	0.047866	0.044944	0.0475622	0.0019033
รอบ	7	2	7	5	5	5.2	2.0493902

ตารางที่ 5.2 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น (ต่อ)

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

หมายเหตุ: จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 5 คำตอบ, ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5,  
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1

ตารางที่ 5.3 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ครั้งที่ ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 5 คำตอบ							
ค่า $W_{res}$	0.045355	0.046519	0.045058	0.044663	0.043007	0.0449204	0.0012738
รอบ	1	2	9	2	4	3.6	3.2093613

ตารางที่ 5.3 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง (ต่อ)

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

หมายเหตุ: จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ, ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5,

ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1

ตารางที่ 5.4 ผลการทดสอบค่าร้อยละเริ่มต้น

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

หมายเหตุ: คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ, คำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ,

ค่าปรับลดร้อยละเท่ากับ 1.1

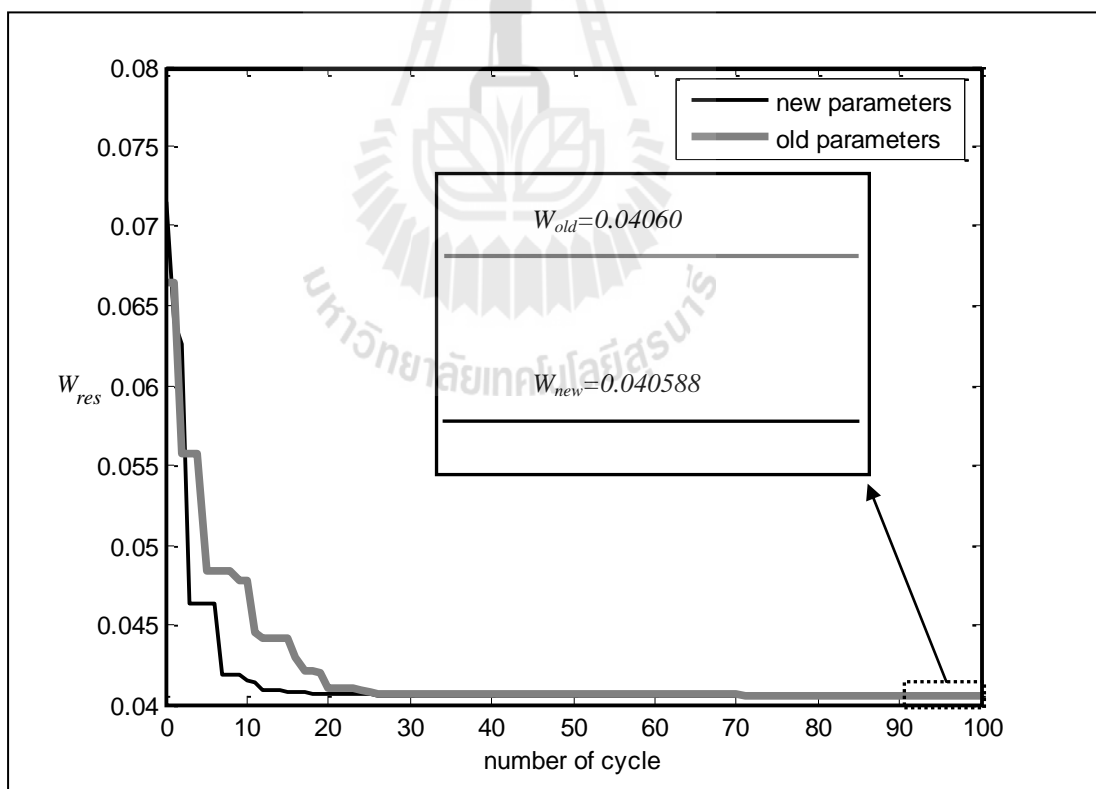


ตารางที่ 5.5 ผลการทดสอบค่าปรับลครศมี

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

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

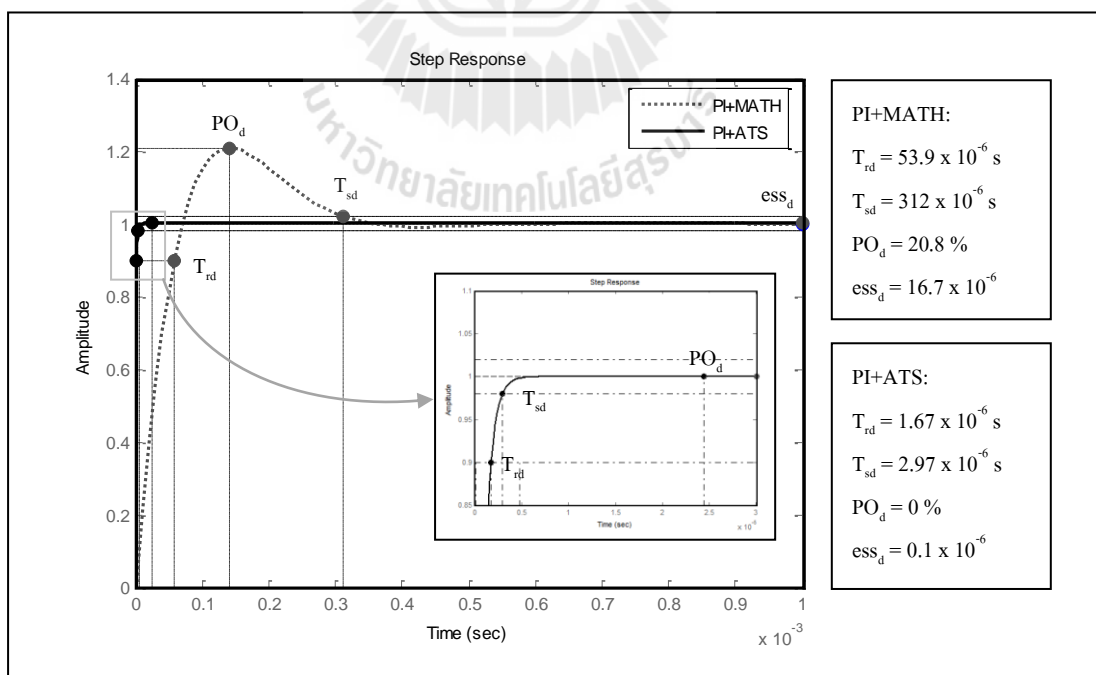
จากตารางที่ 5.2 แสดงผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้นของการค้นหาด้วยวิธี ATS ที่ค่า เท่ากับ 5 10 15 20 25 และ 30 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า กรณีใช้จำนวนคำตอบ เริ่มต้น เท่ากับ 25 คำตอบ ให้ค่า  $W_{res}$  น้อยที่สุด เท่ากับ 0.0449204 เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ยจำนวน รอบการค้นหาที่พบคำตอบ และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของค่า  $W_{res}$  พบว่า มีค่าน้อยกว่าการทดสอบที่ จำนวนคำตอบอื่น ๆ ดังนั้น จึงเลือกใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 25 คำตอบ ตารางที่ 5.3 แสดงผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้างของการค้นหาด้วยวิธี ATS ที่ค่า เท่ากับ 5 10 15 20 25 และ 30 ซึ่งผลจากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 10 คำตอบ ให้ค่า  $W_{res}$  น้อยที่สุด เท่ากับ 0.0435014 ถึงแม้ค่าเฉลี่ยจำนวนรอบการค้นหาที่พบคำตอบ และค่าเบี่ยงเบน มาตรฐานของค่า  $W_{res}$  จะไม่น้อยที่สุด แต่เนื่องจากผู้วิจัยพิจารณาที่ค่า  $W_{res}$  เฉลี่ย เป็นเกณฑ์หลัก ดังนั้น จึงเลือกใช้จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 10 คำตอบ การทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้นของการ ค้นหาด้วยวิธี ATS ได้ทำการทดสอบใช้ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.4 0.5 0.6 0.7 1 และ 2 ซึ่งผลการ ทดสอบแสดงไว้ ดังตารางที่ 5.4



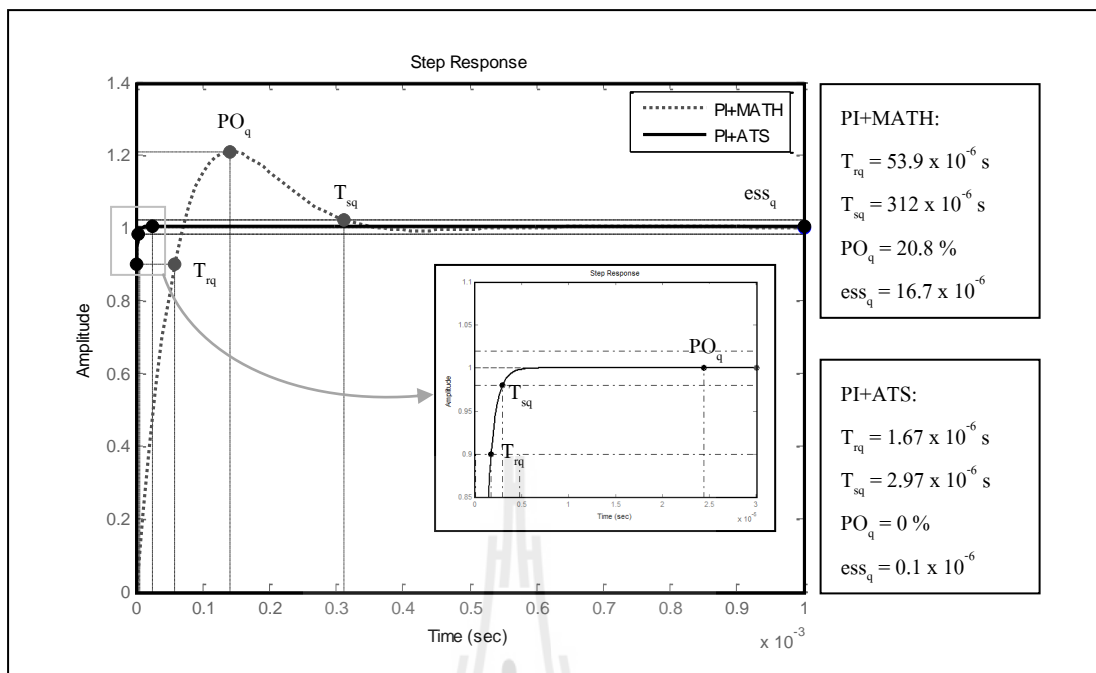
รูปที่ 5.16 การลู่เข้าของค่า  $W_{res}$  ด้วยวิธี ATS กรณีพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา

จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 0.5 มีค่า  $W_{res}$  น้อยที่สุด และให้ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของค่า  $W_{res}$  น้อยที่สุดเช่นกัน ส่วนค่าเฉลี่ยจำนวนรอบการค้นหาที่พบคำตอบมีค่าใกล้เคียงกันจึงไม่มีนัยสำคัญ ดังนั้น จึงเลือกใช้ค่าร้อยละเริ่มต้น เท่ากับ 0.5 การทดสอบค่าปรับลดร้อยละ ได้ทำการทดสอบใช้ค่า เท่ากับ 1.1 1.2 1.3 1.4 1.5 และ 1.6 ซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ ดังตารางที่ 5.5 สังเกตได้ว่า ค่า  $W_{res}$  น้อย จากการทดสอบด้วยค่าปรับลดร้อยละ เท่ากับ 1.1 และ 1.2 ให้ผลการทดสอบใกล้เคียงกัน เท่ากับ 0.0435014 และ 0.0434754 แต่เมื่อพิจารณาถึงค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของจำนวนรอบการค้นหาที่พบคำตอบ รวมถึงค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของค่า  $W_{res}$  พบว่า กรณีที่ใช้ค่าปรับลดร้อยละ เท่ากับ 1.2 มีค่าดังกล่าวน้อยที่สุด ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าปรับลดร้อยละ เท่ากับ 1.2 ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ใหม่ที่ได้จากการทดสอบในช่วงต้นให้ผลการลู่เข้าของค่า  $W_{res}$  เท่ากับ 0.040588 ดีกว่าค่าพารามิเตอร์เดิมที่ให้ผลการลู่เข้าของค่า  $W_{res}$  เท่ากับ 0.04060 ซึ่งผลการเปรียบเทียบการลู่เข้าของค่า  $W_{res}$  แสดงได้ดังรูปที่ 5.16

การปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอโดยใช้วิธี ATS ในกรณีพิจารณาค่าการประเมินจากผลตอบสนองทางเวลา พบว่า การออกแบบด้วยวิธี ATS ให้ผลตอบสนองดีกว่าการออกแบบที่พึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แสดง ดังรูปที่ 5.17 และผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธี ATS แสดงได้ดังตารางที่ 5.6



(ก) ผลการตอบสนองของสัญญาณ  $i_{cd}$



(จ) ผลการตอบสนองของสัญญาณ  $i_{cq}$

รูปที่ 5.17 ผลการตอบสนองทางเวลากรณีออกเบตตัวควบคุมด้วยวิธี ATS

ตารางที่ 5.6 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของตัวควบคุมแบบพีไอ กรณีพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา

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

## 5.8 การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟที่มีการเชื่อมโยงกับวิธีดีคิวเอฟ

การควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงของตัวเก็บประจุให้คงที่ ณ จุดการทำงานที่เหมาะสมค่าหนึ่งมีความสำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจากส่งผลต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรอกำลังแอกทีฟ ในหัวข้อนี้จึงได้มีการนำเสนอการออกแบบการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงบนแกนดีคิว โดยเริ่มต้นวิเคราะห์จากตัวแปรสถานะของแบบจำลอง ในสมการที่ (5-45) เพื่ออธิบายให้อยู่ในลักษณะของกระแสไหลเข้าทางด้านดีซี เท่ากับ กระแสไหลออกทางด้านเอซี เมื่อดำเนินการจัดรูปใหม่ จะได้ดังสมการที่ (5-46) และจากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันที่ตัวเก็บประจุ ( $i_{dc} = -C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt}$ ) แทนความสัมพันธ์ได้ใหม่ ดังสมการที่ (5-47) ซึ่งรายละเอียดที่มาของสมการได้นำเสนอไว้ในบทที่ 4

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{d_d}{C_{dc}} i_{cd} - \frac{d_q}{C_{dc}} i_{cq} \quad (5-45)$$

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = -d_d i_{cd} - d_q i_{cq} \quad (5-46)$$

$$-i_{dc} = -d_d i_{cd} - d_q i_{cq} \quad (5-47)$$

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

ตกร่อมตัวเก็บประจุ ( $V_{dc}$ )

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

จากสมการที่ (5-47) ทำการแทนค่าฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนดีคิว ตามที่ได้อธิบายไว้ในสมการที่ (4-28) ของบทที่ 4 จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (5-48) ค่า  $i_{cd}$  ในสมการดังกล่าวคือ สัญญาณเอาต์พุตสำหรับตัวควบคุมในส่วนการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง เพื่อให้ง่ายต่อความเข้าใจจึงได้นิยามตัวแปร  $i_{cd}$  ขึ้นมาใหม่เป็น  $i_{cd,v}$  ดังนั้น สมการที่ (5-48) สามารถเขียนแสดงเป็นสมการความสัมพันธ์ระหว่าง  $i_{dc}$  และ  $i_{cd,v}$  ดังสมการที่ (5-49)

$$-i_{dc} = -\left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2}\right) \cdot i_{cd} \quad (5-48)$$

$$\frac{-i_{dc}}{-i_{cd,v}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \quad (5-49)$$

จากสมการดังกล่าวใช้การแปลงลาปลาซร่วมกับเทอมพลานต์ของระบบ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการที่ (5-50) และสมการที่ (5-51) ตามลำดับ เพื่อนำมาใช้ออกแบบโครงสร้างบล็อกล้ออะแดรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

$$\frac{V_{dc}}{-I_{dc}} = \frac{1}{C_{dc}s} \quad (5-50)$$

$$\frac{-I_{dc}}{-I_{cd,v}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \quad (5-51)$$

สำหรับโครงสร้างล้ออะแดรมการควบคุม ดังรูปที่ 5.18 ได้พิจารณาใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อควบคุมแรงดันบัสไฟตรงที่ติดคร่อมตัวเก็บประจุให้มีค่าคงที่ โดยเริ่มต้นวิเคราะห์จากตัวควบคุมแบบพีไอทางโดเมนเวลา ดังสมการที่ (5-52) จากนั้นแปลงลาปลาซได้ดังสมการที่ (5-53) และจัดเทอมให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการที่ (5-54) ทำให้สามารถนำสมการที่ (5-50), สมการที่ (5-51) และสมการที่ (5-54) มาใช้อธิบายโครงสร้างล้ออะแดรมจากรูปดังกล่าวได้ เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด โดยดำเนินการตามสมการที่ (5-55) และสมการที่ (5-56)

$$-i_{cd,v} = K_{PV} \tilde{V}_{dc} + K_{IV} \int \tilde{V}_{dc} dt \quad (5-52)$$

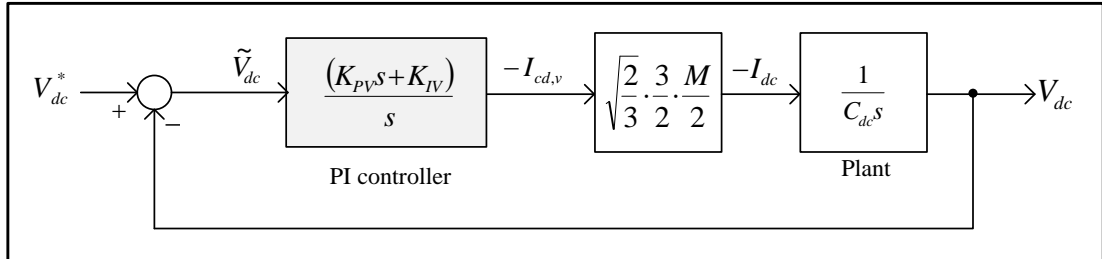
โดยที่  $\tilde{V}_{dc} = V_{dc}^* - V_{dc}$

$V_{dc}^*$  คือ แรงดันอ้างอิงที่ได้จากการออกแบบ

$V_{dc}$  คือ แรงดันที่ได้จากการวัดคร่อมตัวเก็บประจุ

$$-I_{cd,v} = K_{PV} \tilde{V}_{dc} + \frac{K_{IV} \tilde{V}_{dc}}{s} \quad (5-53)$$

$$\frac{-I_{cd,v}}{\tilde{V}_{dc}} = \frac{(K_{PV}s + K_{IV})}{s} \quad (5-54)$$



รูปที่ 5.18 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \left( \frac{K_{PV}s + K_{IV}}{C_{dc}s^2} \right)}{1 + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \left( \frac{K_{PV}s + K_{IV}}{C_{dc}s^2} \right)} \quad (5-55)$$

$$\frac{V_d}{V_{dc}^*} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{1}{C_{dc}} \cdot \left( \frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s^2 + \left( \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{K_{PV}}{C_{dc}} \right) s + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{K_{IV}}{C_{dc}}} \right) \quad (5-56)$$

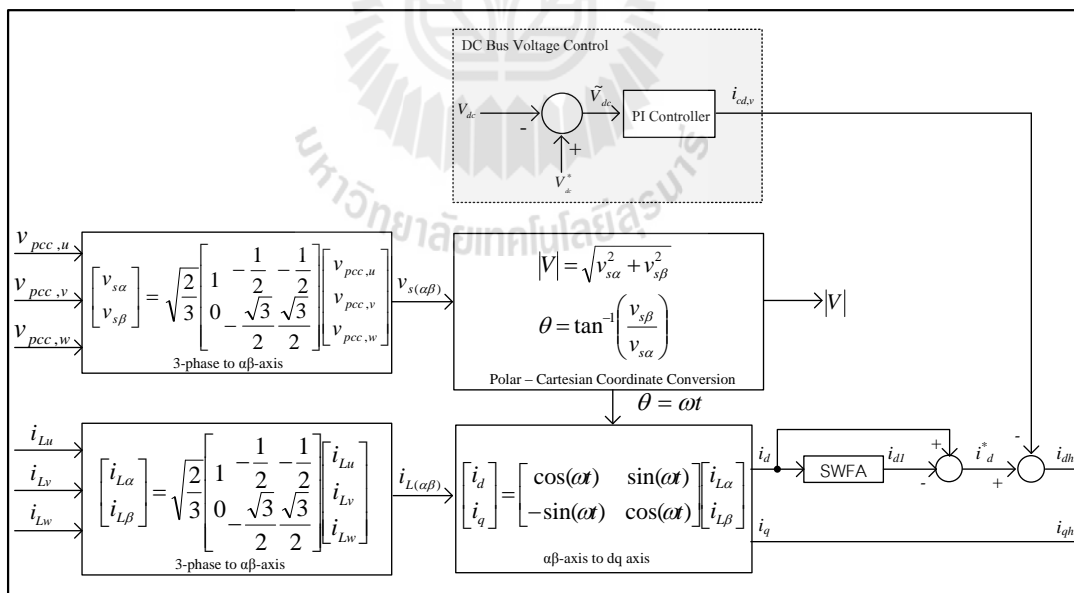
การออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_{PV}$  และค่า  $K_{IV}$  ของตัวควบคุมแบบพีไอ จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ดังสมการที่ (5-56) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (5-57) โดยกำหนดค่าความถี่ธรรมชาติ ( $\omega_{nv}$ ) เท่ากับ  $10\pi$  rad/s (Thomas, 1998) ค่าอัตราส่วนการเข้าสู่สถานะคงตัว ( $\xi$ ) เท่ากับ  $\sqrt{2}/2$  และค่าดัชนีการมอดูเลต (modulation index) เท่ากับ 0.83 ณ จุดการทำงานของค่าแรงดันบัสไฟตรง เท่ากับ 750 V ดังที่ได้กล่าวในข้างต้นนี้จะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอได้ดังสมการที่ (5-58) และสมการที่ (5-59) ตามลำดับ

$$G(s) = \frac{\omega_{nv}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{nv}s + \omega_{nv}^2} \quad (5-57)$$

$$K_{PV} = \frac{4\sqrt{2}\xi\omega_{mv}C_{dc}}{\sqrt{3}M} = \frac{4\sqrt{2} \times \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \times 10\pi \times 200 \times 10^{-6}}{\sqrt{3} \times 0.83} = 0.0175 \quad (5-58)$$

$$K_{IV} = \frac{4\sqrt{3} \cdot C_{dc} \cdot \omega_{mv}^2}{3\sqrt{2} \cdot M} = \frac{4\sqrt{3} \times (200 \times 10^{-6}) \times (10\pi)^2}{3\sqrt{2} \times 0.83} = 0.3884 \quad (5-59)$$

บล็อกการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (DC bus voltage control) ดังรูปที่ 5.19 รับค่าแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc}$ ) ที่วัดมาจากแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ( $C_{dc}$ ) นำมาหักลบกับค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ( $V_{dc}^*$ ) ที่ได้จากการออกแบบไว้ก่อนหน้านี้ จนกระทั่งได้เป็นค่าผลต่างแรงดัน ( $\tilde{V}_{dc}$ ) เพื่อเป็นค่าอินพุตให้กับตัวควบคุมแบบพีไอ ในการทำหน้าที่ควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่เท่ากับค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง โดยเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมแบบพีไอ ( $i_{cd,v}$ ) จะถูกนำไปหักลบกับปริมาณฮาร์มอนิกบนแกนดี ( $i_d^*$ ) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ดังนั้น ค่าผลต่างดังกล่าว คือ ปริมาณกระแสฮาร์มอนิก อ้างอิง ( $i_{dh}$ ) ที่ใช้เป็นอินพุตให้กับส่วนควบคุมการฉีดกระแสชดเชย



รูปที่ 5.19 แผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ



## 5.9 ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมการฉีดกระแสชดเชย และสมรรถนะการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในระบบแสดงไว้ในตารางที่ 5.7 และจากการออกแบบระบบควบคุมดังที่นำเสนอไว้ในข้างต้น ระบบไฟฟ้าที่พิจารณากำจัดฮาร์มอนิกในที่นี้ แสดงได้ดังรูปที่ 5.20 จากรูปดังกล่าวอธิบายแต่ละส่วนได้ดังนี้

ส่วนที่ 1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา คือ ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่มีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย เท่ากับ 380 V<sub>L-L</sub> ความถี่เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ โดยระบบไฟฟ้างกล่าวต่อเข้ากับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลของการต่อโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะทำให้เกิดฮาร์มอนิกขึ้นในระบบไฟฟ้า

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

ส่วนที่ 3 ส่วนควบคุมกระแสชดเชย ประกอบด้วย ระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และระบบการสวิตช์อุปกรณ์ไอจีบีทีแบบ PWM

ส่วนที่ 4 วงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชยเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบที่จุด PCC

ตารางที่ 5.7 ค่าพารามิเตอร์สำหรับทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก

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

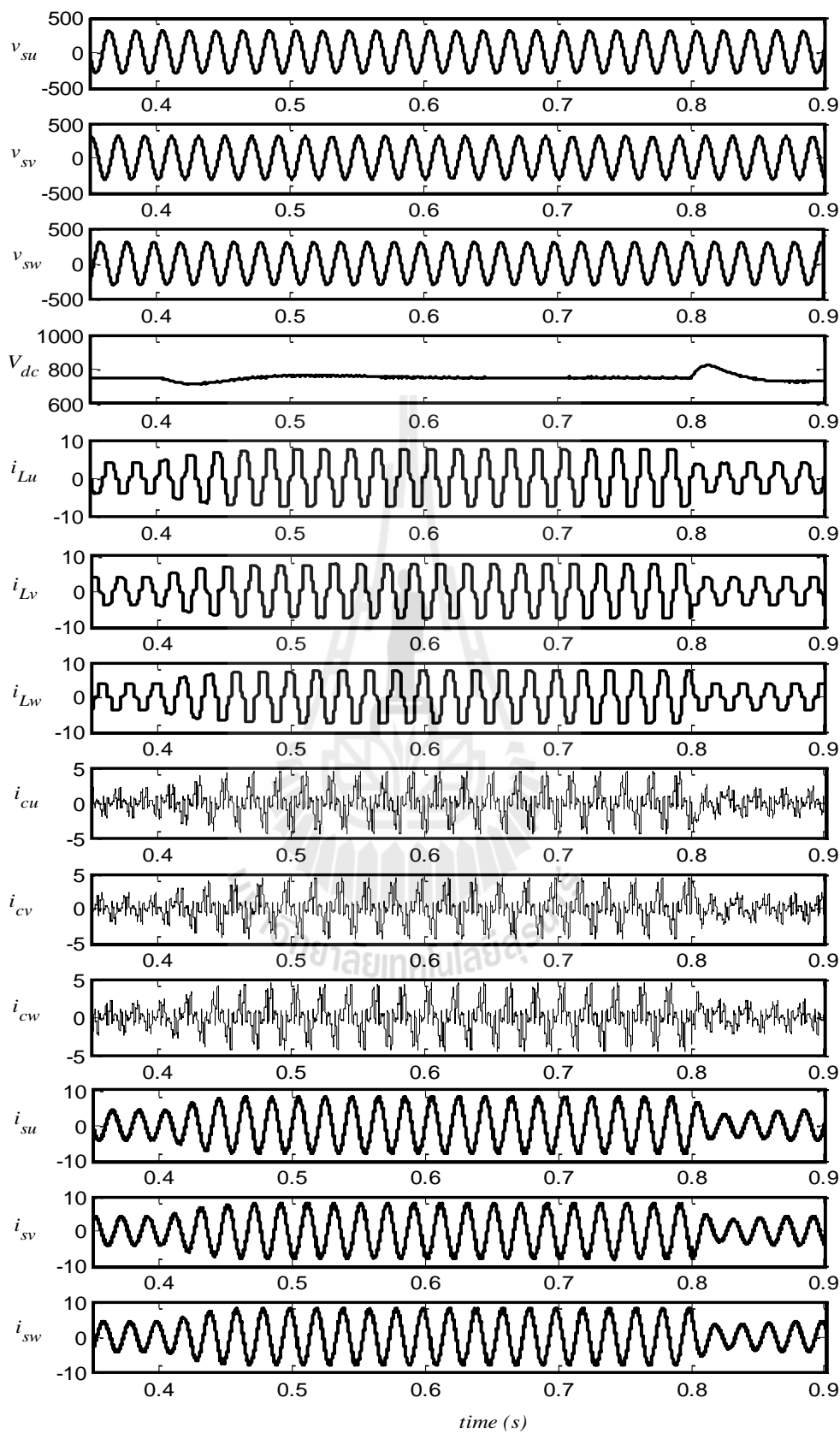
การจำลองสถานการณ์ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 ถึง 1.2 วินาที มีการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทานและโหลดความเหนี่ยวนำของวงจรเรียงกระแสใน 2 ช่วงเวลา ได้แก่ ที่เวลา 0.4 วินาที โดยเปลี่ยนจาก  $R_L$  เท่ากับ 130  $\Omega$  เป็น  $R_L$  เท่ากับ 65  $\Omega$  และ  $L_L$  เท่ากับ 4 H เป็น  $L_L$  เท่ากับ 2 H และเปลี่ยนกลับมาใช้โหลดของวงจรเรียงกระแสชุดเดิม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



ตารางที่ 5.8 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ  
ของตัวควบคุมแบบพีไอ

ค่าพารามิเตอร์		วิธีการแบบ ดั้งเดิม	การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (ผลตอบสนองทางเวลา)
ตัวควบคุมแบบพีไอ	$K_{PC,d}$	$0.87 \times 10^3$	$51.29 \times 10^3$
	$K_{IC,d}$	$9.62 \times 10^6$	$7.09 \times 10^3$
	$K_{PC,q}$	$0.87 \times 10^3$	$51.29 \times 10^3$
	$K_{IC,q}$	$9.62 \times 10^6$	$7.09 \times 10^3$
การตอบสนองทาง เวลาบนแกนดี	$T_{rd}$ ( $\mu$ s)	53.78	1.67
	$T_{sd}$ ( $\mu$ s)	311.83	2.98
	$PO_d$ (%)	20.79	0.00
	$ess_d$	0.00	0.00
การตอบสนองทาง เวลาบนแกนคว	$T_{rq}$ ( $\mu$ s)	53.78	1.67
	$T_{sq}$ ( $\mu$ s)	311.83	2.98
	$PO_q$ (%)	20.79	0.00
	$ess_q$	0.00	0.00
ค่าวัตถุประสงค์	$W_{res}$	0.2081	0.0406
ผลการจำลอง สถานการณ์	$\%THD_{av}$ หลังการชดเชย	1.89 %	1.61 %
	$\%THD_{av}$ ก่อนการชดเชย	24.42%	

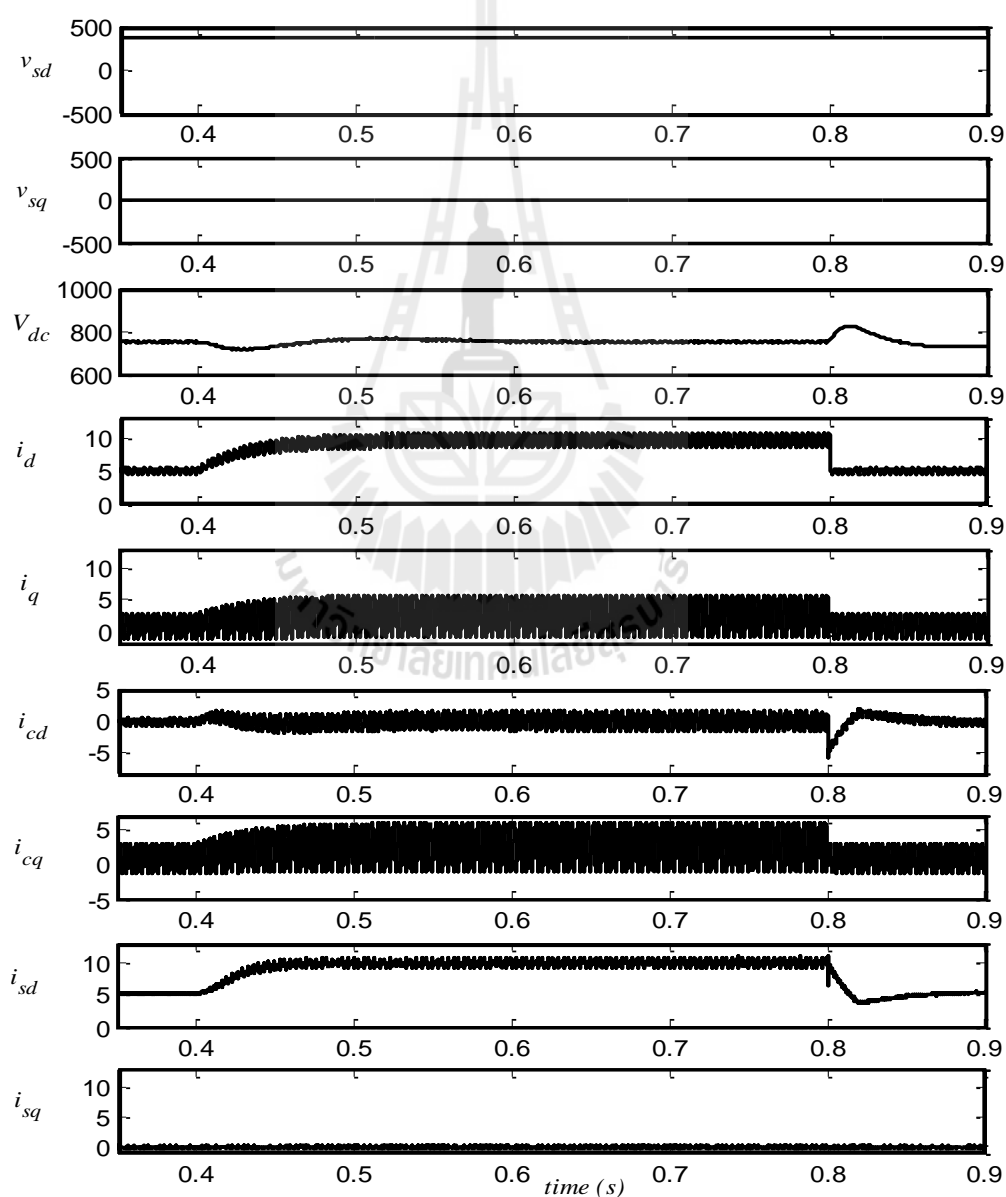
จากตารางที่ 5.8 ได้นำเสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุมแบบพีไอ ภายหลังการชดเชย พบว่า ผลการกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีการออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิมให้ค่า  $W_{res}$  เท่ากับ 0.2081 ซึ่งให้ค่า  $\%THD_{av}$  ของกระแสทางด้านแหล่งจ่าย เท่ากับ 1.89 % จากนั้นผู้วิจัยได้นำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมด้วยวิธี ATS แบบพิจารณาค่าผลตอบสนองทางเวลา สำหรับใช้เป็นค่าการประเมินในฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ผลปรากฏว่า ให้ค่า  $W_{res}$  เท่ากับ 0.0406 มีค่า  $\%THD_{av}$  ของกระแสทางด้านแหล่งจ่าย เท่ากับ 1.61 % จากการอธิบายผลในข้างต้นเมื่อพิจารณาถึงค่าเวลาไต่ระดับ ( $T_r$ ) ค่าเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว ( $T_s$ ) เปอร์เซนต์ค่าพุ่งเกิน (PO) และค่าความผิดพลาดที่สภาวะคงตัว ( $ess$ ) บนแกนดีคว สังกัดได้ว่า การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี ATS มีผลตอบสนองทางเวลาที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการทางคณิตศาสตร์



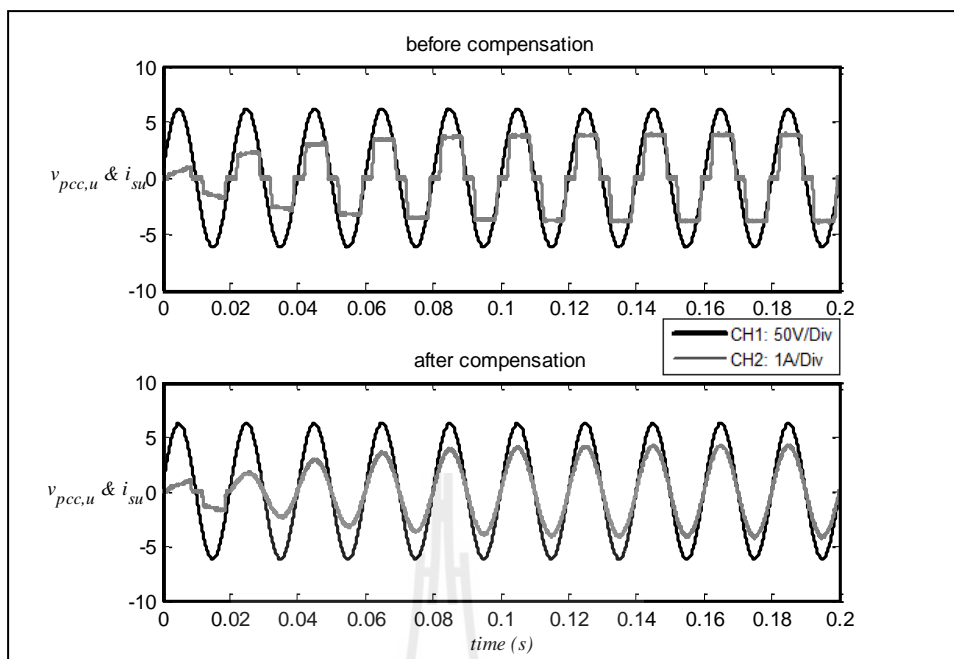
รูปที่ 5.21 ผลการจำลองสถานการณ์ทั้งระบบบนแกนสามเฟส



กำลังไฟฟ้าหลักของเฟส  $u(i_{su})$  มีมุมเฟสที่ตรงกัน ซึ่งสามารถยืนยันผลด้วยค่า  $pf$  ของระบบ แสดงไว้ดังตารางที่ 5.9 จากตารางดังกล่าว พบว่า ค่า  $pf_{dist}$  ทั้งสามเฟสมีค่าประมาณเท่ากับ 1 เนื่องจากผลของค่า  $\%THD_{av}$  ที่มีแนวโน้มลดลงจากการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ ส่วนค่า  $pf_{disp}$  ทั้งสามเฟสมีค่าประมาณเท่ากับ 1 เช่นเดียวกัน ทั้งนี้เนื่องจากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF สามารถชดเชยค่ากำลังรีแอกทีฟให้กับระบบได้ ส่งผลให้ภาพรวมจากการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังดีขึ้น โดยก่อนการชดเชยค่า  $pf_{total}$  ทั้งสามเฟส เท่ากับ 0.9520 และภายหลังการชดเชยมีค่า  $pf_{total}$  ทั้งสามเฟส เท่ากับ 0.9999



รูปที่ 5.22 ผลการจำลองสถานการณ์ทั้งระบบบนแกนดีคิว

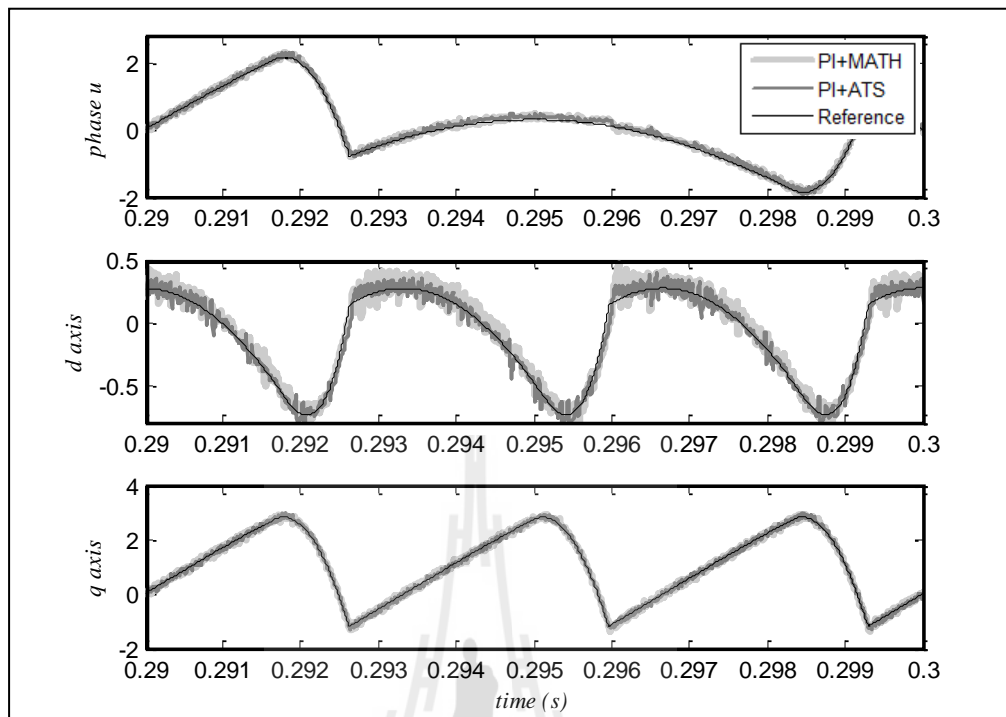


รูปที่ 5.23 ความสัมพันธ์มุมเลื่อนระหว่างสัญญาณ  $v_{pcc,u}$  และ  $i_{su}$

ตารางที่ 5.9 ผลการทดสอบสมรรถนะการชดเชยค่าตัวประกอบกำลัง

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

การเปรียบเทียบสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอ ดังรูปที่ 5.24 เป็นการพิจารณาจากแนวโน้มความผิดพลาดในการติดตามค่ากระแสอ้างอิง (tracking error) จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่าการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี ATS มีลักษณะรูปสัญญาณคล้อยตามสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิม ดังนั้น การออกแบบด้วยวิธีการดังกล่าวทำให้ระบบควบคุมกระแสชดเชยมีสมรรถนะการติดตามค่ากระแสอ้างอิงที่ดี



รูปที่ 5.24 เปรียบเทียบผลการติดตามกระแสชดเชย

## 5.10 สรุป

ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ สำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ ได้รับการออกแบบโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชย และการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรง โดย ฟังพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ พบว่า กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักภายหลัง การชดเชยมีปริมาณฮาร์มอนิกลดลงจากเดิมถึง 92.26 % และค่า %THD อยู่ในเกณฑ์มาตรฐาน IEEE Std.519-1992 จึงสามารถยืนยันได้ว่าการออกแบบระบบควบคุมด้วยวิธีการดังกล่าวให้สมรรถนะ การกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี รวมถึงให้ผลการตอบสนองที่รวดเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด เนื่องจากการควบคุมพิจารณาอยู่บนแกนดีคิว อย่างไรก็ตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัย ต้องการ พัฒนาระบบควบคุมให้มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดียิ่งขึ้นกับระบบที่พิจารณา เพราะฉะนั้น ผู้วิจัยจึงได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอ ด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิง ปรับตัว โดยการกำหนดเป้าหมายการประเมินจากผลตอบสนองทางเวลา ซึ่งจากการเปรียบเทียบผล การจำลองสถานการณ์ของระบบกำจัดฮาร์มอนิกที่มีการออกแบบตัวควบคุมพีไอในสองแนวทาง ได้แก่ การออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิม และการออกแบบด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ พบว่า การ ออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ให้ผลการทดสอบดี



ที่สุด โดยชี้วัดจากค่า  $\%THD_{av}$  ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายภายหลังการชดเชย ซึ่งผลจากการออกแบบด้วยวิธีการดังกล่าว ทำให้ค่า  $\%THD_{av}$  ที่ได้ลดลงกว่าการออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิม เท่ากับ 14.82 % ส่งผลให้ปริมาณฮาร์มอนิกลดลงจากก่อนการชดเชย เท่ากับ 93.41 % อีกทั้งค่า  $\%THD_{av}$  ที่ได้เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992



## บทที่ 6

### การควบคุมการฉีดกระแสดเซชด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย สำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

#### 6.1 บทนำ

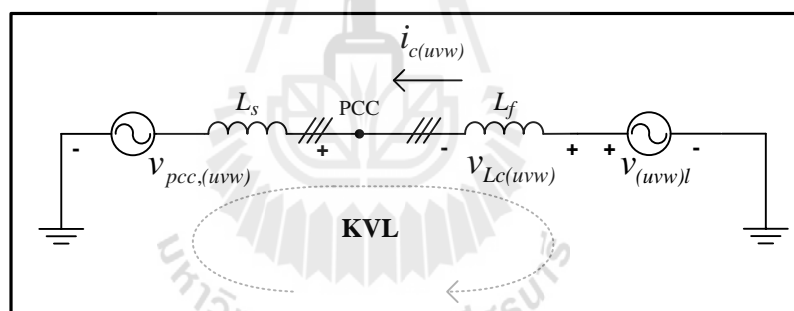
การควบคุมการฉีดกระแสดเซชด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว (Mendalek, Farhat, Al-Haddad, and Dessaint, 2002) เป็นองค์ประกอบสำคัญที่ส่งผลต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟ โดยตัวควบคุมดังกล่าวทำหน้าที่ควบคุมการฉีดกระแสดเซชเข้าสู่ระบบของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ให้มีลักษณะเป็นไปตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมีข้อดี คือ ลดผลกระทบจากการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัล ซึ่งผลกระทบที่เกิดจากการประวิงเวลาดังกล่าวจะทำให้กระแสดเซชมีความคลาดเคลื่อนไปจากกระแสอ้างอิงมากยิ่งขึ้น ส่วนการพิจารณาตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวเป็นการต่อยอดจากการพิจารณาบนแกน 3 เฟส ซึ่งจะช่วยให้สามารถลดสมการในการคำนวณสำหรับการควบคุมจาก 3 แกน ให้เหลือเพียง 2 แกน ในบทนี้จึงได้นำเสนอ โครงสร้างระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟ การออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟ หลักการพื้นฐานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ขั้นตอนการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว และการออกแบบพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว นอกจากนี้ผู้วิจัยได้ดำเนินการพัฒนาตัวควบคุมกระแสแบบทำนายให้มีสมรรถนะที่ดียิ่งขึ้น โดยการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว และการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟ โดยใช้เทคนิคทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ซึ่งแนวทางการออกแบบผู้วิจัยได้แบ่งออกเป็น 3 กรณี คือ กรณีที่ 1 ใช้สมการของลากรานจ์อันดับที่หนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์ กรณีที่ 2 คือ การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ที่มีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณา ซึ่งจะส่งผลต่อสมรรถนะของการควบคุมกระแสชดเชย และกรณีที่ 3 คือ การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว พร้อมกับออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่พร้อม ๆ กับการค้นหาค่าพารามิเตอร์

ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง ( $L_c$ ) และค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ( $V_{dc}^*$ ) เพื่อให้ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณา ซึ่งจะส่งผลต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟของลากรานจ์ ( $a_0, a_1$ ) คือ ค่า  $a_0$  เท่ากับ 2 และค่า  $a_1$  เท่ากับ -1 โดยที่รายละเอียดในแต่ละกรณีจะได้กล่าวในบทนี้ อีกทั้งในบทนี้ผู้วิจัยจะได้นำเสนอการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc}$ ) ซึ่งเป็นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรกรอง ( $C_{dc}$ ) เพื่อให้ค่าแรงดันบัสไฟตรงมีค่าเป็นไปตามค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ( $V_{dc}^*$ ) ซึ่งหากไม่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง จะทำให้ค่าแรงดันดังกล่าวมีค่าไม่ตรงตามค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่ได้ทำการออกแบบไว้ ส่งผลต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยตรง ดังนั้น บทนี้จึงได้นำเสนอการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ รวมถึงการนำเสนอผลการจำลองสถานการณ์ทั้งระบบ และการอภิปรายผล

## 6.2 หลักการพื้นฐานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย

การควบคุมกระแสแบบทำนายเป็นเทคนิคการควบคุมที่สามารถลดความคลาดเคลื่อนเนื่องจากการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัล ซึ่งการควบคุมดังกล่าวจะส่งผลให้กระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟมีลักษณะใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF หลักการของการควบคุมกระแสแบบทำนายเริ่มแรกจะพิจารณาโครงสร้างการวิเคราะห์ระบบ ดังรูปที่ 6.1 เพื่อหาสมการที่ใช้ในการควบคุมกระแสชดเชยสามเฟส จากรูปที่ 6.1 สังเกตได้ว่า วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีค่าแรงดันตกคร่อม คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง ( $v_{(uvw)l}^*$ ) ของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะเชื่อมต่อผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองที่มีค่าแรงดันตกคร่อม  $v_{Lc(uvw)}$  ไปยังแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ( $v_{pcc,(uvw)}$ ) เมื่อวิเคราะห์โดยใช้กฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์จะได้รับความสัมพันธ์ ดังสมการที่ (6-1) ซึ่งเมื่อพิจารณาในรูปแบบความสัมพันธ์ของกระแสชดเชยจะได้ ดังสมการที่ (6-2) จากสมการดังกล่าว สังเกตได้ว่าปรากฏเทอมอนุพันธ์อันดับหนึ่งของกระแสชดเชย การประมาณค่าเทอมอนุพันธ์ในสมการดังกล่าวจะใช้การประมาณค่าอนุพันธ์แบบไปข้างหน้า (forward difference approximation) พิจารณาได้ ดังสมการที่ (6-3) จากสมการดังกล่าว เนื่องจากต้องการคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ทำให้กระแสชดเชยที่เวลา  $t(k+1)$  ( $i_{c(uvw)}(k+1)$ ) มีค่าเป็นไปตามกระแสอ้างอิงที่เวลา  $t(k+1)$  ( $i_{c(uvw)}^*(k+1)$ ) ดังนั้น จึงแทนค่า  $i_{c(uvw)}(k+1)$  ด้วยค่า  $i_{c(uvw)}^*(k+1)$  แต่เนื่องจากค่า  $i_{c(uvw)}^*(k+1)$  เป็นค่าในอนาคต และยังไม่ทราบค่า ด้วยเหตุนี้จึงมีการประมาณค่ากระแสอ้างอิงดังกล่าวโดยกระแสอ้างอิงที่จะประมาณนี้ คือ ค่า  $i_{cp(uvw)}^*(k+1)$  แสดงดัง

สมการที่ (6-4) โดยการประมาณค่า  $i_{cp(uvw)}^*(k+1)$  จะใช้สมการของลากรานจ์ดังสมการที่ (6-5) ซึ่งค่า  $i_{cp(uvw)}^*(k+1)$  ที่ประมาณนี้จะต้องมีค่าใกล้เคียง หรือเท่ากับค่า  $i_{c(uvw)}^*(k+1)$  ดังรูปที่ 6.2 จากสมการที่ (6-5) จะคิดตัวแปรค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ ( $a_0, a_1, \dots, a_n$ ) ซึ่งสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์จะมีค่าแตกต่างกันตามสมการของลากรานจ์แต่ละอันดับ สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (6-6) (Odavic, Biagini, Zanchetta, Sumner, and Degano, 2011) โดยที่  $n$  คือ อันดับสมการของลากรานจ์ ผลการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ในสมการที่ (6-6) แสดงดังตารางที่ 6.1 จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (6-4) จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของวงจรถออินเวอร์เตอร์ส่งผลโดยตรงต่อการนิโคกระแสชดเชยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรถอ ทั้งนี้เพื่อควบคุมให้การนิโคกระแสชดเชยของวงจรถอกำลังแอกทีฟ มีลักษณะเป็นไปตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ซึ่งเป็นไปตามหลักการของการควบคุมกระแสแบบทำนาย ดังรูปที่ 6.2 เมื่อคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของวงจรถออินเวอร์เตอร์ในสมการที่ (6-4) แล้ว ค่าดังกล่าวจะนำไปเข้าสู่กระบวนการพีดีบีลยูเอ็มเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ในการสั่งการ ไอจีบีทีของวงจรถออินเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการ



รูปที่ 6.1 โครงสร้างการวิเคราะห์ระบบ

$$v_{(uvw)l} = v_{L_c(uvw)} + v_{pcc,(uvw)} \quad (6-1)$$

$$v_{(uvw)l} = L_c \left( \frac{di_{c(uvw)}}{dt} \right) + v_{pcc,(uvw)} \quad (6-2)$$

$$v_{(uvw)l}(k) = \frac{L_c}{T_s} (i_{c(uvw)}(k+1) - i_{c(uvw)}(k)) + v_{pcc,(uvw)}(k) \quad (6-3)$$

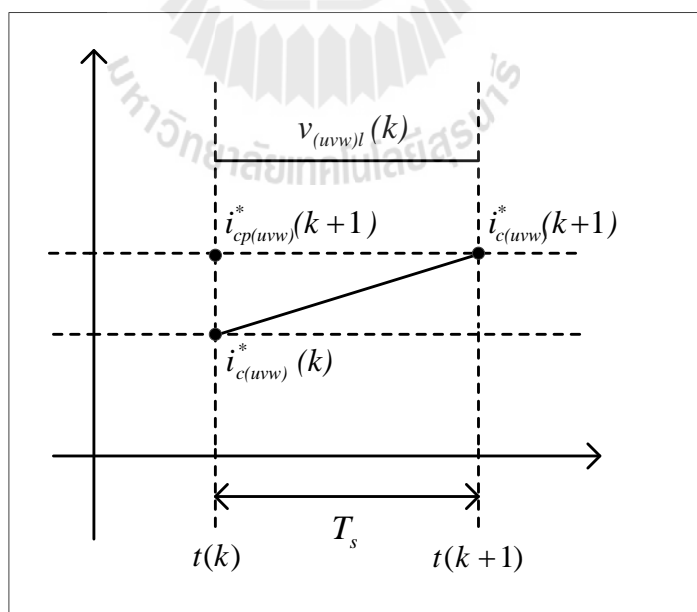
$$v_{(uvw)l}(k) = \frac{L_c}{T_s} (i_{cp(uvw)}^*(k+1) - i_{c(uvw)}(k)) + v_{pcc,(uvw)}(k) \quad (6-4)$$

$$i_{cp(uvw)}^*(k+1) = a_0 i_{c(uvw)}^*(k) + a_1 i_{c(uvw)}^*(k-1) + \dots + a_n i_{c(uvw)}^*(k-n) \quad (6-5)$$

$$i_{cp(uvw)}^*(k+1) = \sum_{l=0}^n (-1)^{n-l} \cdot \frac{(n+1)!}{l!(n+1-l)!} \cdot i_{c(uvw)}^*(k+l-n) \quad (6-6)$$

ตารางที่ 6.1 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 6.2 หลักการของการควบคุมกระแสแบบทำนาย

### 6.3 ขั้นตอนการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว

จากการควบคุมกระแสแบบทำนายสามเฟสในสมการที่ (6-2) เมื่อนำมาพิจารณาบนแกนดีคิวจะปรากฏเทอมผลคูณระหว่างค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองและค่าความถี่เชิงมุมสำหรับแปลงแกนดีคิว ( $L_c \omega_{dq}$ ) เพิ่มขึ้นดังสมการที่ (6-7) (ที่มาของสมการดังกล่าวดูได้จากบทที่ 4) สมการดังกล่าว สังเกตได้ว่า ปรากฏเทอมอนุพันธ์อันดับหนึ่งของกระแสชดเชย ซึ่งการประมาณค่าเทอมอนุพันธ์นี้จะเป็น ดังสมการที่ (6-8) และจากสมการที่ (6-5) เป็นสมการสำหรับประมาณค่ากระแสอ้างอิงในอนาคตสามเฟส เมื่อนำมาพิจารณาบนแกนดีคิวจะได้ ดังสมการที่ (6-9) ซึ่งจะคิดตัวแปรค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ โดยค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ดังกล่าวจะใช้ค่าเดียวกับกรณีพิจารณาบนระบบสามเฟสซึ่งแสดง ดังตารางที่ 6.1 จากการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวในสมการที่ (6-8) เมื่อแยกพิจารณาแต่ละแกนบนแกนดีคิวจะสามารถพิจารณาได้ ดังสมการที่ (6-10) และบนแกนคิวจะสามารถพิจารณาได้ดังสมการที่ (6-11) จากสมการที่ (6-10) และ (6-11) เป็นสมการที่ใช้ในการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีและคิว ซึ่งใช้งานร่วมกับสมการของลากรานจ์ที่ใช้คำนวณกระแสอ้างอิงในอนาคตบนแกนดีคิวตามสมการที่ (6-9)

$$v_{(dq)l} = L_c \frac{di_{c(dq)}}{dt} + L_c \omega_{dq} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} i_{c(dq)} + v_{pcc,(dq)} \quad (6-7)$$

$$v_{(dq)l}(k) = \frac{L_c}{T_s} (i_{cp(dq)}^*(k+1) - i_{c(dq)}(k)) + L_c \omega_{dq} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} i_{c(dq)}(k) + v_{pcc,(dq)}(k) \quad (6-8)$$

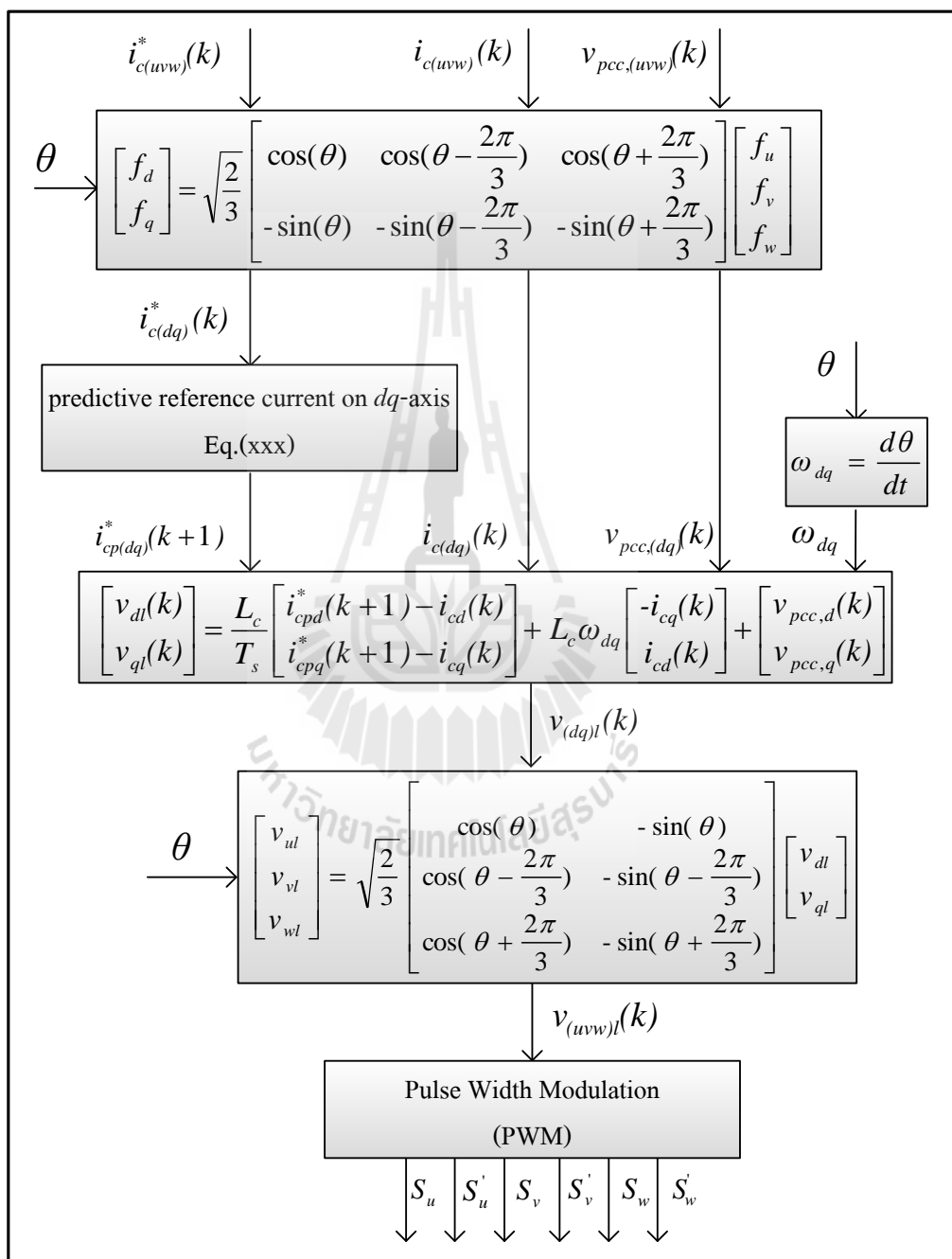
$$i_{cp(dq)}^*(k+1) = a_0 i_{c(dq)}^*(k) + a_1 i_{c(dq)}^*(k-1) + \dots + a_n i_{c(dq)}^*(k-n) \quad (6-9)$$

$$v_{dl}(k) = \frac{L_c}{T_s} (i_{cpd}^*(k+1) - i_{cd}(k)) - L_c \omega_{dq} \cdot i_{cq}(k) + v_{pcc,d}(k) \quad (6-10)$$

$$v_{ql}(k) = \frac{L_c}{T_s} (i_{cpq}^*(k+1) - i_{cq}(k)) + L_c \omega_{dq} \cdot i_{cd}(k) + v_{pcc,q}(k) \quad (6-11)$$

การออกแบบเพื่อเลือกอันดับของสมการลากรานจ์ในสมการดังกล่าวจะนำเสนอในหัวข้อที่ 6.4 รายละเอียดขั้นตอนการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวร่วมกับเทคนิคการสวิตช์ เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี PWM ให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถอธิบายได้ ดังรูปที่ 6.3 การ

ควบคุมกระแสขดลวดด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีควตามที่ได้นำเสนอ ถูกนำมาใช้  
งานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์ด้วยวิธี PWM เพื่อทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของสวิตช์ไอจีบีที  
เนื่องจากข้อดีของเทคนิคการสวิตช์ด้วยวิธี PWM ตามที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 5.4



รูปที่ 6.3 แผนภาพการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีควร่วมกับ  
เทคนิคการสวิตช์ด้วยวิธี PWM

กระบวนการของการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว ร่วมกับเทคนิคการสวิตช์ด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ให้กับไอจีบีที มีลักษณะการทำงานที่คล้ายคลึงกับการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบพีไอบนแกนดีคิวด้วยเทคนิค PWM ซึ่งรายละเอียดการต่าง ๆ ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 5.4

#### 6.4 การออกแบบพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสแบบทำนาย

##### บนแกนดีคิว

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว ได้แก่ การเลือกอันดับของสมการลากรานจ์ ค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม และค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมในกระบวนการ PWM เพื่อให้ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา ซึ่งส่งผลต่อสมรรถนะการควบคุมการบิดกระแสชดเชยของวงจรรองกำลัง แอ็กทีฟ การใช้สมการของลากรานจ์ควรเลือกอันดับของสมการให้มีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา โดยการทดสอบสมการของลากรานจ์อันดับต่าง ๆ จะแสดงค่าความคลาดเคลื่อน (*Error*) ระหว่างกระแสอ้างอิงที่ได้จากการประมาณด้วยสมการของลากรานจ์กับกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF บนแกนดีแกนคิว ซึ่งคำนวณได้ดังสมการที่ (6-12) โดยที่  $N$  คือจำนวนข้อมูลในหนึ่งคาบ และใช้ตัวชี้วัดการทดสอบเป็นค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย ( $\%THD_{av}$ ) ภายหลังการชดเชย ดังตารางที่ 6.2

ตารางที่ 6.2 เปรียบเทียบค่า  $\%THD_{av}$  จากการใช้สมการของลากรานจ์แต่ละอันดับ

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

$$Error = \left( \sum_{k=1}^N |i_{cp}^*(k) - i_c^*(k)| \right) / N \quad (6-12)$$



จากตารางดังกล่าว การใช้สมการของลากรานจ์อันดับที่ 1 ทำให้ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยมีค่าต่ำที่สุดซึ่งบ่งบอกถึงผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีที่สุด ซึ่งสอดคล้องกับค่า  $Error$  ทั้งบนแกนดี และแกนควมมีค่าต่ำที่สุดเช่นกัน ซึ่งบ่งบอกถึงผลการประมาณกระแสอ้างอิงด้วยสมการของลากรานจ์อันดับที่ 1 ทั้งบนแกนดี และแกนควมมีค่าใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF มากที่สุด ดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้สมการของลากรานจ์อันดับที่ 1 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือ  $a_0$  เท่ากับ 2 และ  $a_1$  เท่ากับ -1 พิจารณาได้ ดังสมการที่ (6-13)

$$i_{cp(dq)}^*(k+1) = 2i_{c(dq)}^*(k) - i_{c(dq)}^*(k-1) \quad (6-13)$$

การออกแบบค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมในกระบวนการ PWM ด้วยวิธีการของ Thomas ได้นำเสนอขึ้นในปี ค.ศ. 1998 (Thomas, 1998) ดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมเท่ากับ 5000 เฮิรตซ์ กระบวนการพีดับเบิลยูเอ็มในขั้นตอนการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์กับสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยมหากเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์มีค่าสูงเกินไปอาจไม่สามารถนำค่าดังกล่าวไปใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ ได้แก่ การใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ออปแอมป์ (Operation Amplifier : Op-Amp) ในการสร้างวงจรเปรียบเทียบแรงดันสำหรับเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์กับสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยม ซึ่งเป็นที่รู้กันว่าเป็นวงจรที่ง่ายในการสร้างจริงในทางปฏิบัติ มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน และราคาถูก แต่มีข้อจำกัดในด้านการทนต่อแรงดัน ดังนั้น ก่อนเข้ากระบวนการพีดับเบิลยูเอ็มจึงทำการเปลี่ยนแปลงสัดส่วนค่าแอมพลิจูดแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าลดลง โดยการหารด้วยค่าคงที่การปรับลด ( $K$ ) หากค่าคงที่ดังกล่าวมีค่าน้อยเกินไปอาจทำให้ค่าแอมพลิจูดแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์มีค่าสูงจนไม่สามารถนำไปใช้ในทางปฏิบัติจริงได้ ในทางตรงกันข้ามหากค่าดังกล่าวมีค่ามากเกินไปอาจทำให้ค่าแอมพลิจูดแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำจนไม่มีนัยสำคัญ ส่งผลให้ตัวควบคุมไม่สามารถควบคุมการฉีดกระแสชดเชยได้ การทดสอบค่าคงที่การปรับลดให้มีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา โดยใช้วิธีการสุ่มค่าคงที่การปรับลดเพื่อทดสอบหาค่าที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งพิจารณาจากค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยแสดง ดังตารางที่ 6.3

ตารางที่ 6.3 เปรียบเทียบค่า  $\%THD_{av}$  จากการสุ่มค่าคงที่การปรับลด

$K$	$\%THD_{av}$ หลังการชดเชย	$K$	$\%THD_{av}$ 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

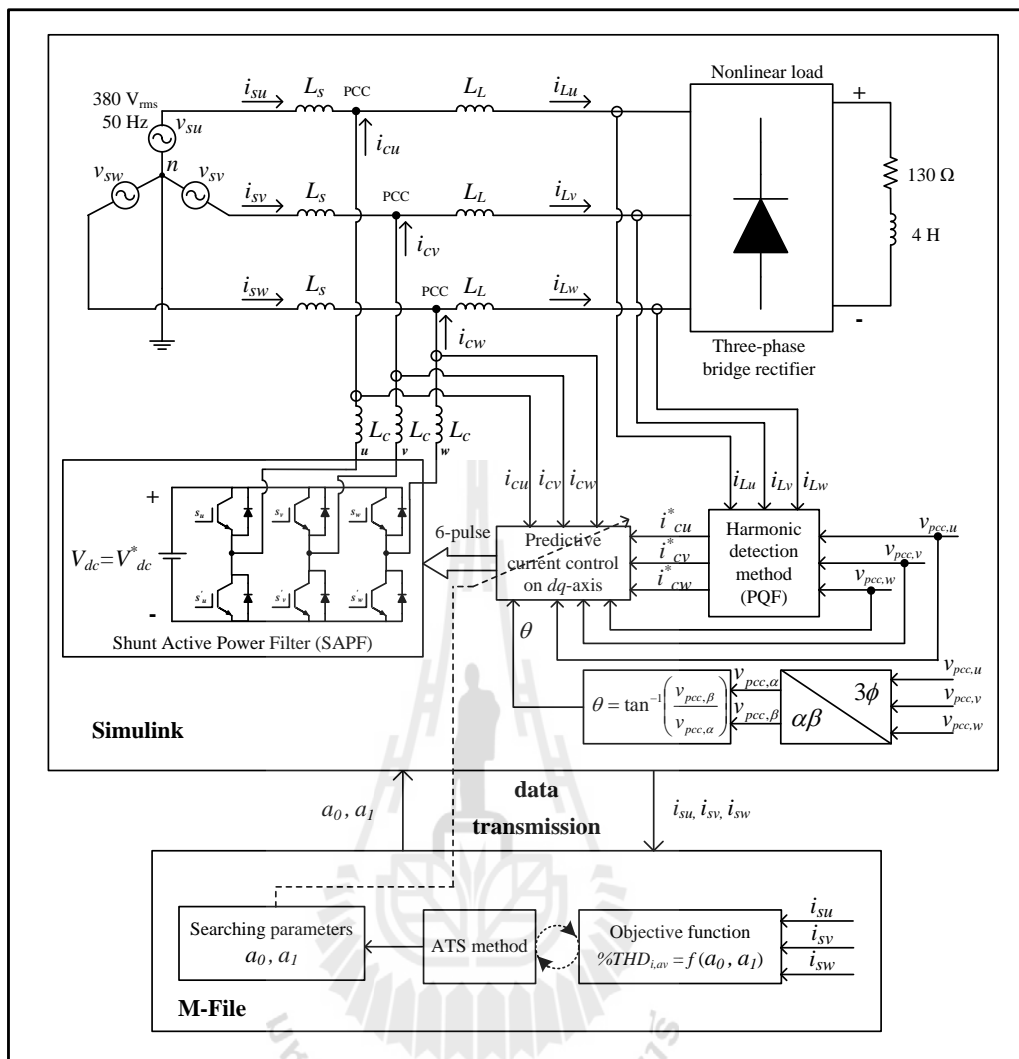
จากตารางดังกล่าว จะเห็นได้ว่า ค่าคงที่การปรับลดเท่ากับ 1000 ส่งผลทำให้ค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชยมีค่าต่ำที่สุด ซึ่งบ่งบอกถึงผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีที่สุด ดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าคงที่การปรับลดเท่ากับ 1000 การออกแบบค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมให้มีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา โดยใช้วิธีการสุ่มค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อทดสอบหาค่าที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งพิจารณาจากค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยแสดง ดังตารางที่ 6.4 จากตารางดังกล่าว จะเห็นได้ว่า ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมเท่ากับ 0.3 V ส่งผลทำให้ค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชยมีค่าต่ำที่สุด ดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมเท่ากับ 0.3 V

ตารางที่ 6.4 เปรียบเทียบค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชย จากการสุ่มค่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยม

$A_c$ (V)	$\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย	$A_c$ (V)	$\%THD_{av}$ 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

## 6.5 การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

สำหรับกรณีที่ 1 ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวใช้สมการของลากรานจ์อันดับหนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือ ค่า  $a_0$  เท่ากับ 2 และค่า  $a_1$  เท่ากับ -1 ในการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงในอนาคต ดังที่ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.4 ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวอาจไม่ใช่ค่าที่เหมาะสมที่สุด ที่ทำให้ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวสามารถควบคุมให้การฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีที่สุด ดังนั้น ในกรณีที่ 2 จึงใช้วิธี ATS ในการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ที่มีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณา ซึ่งจะช่วยให้ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว สามารถควบคุมให้การฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดียิ่งขึ้น งานวิจัยนี้ใช้ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย ( $\%THD_{av}$ ) เป็นค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ในการค้นหา โดยระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ด้วยวิธี ATS ประกอบด้วย 2 ส่วน โดยส่วนแรก คือ การจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่ทำงานอยู่บนโปรแกรม Simulink และส่วนที่สอง คือ การค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ด้วยวิธี ATS พร้อมทั้งคำนวณค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ทำงานอยู่บน โปรแกรม M-File ซึ่งทั้งสองส่วนทำงานร่วมกันในการประมวลผล และรับส่งข้อมูลแสดง ดังรูปที่ 6.4 จากรูปดังกล่าวจะเห็นได้ว่า โปรแกรม Simulink จะรับข้อมูลค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ซึ่งประกอบด้วยค่า  $a_0$  และค่า  $a_1$  เพื่อทำการจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก เมื่อการจำลองสถานการณ์แล้วเสร็จจะส่งข้อมูลค่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}, i_{sv}, i_{sw}$ ) ให้กับ โปรแกรม M-File จากนั้น โปรแกรม M-File จะนำข้อมูลค่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายไปคำนวณค่า  $\%THD_{av}$  ซึ่งใช้เป็นค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ พร้อมทั้งดำเนินการตามกระบวนการของวิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ จากนั้นจึงส่งข้อมูลค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ที่ได้จากการค้นหาให้กับ โปรแกรม Simulink ทำการประมวลผล และรับส่งข้อมูลเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งสิ้นสุดกระบวนการการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ด้วยวิธี ATS



รูปที่ 6.4 ระบบที่ใช้จำลองสถานการณ์สำหรับค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ด้วยวิธี ATS

6.5.1 การลดเวลาการคำนวณโดยเพิ่มเงื่อนไขในวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

เนื่องจากสมการของลากรานจ์อันดับที่หนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์คือค่า  $a_0$  เท่ากับ 2 และค่า  $a_1$  เท่ากับ -1 จากการทดสอบ พบว่า สมการดังกล่าวเหมาะสมกับการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงในอนาคตสำหรับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณา ซึ่งสมการดังกล่าวมีพฤติกรรมการคำนวณที่ให้ค่าประมาณกระแสอ้างอิงในอนาคตมีแนวโน้มเป็นไปตามค่ากระแสในอดีตและปัจจุบัน จากพฤติกรรมดังกล่าวทำให้การคำนวณค่าประมาณกระแสอ้างอิงในอนาคตมีความสอดคล้องกับกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิก ดังนั้น หากขนาดของค่าสัมประสิทธิ์  $a_0$  น้อยกว่าขนาดของสัมประสิทธิ์  $a_1$  จะทำให้กระแสอ้างอิงในอนาคตไม่มีแนวโน้ม

เป็นไปตามค่ากระแสในอดีต และปัจจุบัน ทำให้เมื่อนำไปคำนวณค่ากระแสอ้างอิงในอนาคตจะเกิดความผิดพลาดเป็นอย่างมาก ซึ่งเหตุผลดังกล่าวจะนำมาเป็นเงื่อนไขเพิ่มเติมในกระบวนการการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ด้วยวิธี ATS ของงานวิจัยนี้ โดยมีเงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือ ถ้าหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS มีขนาดของค่าสัมประสิทธิ์  $a_0$  น้อยกว่าขนาดของสัมประสิทธิ์  $a_1$  ให้ทำการค้นหาค่า  $a_0$  และ  $a_1$  ใหม่อีกครั้ง ทำเช่นนี้จนกว่าจะผ่านเงื่อนไขดังกล่าว ซึ่งจะทำให้สามารถลดกระบวนการการคำนวณที่สิ้นเปลืองเวลาลงได้ ทำให้วิธี ATS มีสมรรถนะการทำงานที่ดีมากขึ้น การทดสอบเงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ จะใช้จำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ยเป็นตัวชี้วัด โดยค่าเฉลี่ยดังกล่าวคำนวณได้จากสมการที่ (6-14) ตัวแปร  $x_i$  จากสมการดังกล่าว คือ ข้อมูลในจุดที่  $i$  และ  $M$  คือ จำนวนข้อมูลทั้งหมด การค้นหาด้วยวิธี ATS จะสิ้นสุดลงเมื่อพบคำตอบที่ทำให้  $\%THD_{av}$  มีค่าน้อยกว่า 1 % ผลการทดสอบเงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ด้วยวิธี ATS แสดงดังตารางที่ 6.5 จากตารางดังกล่าว จะเห็นได้ว่า กรณีไม่ใช้เงื่อนไขจะใช้จำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ยเท่ากับ 33.4 รอบ ซึ่งแตกต่างกับกรณีใช้เงื่อนไขที่จะทำให้วิธี ATS สามารถค้นหาค่าตอบได้เร็วยิ่งขึ้น โดยใช้จำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ยเพียง 21.6 รอบ โดยจำนวนครั้งที่เข้าเงื่อนไขเฉลี่ยเท่ากับ 51.6 ครั้ง

$$\bar{x} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M x_i \quad (6-14)$$

ตารางที่ 6.5 ผลการทดสอบเงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ด้วยวิธี ATS

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

## 6.5.2 การกำหนดขอบเขตในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหา

### แบบตามเชิงปรับตัว

การค้นหาค่าตอบด้วยวิธี ATS จำเป็นต้องมีการกำหนดขอบเขตในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ ซึ่งขอบเขตดังกล่าวจะส่งผลต่อสมรรถนะการค้นหาค่าตอบ โดยหากกำหนด

ขอบเขตการค้นหาค่าพารามิเตอร์ให้แคบลงจะทำให้ความละเอียดในการค้นหาคำตอบเพิ่มขึ้น แต่การค้นหาก็ไม่ครอบคลุมคำตอบที่ต้องการ หากกำหนดขอบเขตการค้นหาค่าพารามิเตอร์ให้กว้างขึ้นอาจครอบคลุมคำตอบที่ต้องการ แต่จะทำให้ความละเอียดในการค้นหาคำตอบลดลง โดยผู้วิจัยกำหนดขอบเขตในการค้นหาค่าพารามิเตอร์สำหรับการทดสอบ คือ  $a_0$  มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 10 และ  $a_1$  มีค่าตั้งแต่ -10 ถึง 0 ซึ่งผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ 6.6 จากตารางดังกล่าว พบว่า ค่าพารามิเตอร์ซึ่งประกอบด้วยค่า  $a_0$  และค่า  $a_1$  ที่ได้จากการทดสอบทั้ง 5 ครั้ง ไม่ชนขอบเขต หรือมีค่าไม่เกินขอบเขตที่กำหนดไว้ จึงไม่จำเป็นต้องทำการขยายขอบเขตการค้นหาค่าพารามิเตอร์อีก ดังนั้น ในงานวิจัยนี้จึงใช้ขอบเขตการค้นหาค่าพารามิเตอร์ คือ  $a_0$  มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 10 และ  $a_1$  มีค่าตั้งแต่ -10 ถึง 0

ตารางที่ 6.6 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

### 6.5.3 การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธี ATS ประกอบด้วย 4 พารามิเตอร์ ได้แก่ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง ค่ารัศมีเริ่มต้น และค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมี ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของวิธี ATS ดังกล่าวที่เหมาะสมจะส่งผลโดยตรงต่อประสิทธิภาพการค้นหาคำตอบ ดังนั้น ผู้วิจัยได้ดำเนินการทดสอบค่าพารามิเตอร์ทั้ง 4 โดยที่การตัวชี้วัดสมรรถนะการค้นหาจะพิจารณาจากค่า  $\%THD_{av}$  เป็นประเด็นหลัก ส่วนจำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ย และค่า SD จะให้ความสำคัญรองลงมา การค้นหาด้วยวิธี ATS จะสิ้นสุดลงเมื่อ  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชยมีค่าน้อยกว่า 1% ผลการทดสอบค่าพารามิเตอร์ทั้ง 4 แสดงดังตารางที่ 6.7 ถึงตารางที่ 6.10

จากตารางดังกล่าว ค่าพารามิเตอร์ของวิธี ATS ที่ได้รับการทดสอบ ซึ่งมีความเหมาะสมในการค้นหาคำตอบ คือ จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 400 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.4 และค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมีเท่ากับ 1.2 การเปรียบเทียบผลการค้นหาคำตอบโดยการใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS แตกต่างกันจะแบ่งออกเป็น 2 กรณีด้วยกัน ได้แก่ กรณีค้นหาคำตอบโดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่าซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ไม่ได้รับการทดสอบ และกรณีค้นหาคำตอบโดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ได้รับการทดสอบแล้วว่ามีเหมาะสมกับการค้นหาคำตอบ โดยพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่าประกอบด้วย จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 รัศมีเริ่มต้นเท่ากับ

0.4 ค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมีเท่ากับ 1.2 และพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ ประกอบด้วย จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 400 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.4 ค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมีเท่ากับ 1.2 โดยการค้นหาคำตอบทั้ง 2 กรณีจะใช้ระบบการจำลองสถานการณ์ ดังรูปที่ 6.4 และใช้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟ คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรรองเท่ากับ 39 mH ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงเท่ากับ 750 V ตามที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 5 โดยจำนวนรอบการค้นหาสูงสุดเท่ากับ 300 รอบ ขอบเขตในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ คือ  $a_0$  มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 10 และ  $a_1$  มีค่าตั้งแต่ -10 ถึง 0 ซึ่งให้ผลการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ และค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชยแสดง ดังตารางที่ 6.11

ตารางที่ 6.7 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100							
$\%THD_{av}$	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							
$\%THD_{av}$	0.9360	0.9674	0.9753	0.9986	0.9467	0.9648	0.0246
จำนวนรอบ	14	17	15	22	49	23.4	14.6390
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 300							
$\%THD_{av}$	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							
$\%THD_{av}$	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							
$\%THD_{av}$	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 ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.4

และค่าปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.2

ตารางที่ 6.8 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 20							
$\%THD_{av}$	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							
$\%THD_{av}$	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							
$\%THD_{av}$	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							
$\%THD_{av}$	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 ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.4

และค่าปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.2

ตารางที่ 6.9 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.2							
$\%THD_{av}$	0.9835	0.9773	0.9637	0.9822	0.9671	0.9748	0.0089
จำนวนรอบ	21	26	24	25	5	20.2	8.7006
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.4							
$\%THD_{av}$	0.9794	0.9660	0.9325	0.9407	0.9987	0.9635	0.0273
จำนวนรอบ	23	26	20	22	19	22	2.7386
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.6							
$\%THD_{av}$	0.9861	0.9964	0.9429	0.9681	0.9968	0.9781	0.0228
จำนวนรอบ	28	29	14	31	23	25	6.8191



ตารางที่ 6.9 ผลการทดสอบค่ารีเซ็ตเริ่มต้น (ต่อ)

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่ารีเซ็ตเริ่มต้นเท่ากับ 0.8							
$\%THD_{av}$	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

และค่าปรับลดรีเซ็ตเท่ากับ 1.2

ตารางที่ 6.10 ผลการทดสอบค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารีเซ็ต

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่าปรับลดรีเซ็ตเท่ากับ 1.1							
$\%THD_{av}$	0.9720	0.9956	0.9902	0.9876	0.9983	0.9887	0.0103
จำนวนรอบ	35	34	41	36	25	34.2	5.8052
ค่าปรับลดรีเซ็ตเท่ากับ 1.2							
$\%THD_{av}$	0.9794	0.9660	0.9325	0.9407	0.9987	0.9635	0.0273
จำนวนรอบ	23	26	20	22	19	22	2.7386
ค่าปรับลดรีเซ็ตเท่ากับ 1.3							
$\%THD_{av}$	0.9804	0.9719	0.9864	0.9220	0.9860	0.9693	0.0271
จำนวนรอบ	15	13	12	8	16	12.8	3.1145
ค่าปรับลดรีเซ็ตเท่ากับ 1.4							
$\%THD_{av}$	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

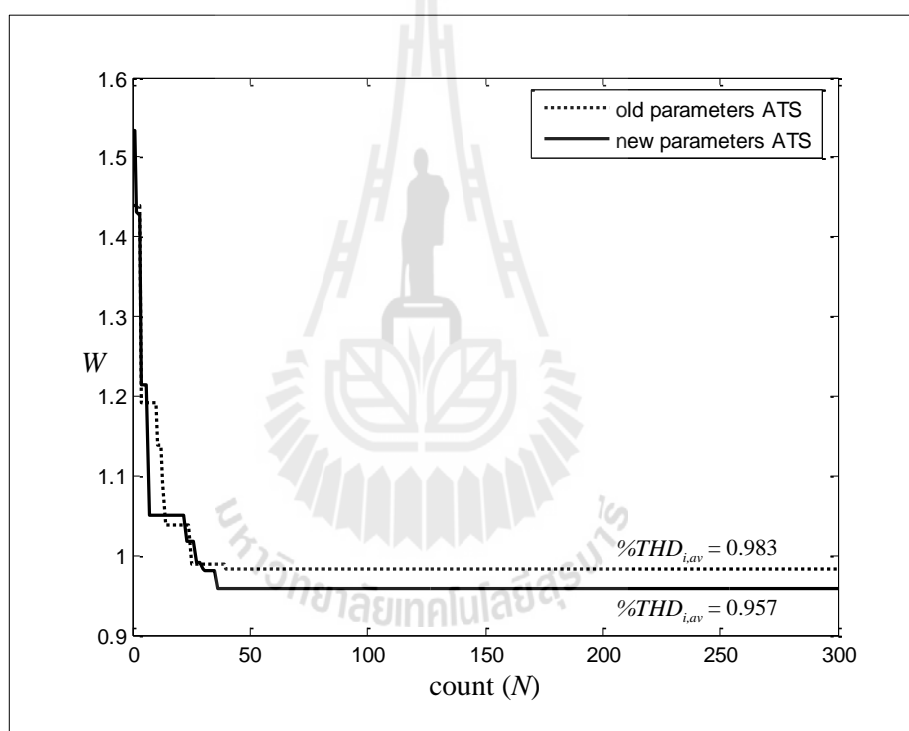
และค่ารีเซ็ตเริ่มต้นเท่ากับ 0.4

จากตารางดังกล่าวจะเห็นได้ว่า การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนคิดด้วยวิธี ATS ในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่าให้ผลการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือ ค่า  $a_0$  เท่ากับ 2.87 และค่า  $a_1$  เท่ากับ -1.88 ทำให้ได้ค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชยเท่ากับ 0.983 % และในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ให้ผลการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของ

ลากรานจ์ คือ ค่า  $a_0$  เท่ากับ 2.85 และค่า  $a_1$  เท่ากับ -1.86 ทำให้ได้ค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชย เท่ากับ 0.957 % ผลการประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงคในแต่ละรอบการค้นหาแสดงดังรูปที่ 6.5

ตารางที่ 6.11 เปรียบเทียบผลการค้นหาหระหว่างพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า และชุดใหม่

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



รูปที่ 6.5 ผลการเปรียบเทียบค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค โดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า และชุดใหม่

จากรูปดังกล่าวจะเห็นได้ว่า การค้นหาค่าตอบทั้งในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า และกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ พบค่าตอบสุดท้ายที่ให้ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงคที่ดีที่สุดใน 50 รอบการค้นหาซึ่งบ่งบอกถึงการกำหนดรอบการค้นหาสูงสุดเท่ากับ 300 รอบ มีความเหมาะสมเพียงพอ ซึ่งในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ให้ค่า

$\%THD_{av}$  หลังการชดเชยที่ต่ำกว่ากรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า จึงสามารถสรุปได้ว่า กรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ให้ผลการค้นหาค่าตอบที่ดีกว่ากรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า ดังนั้น ในหัวข้อถัดไปจะนำค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ที่ได้จากการค้นหาในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ไปใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกต่อไป

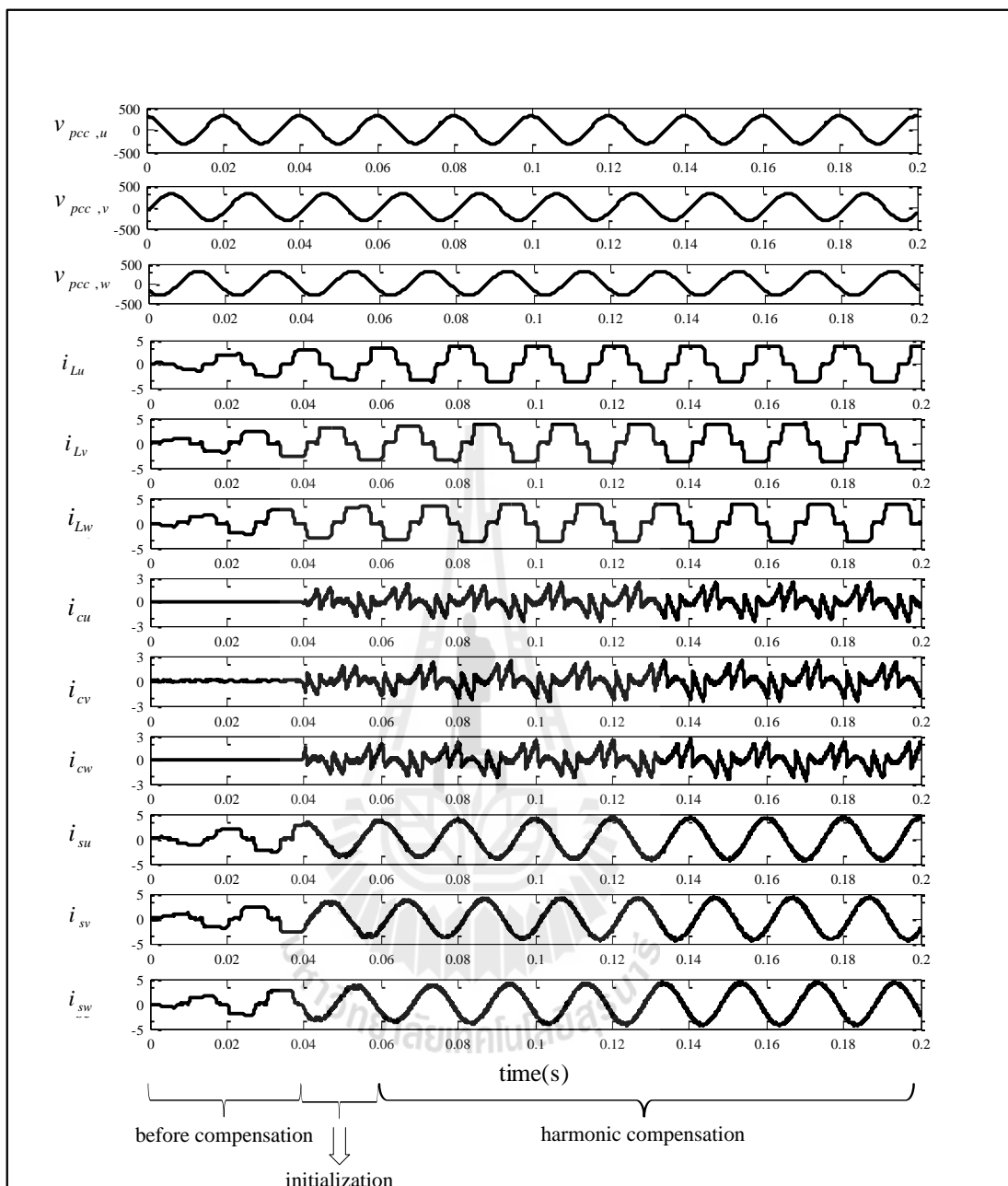
#### 6.5.4 ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังดำเนินการผ่านระบบการกำจัดฮาร์มอนิก ดังรูปที่ 6.4 ซึ่งใช้ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ที่ได้จากการค้นหาโดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ ผลการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือ ค่า  $a_0$  เท่ากับ 2.85 และค่า  $a_1$  เท่ากับ -1.86 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกเฉลี่ย และค่าตัวประกอบกำลัง ก่อนการชดเชย และหลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ แสดง ดังตารางที่ 6.12

ตารางที่ 6.12 เปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ก่อนการชดเชย				หลังการชดเชย			
$\%THD_{av}$	$Pf_{disp}$	$Pf_{dist}$	$Pf_{total}$	$\%THD_{av}$	$Pf_{disp}$	$Pf_{dist}$	$Pf_{total}$
24.91	0.98	0.97	0.95	0.96	1	1	1

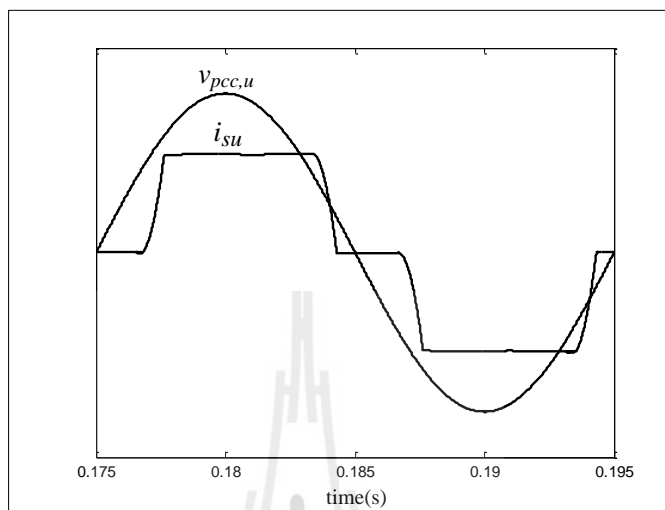
รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสแสดง ดังรูปที่ 6.6 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาที เป็นช่วงเวลาที่ไม่มีกรกำจัดฮาร์มอนิก รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายก่อนการชดเชยจึงมีลักษณะเหมือนกระแสไฟฟ้าที่โหลด ( $i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw}$ ) และช่วงเวลา 0.04 ถึง 0.06 วินาที เป็นช่วงเวลาเริ่มต้นในการเก็บข้อมูลเพื่อนำไปคำนวณด้วยวิธี SWFA ซึ่งจะคำนวณเสร็จสิ้นเมื่อเริ่มคาบถัดไป ทำให้หลังจากเวลา 0.06 วินาที เป็นต้นไป ระบบมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น เมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชย การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดง ดังรูปที่ 6.7 (ก)



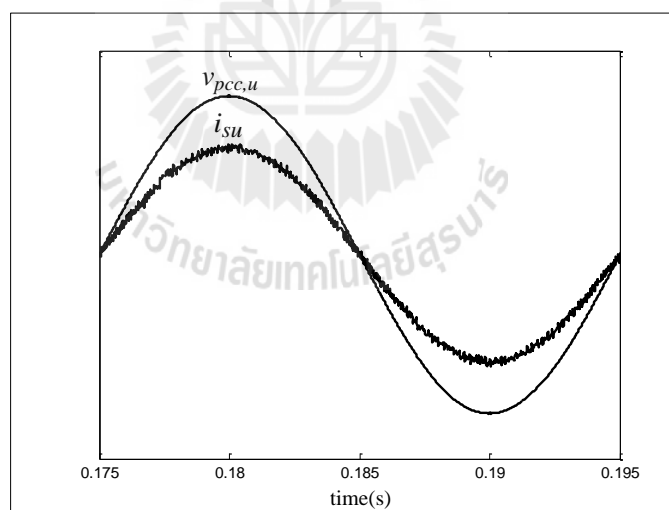
รูปที่ 6.6 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส

จากรูปดังกล่าว ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งไม่มีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 24.91% และค่าตัวประกอบกำลังความเพี้ยน ( $pf_{dist}$ ) เท่ากับ 0.97 อีกทั้งยังคงเกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  โดยมีค่าตัวประกอบกำลังการกระจัด ( $pf_{disp}$ ) เท่ากับ 0.98

ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลัง ( $pf_{total}$ ) เท่ากับ 0.95 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ภายหลังจากชดเชยด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟแสดง ดังรูปที่ 6.7 (ข)



(ก) ก่อนการชดเชย

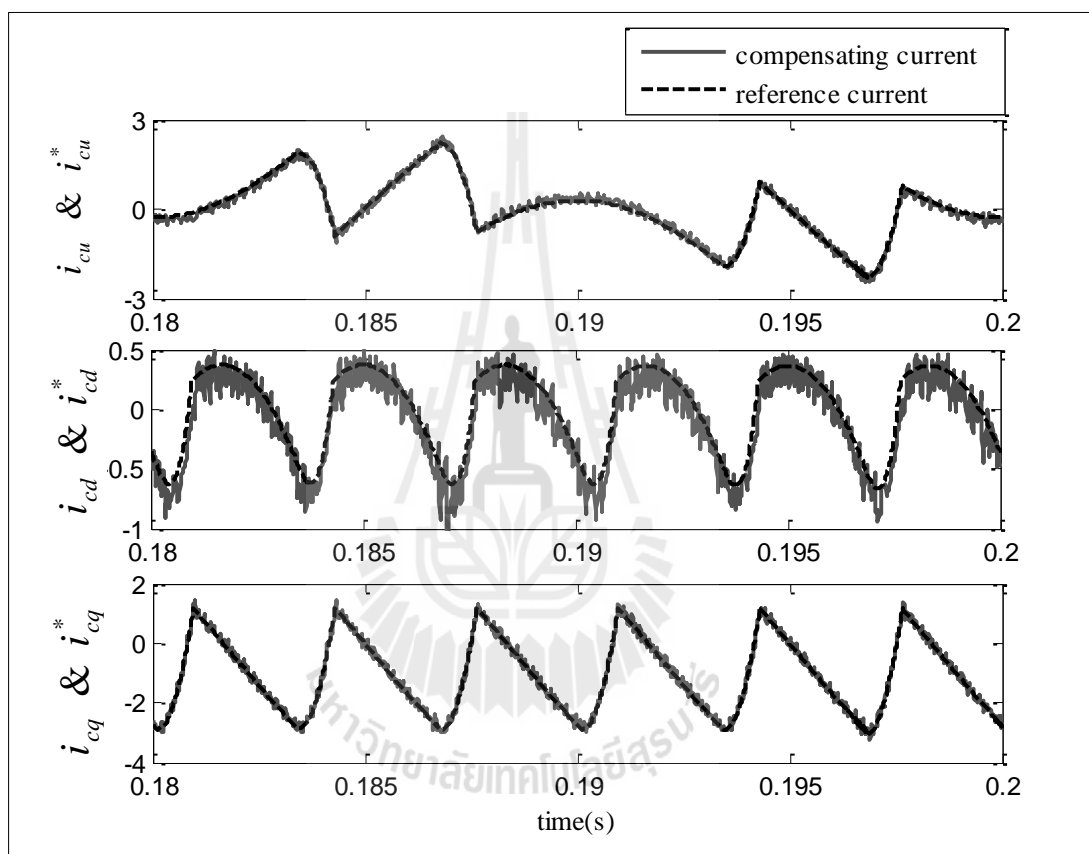


(ข) ภายหลังจากการชดเชย

รูปที่ 6.7 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$

จากรูปดังกล่าว ภายหลังจากชดเชยด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  มีลักษณะเป็นรูป

สัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยแต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนเล็กน้อย โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 0.96% และค่า  $pf_{dist}$  เท่ากับ 1 และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  ดังนั้นสัญญาณทั้งสองจึงมีเฟสตรงกัน โดยมีค่า  $pf_{disp}$  เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า  $pf_{total}$  เท่ากับ 1 รูปสัญญาณ เปรียบเทียบระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบในเฟส  $u$  แกนดี และแกนคิว แสดงดังรูปที่ 6.8



รูปที่ 6.8 รูปสัญญาณกระแสชดเชยกับกระแสอ้างอิงในเฟส  $u$  แกนดี และแกนคิว

จากรูปดังกล่าว จะสังเกตได้ว่า วงจรรอกำลังแอกทีฟที่มีการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่มีการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวด้วยวิธี ATS ทำให้รูปสัญญาณกระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบมีลักษณะเป็นไปตามกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ทั้งเฟส  $u$  แกนดี และแกนคิว ซึ่งบ่งบอกถึงสมรรถนะที่ดีของการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่มีการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวด้วยวิธี ATS ผลดีจากการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบน

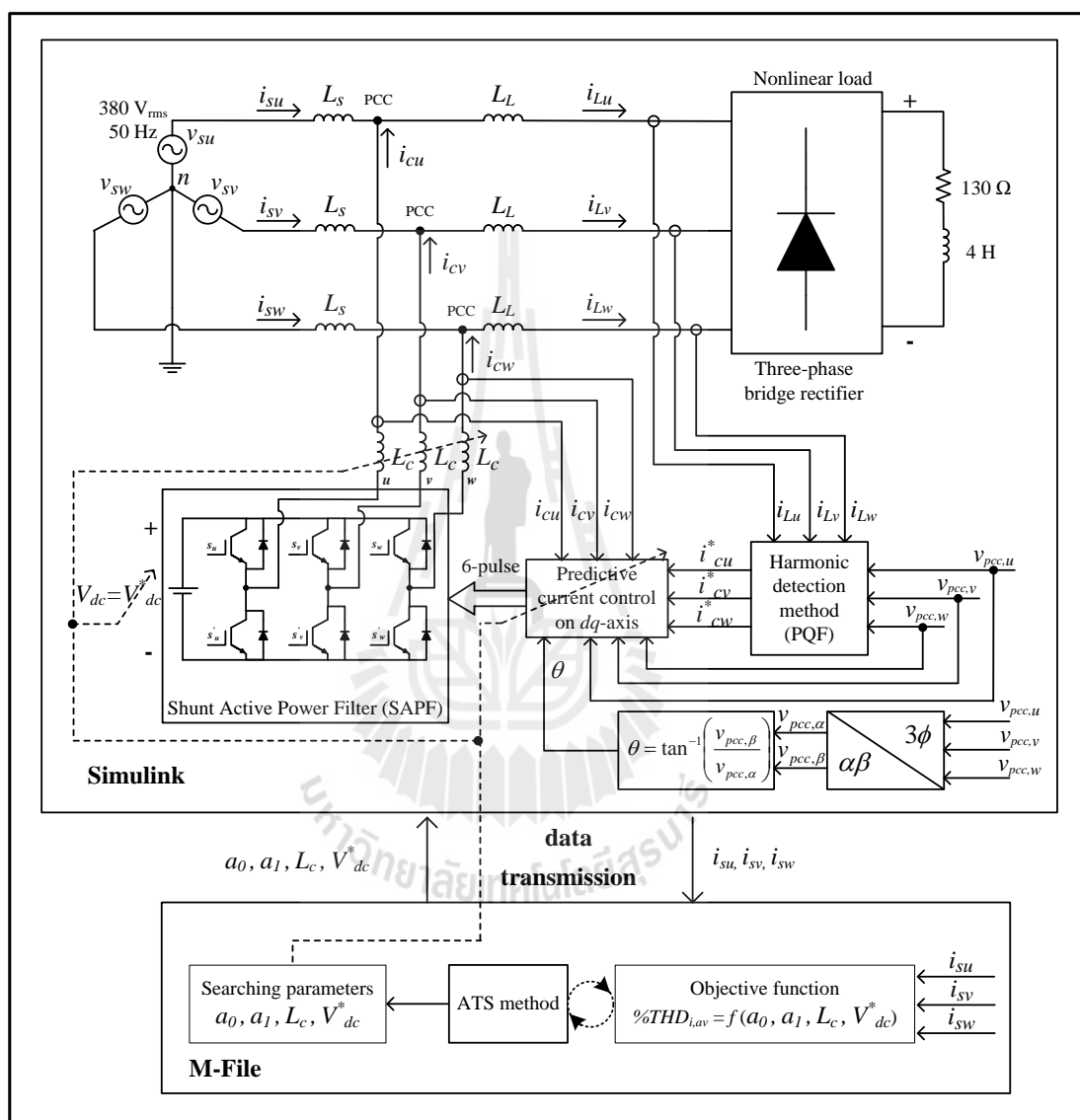
แกนคิกด้วยวิธี ATS ในกรณีที่ 2 ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  ภายหลังจากชดเชยมีลักษณะใกล้เคียงรูปสัญญาณไซน์มากกว่า และเกิดความผิดเพี้ยนน้อยกว่าในกรณีที่ 1 อีกทั้งยังมีความแม่นยำในการควบคุมให้กระแสชดเชยมีลักษณะเป็นไปตามกระแสอ้างอิงได้ดีกว่าในกรณีที่ 1 โดยสามารถบ่งชี้ได้จากค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชย ซึ่งในกรณีที่ 2 ให้ค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชยต่ำกว่ากรณีที่ 1 โดยกรณีที่ 2 ให้ค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชยเท่ากับ 0.96% ในขณะที่กรณีที่ 1 ให้ค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชยเท่ากับ 1.40%

## 6.6 การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนคิกพร้อมกับการออกแบบ

### วงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนคิกพร้อมกับการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS ในกรณีที่ 3 มีวัตถุประสงค์เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่พร้อม ๆ กับค้นหาพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองและค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง เพื่อให้ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณา ซึ่งส่งผลต่อสมรรถนะการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จากการออกแบบดังกล่าวจะทำให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถกำจัดฮาร์มอนิกได้ดีกว่ากรณีที่ 1 และกรณีที่ 2 โดยระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่พร้อมทั้งค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง และค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงด้วยวิธี ATS ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนการจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่ทำงานอยู่บนโปรแกรม Simulink และส่วนการค้นหาพารามิเตอร์  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_c$  และ  $V_{dc}^*$  ด้วยวิธี ATS พร้อมทั้งคำนวณค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ทำงานอยู่บนโปรแกรม M-File ซึ่งทั้งสองส่วนทำงานร่วมกันในการประมวลผล และรับส่งข้อมูลแสดงดังรูปที่ 6.9 จากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่าโปรแกรม Simulink จะรับข้อมูลค่าพารามิเตอร์  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_c$  และ  $V_{dc}^*$  เพื่อทำการจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ และค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟจะมีความแตกต่างกัน เมื่อการจำลองสถานการณ์แล้วเสร็จจะส่งข้อมูลค่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายให้กับโปรแกรม M-File จากนั้นโปรแกรม M-File จะนำข้อมูลค่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายที่ได้รับเพื่อนำไปคำนวณค่า  $\%THD_{av}$  ซึ่งใช้เป็นค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ พร้อมทั้งดำเนินการตามกระบวนการของวิธี ATS เพื่อค้นหาพารามิเตอร์  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_c$  และ  $V_{dc}^*$  จากนั้นจึงส่งข้อมูลค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวที่ได้จากการค้นหาให้กับโปรแกรม Simulink ทำการประมวลผลและรับส่งข้อมูลเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งสิ้นสุดกระบวนการการค้นหาพารามิเตอร์  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_c$  และ  $V_{dc}^*$  ด้วยวิธี ATS โดยในการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนคิกพร้อมทั้งออกแบบ

พารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS จะใช้เงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ ซึ่งทำให้สามารถลดกระบวนการการคำนวณที่สิ้นเปลืองเวลาลงได้ ทำให้วิธี ATS มีสมรรถนะทำงานที่ดีขึ้น ตามที่ได้นำเสนอรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 6.5.1



รูปที่ 6.9 ระบบที่ใช้จำลองสถานการณ์สำหรับค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ชุดใหม่ พร้อมทั้งค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS



### 6.6.1 การกำหนดขอบเขตในการค้นหาพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

การกำหนดขอบเขตในการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS มีความสำคัญ และส่งผลต่อสมรรถนะการค้นหาคำตอบ ผู้วิจัยกำหนดขอบเขตในการค้นหาพารามิเตอร์  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_c$  และ  $V_{dc}^*$  สำหรับการทดสอบ คือ  $a_0$  มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 10  $a_1$  มีค่าตั้งแต่ -10 ถึง 0 เนื่องจากการออกแบบค่า  $L_c$  ในหัวข้อที่ 5.2 ทำให้เลือกใช้ค่าดังกล่าวเท่ากับ 0.039 H การทดสอบขอบเขตในการค้นหา  $L_c$  ในหัวข้อนี้จึงกำหนดให้ครอบคลุมค่า 0.039 H โดยกำหนดให้มีค่าตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1 และเนื่องจากการออกแบบค่า  $V_{dc}^*$  ในหัวข้อที่ 5.2 พบว่า ค่าดังกล่าวควรออกแบบให้มีค่ามากกว่า 467 V และจากการสืบค้นข้อมูลเกี่ยวกับโมดูล ไอจีบีที พบว่ารุ่น PIIPM50PL2B004 สามารถรองรับแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc}$ ) สูงสุดได้เท่ากับ 1000 V จากค่าดังกล่าว ผู้วิจัยจะกำหนดค่า  $V_{dc}^*$  สูงสุดเพียง 90% หรือเท่ากับ 900 V เพื่อป้องกันการพุ่งเกิน (overshoot) และการกระเพื่อม (ripple) ของแรงดันบัสไฟตรงในกรณีที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ซึ่งเนื้อหาการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงจะนำเสนอในหัวข้อถัดไป จากเหตุผลข้างต้น ผู้วิจัยได้กำหนดขอบเขตการค้นหา  $V_{dc}^*$  ให้มีค่าตั้งแต่ 467 V ถึง 900 V ซึ่งผลการทดสอบแสดง ดังตารางที่ 6.13 จากตารางดังกล่าว พบว่า ค่าพารามิเตอร์ซึ่งประกอบด้วยค่า  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_c$  และ  $V_{dc}^*$  ที่ได้จากการทดสอบทั้ง 5 ครั้ง ไม่ชนขอบเขต หรือมีค่าไม่เกินขอบเขตที่กำหนดไว้ จึงไม่จำเป็นต้องทำการขยายขอบเขตการค้นหาอีก ดังนั้น ในงานวิจัยนี้จึงใช้ขอบเขตการค้นหาพารามิเตอร์ตามที่ได้นำเสนอข้างต้น

ตารางที่ 6.13 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
$L_c$ (H)	[0.01 0.1]	0.0339	0.0345	0.0438	0.0358	0.0383
$V_{dc}^*$ (V)	[467 900]	757.7	774.9	854.9	867.1	737.9

### 6.6.2 การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

ค่าพารามิเตอร์ของวิธี ATS ที่เหมาะสมจะส่งผลโดยตรงต่อสมรรถนะการค้นหาคำตอบ ดังนั้น ผู้วิจัยจึงมีการทดสอบพารามิเตอร์ของวิธี ATS โดยประกอบด้วย 4 พารามิเตอร์ และมีขั้นตอนการทดสอบเช่นเดียวกับหัวข้อที่ 6.5.3 ผลการทดสอบค่าพารามิเตอร์ทั้ง 4 แสดงดังตารางที่ 6.14 ถึงตารางที่ 6.17 จากตารางดังกล่าว ค่าพารามิเตอร์ของวิธี ATS ที่ได้รับการทดสอบ ซึ่งมี

ความเหมาะสมในการค้นหาคำตอบ คือ จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 200 จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 40 ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.4 และค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมี เท่ากับ 1.2 การเปรียบเทียบผลการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS ที่มีค่าพารามิเตอร์ของวิธีดังกล่าวต่างกันจะแบ่งออกเป็น 2 กรณีด้วยกัน ได้แก่ กรณีค้นหาคำตอบโดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่าซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ไม่ได้รับการทดสอบ และกรณีค้นหาคำตอบโดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ได้รับการทดสอบแล้วว่ามี ความเหมาะสมกับการค้นหาคำตอบ โดยพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า ประกอบด้วย จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 100 จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 40 รัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.4 ค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมี เท่ากับ 1.2 และพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ ประกอบด้วย จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 200 จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 40 ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.4 ค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมี เท่ากับ 1.2 โดยการค้นหาคำตอบทั้ง 2 กรณีจะใช้ระบบการจำลองสถานการณ์ ดังรูปที่ 6.9 โดยจำนวนรอบการค้นหาสูงสุด เท่ากับ 300 รอบ ขอบเขตในการค้นหาพารามิเตอร์ คือ  $a_0$  มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 10  $a_1$  มีค่าตั้งแต่ -10 ถึง 0  $L_c$  มีค่าตั้งแต่ 0.01 mH ถึง 0.1 mH และ  $V_{dc}^*$  มีค่าตั้งแต่ 467 V ถึง 900 V ซึ่งให้ผลการค้นหาพารามิเตอร์  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_c$  และ  $V_{dc}^*$  และค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยแสดง ดังตารางที่ 6.18 จากตารางดังกล่าวจะเห็นได้ว่าการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวด้วยวิธี ATS ในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่าให้ผลการค้นหาพารามิเตอร์  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_c$  และ  $V_{dc}^*$  คือ ค่า  $a_0$  เท่ากับ 2.41 ค่า  $a_1$  เท่ากับ -1.41 ค่า  $L_c$  เท่ากับ 44 mH และค่า  $V_{dc}^*$  เท่ากับ 854.9 V ทำให้ได้ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.944 % และในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ให้ผลการค้นหาพารามิเตอร์  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_c$  และ  $V_{dc}^*$  คือ ค่า  $a_0$  เท่ากับ 3.05 ค่า  $a_1$  เท่ากับ -2.04 ค่า  $L_c$  เท่ากับ 46 mH และค่า  $V_{dc}^*$  เท่ากับ 896.4 V ทำให้ได้ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยเท่ากับ 0.763 % ผลการประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ในแต่ละรอบการค้นหาแสดง ดังรูปที่ 6.10 จากรูปดังกล่าวจะเห็นได้ว่าการค้นหาคำตอบทั้งในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า และกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ พบคำตอบสุดท้ายที่ให้ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ดีที่สุดภายใน 100 รอบการค้นหาซึ่งบ่งบอกถึงการกำหนดรอบการค้นหาสูงสุดเท่ากับ 300 รอบมีความเหมาะสมเพียงพอ โดยให้ผลการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์ และค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชย ดังตารางที่ 6.18 ซึ่งค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ มีค่าต่ำกว่ากรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า จึงสามารถสรุปได้ว่า กรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ให้ผลการค้นหาคำตอบที่ดีกว่ากรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า ดังนั้น ในหัวข้อถัดไปจะนำค่าพารามิเตอร์  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_c$  และ  $V_{dc}^*$  ที่ได้จากการค้นหาในกรณีใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ไปใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก

ตารางที่ 6.14 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100							
$\%THD_{av}$	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							
$\%THD_{av}$	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							
$\%THD_{av}$	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							
$\%THD_{av}$	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 ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.4

และค่าปรับลรัศมี เท่ากับ 1.2

ตารางที่ 6.15 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 20							
$\%THD_{av}$	0.9513	0.9878	0.9809	0.9668	0.9408	0.9655	0.0197
จำนวนรอบ	20	28	27	37	36	29.6	7.0214
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40							
$\%THD_{av}$	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							
$\%THD_{av}$	0.9757	0.9208	0.9707	0.9996	0.9459	0.9625	0.0301
จำนวนรอบ	15	50	26	10	26	25.4	15.4208

ตารางที่ 6.15 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง (ต่อ)

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 80							
$\%THD_{av}$	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 ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.4

และค่าปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.2

ตารางที่ 6.16 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.2							
$\%THD_{av}$	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							
$\%THD_{av}$	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							
$\%THD_{av}$	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							
$\%THD_{av}$	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 : จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 200 จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 40

ค่าปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.2

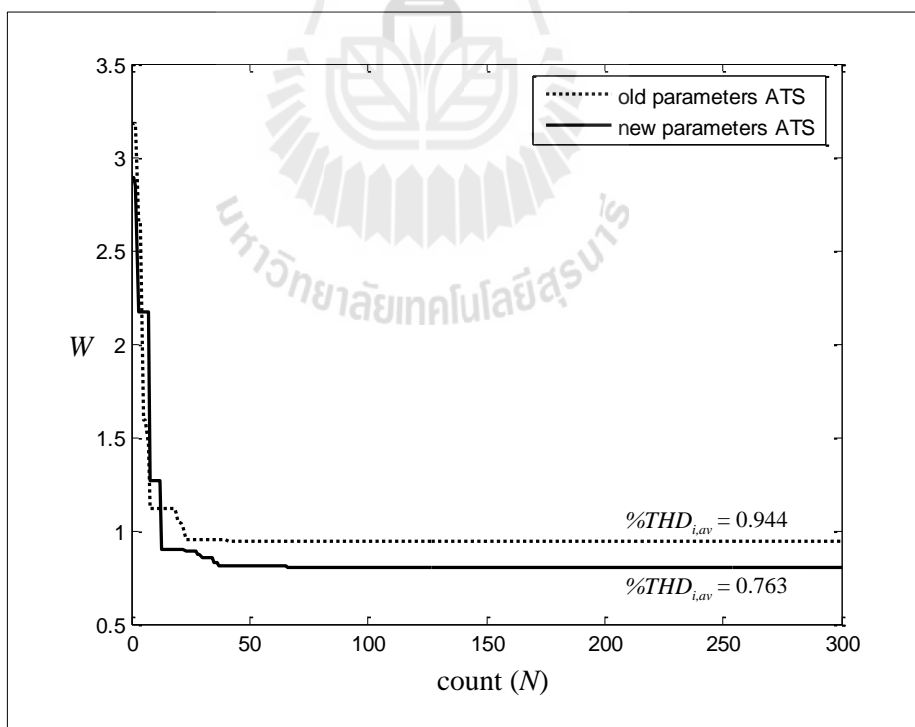
ตารางที่ 6.17 ผลการทดสอบค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารัศมี

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1							
$\%THD_{av}$	0.9822	0.8937	0.9902	0.9828	0.9245	0.9547	0.0431
จำนวนรอบ	24	47	57	10	15	30.6	20.4768

ตารางที่ 6.17 ผลการทดสอบค่าตัวประกอบการปรับลดค่ารีซีม (ต่อ)

ค่าที่ใช้ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย	SD
ค่าปรับลดรีซีมเท่ากับ 1.2							
$\%THD_{av}$	0.9443	0.9775	0.9971	0.9170	0.8820	0.9436	0.0461
จำนวนรอบ	26	36	18	25	26	26.2	6.4187
ค่าปรับลดรีซีมเท่ากับ 1.3							
$\%THD_{av}$	0.9748	0.8896	0.9866	0.9823	0.9945	0.9656	0.0431
จำนวนรอบ	13	8	30	33	43	25.4	14.5362
ค่าปรับลดรีซีมเท่ากับ 1.4							
$\%THD_{av}$	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 : จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 200 จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 40  
 ค่ารีซีมเริ่มต้น เท่ากับ 0.4



รูปที่ 6.10 ผลการเปรียบเทียบค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ โดยใช้พารามิเตอร์ของ ATS ชุดเก่า และชุดใหม่

ตารางที่ 6.18 เปรียบเทียบผลการค้นหาหาระหว่างพารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดเก่า และชุดใหม่

พารามิเตอร์ของ วิธี ATS	พารามิเตอร์ที่ค้นหา				%THD <sub>av</sub> หลังการชดเชย
	$a_0$	$a_1$	$L_c$ (mH)	$V_{dc}^*$ (V)	
ชุดเก่า	2.41	-1.41	44	854.9	0.944
ชุดใหม่	3.05	-2.04	46	896.4	0.763

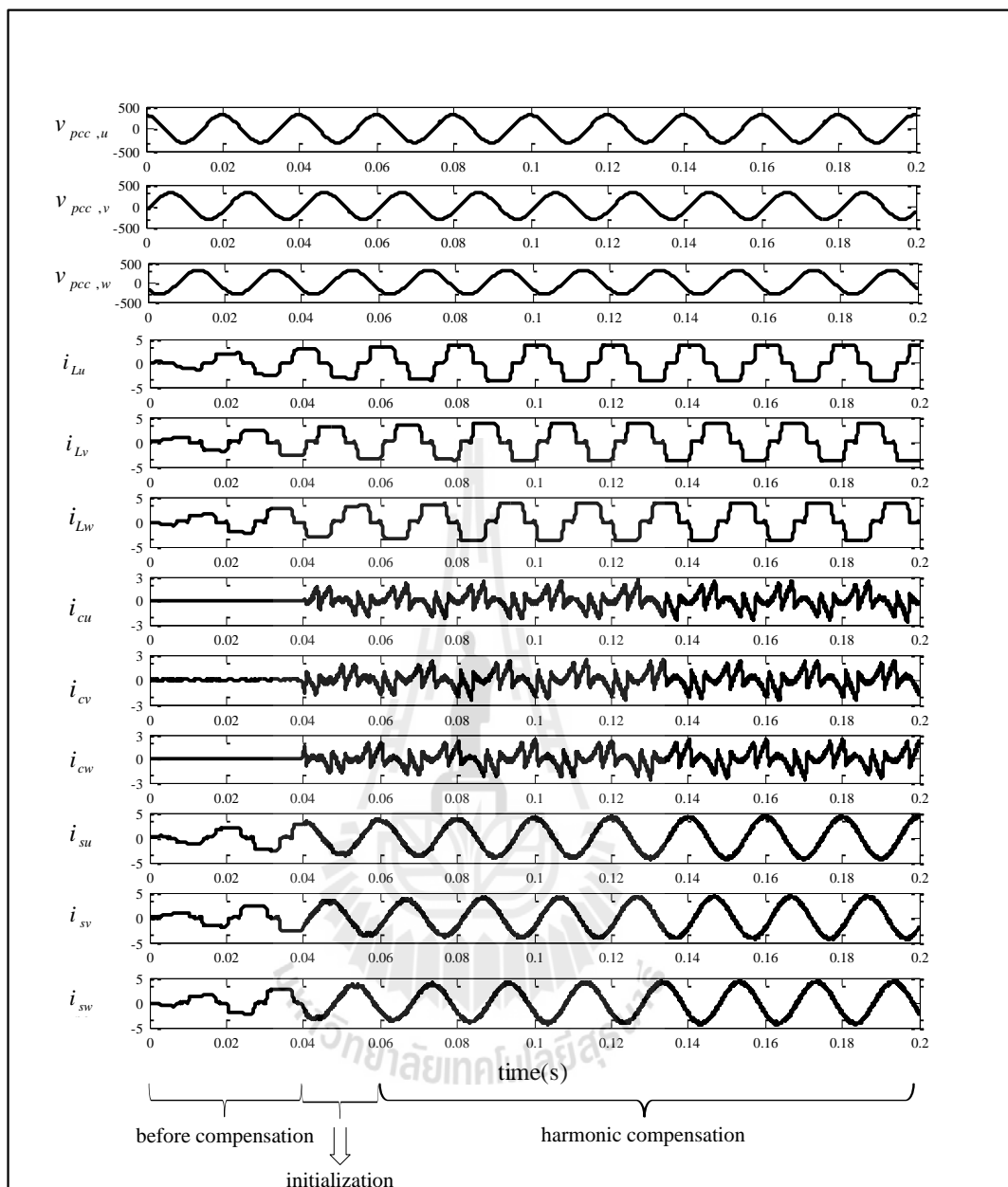
### 6.6.3 ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังถูกดำเนินการผ่านระบบการกำจัดฮาร์มอนิก ดังรูปที่ 6.9 โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบ เช่นเดียวกับกรณีที่ 1 ยกเว้นค่าพารามิเตอร์  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_c$  และ  $V_{dc}^*$  จะใช้ค่าที่ได้จากการค้นหาโดยใช้พารามิเตอร์ของวิธี ATS ชุดใหม่ ซึ่งให้ผลการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือ ค่า  $a_0$  เท่ากับ 3.05 ค่า  $a_1$  เท่ากับ -2.04 ค่า  $L_c$  เท่ากับ 46 mH และค่า  $V_{dc}^*$  เท่ากับ 896.4 V ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกเฉลี่ย และค่าตัวประกอบกำลังก่อนการชดเชยและภายหลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดง ดังตารางที่ 6.19

ตารางที่ 6.19 เปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ก่อนการชดเชย				หลังการชดเชย			
%THD <sub>i,av</sub>	$pf_{disp}$	$pf_{dist}$	$pf$	%THD <sub>i,av</sub>	$pf_{disp}$	$pf_{dist}$	$pf$
24.91	0.98	0.97	0.95	0.76	1	1	1

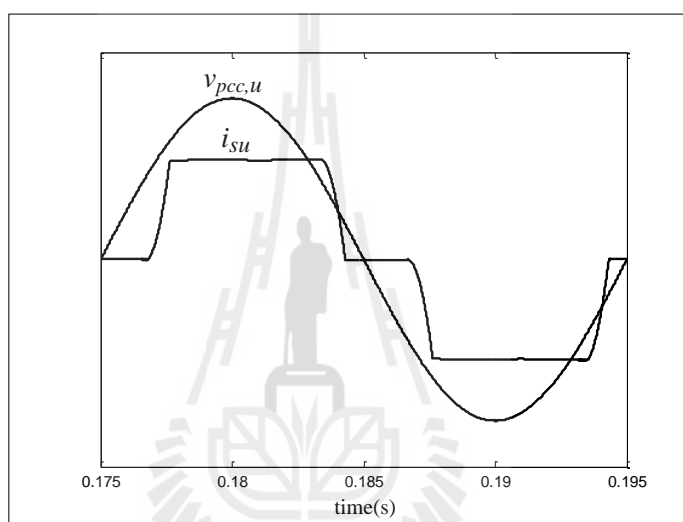
รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสแสดง ดังรูปที่ 6.11 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.04 วินาที เป็นช่วงเวลาที่ไม่มีกรกำจัดฮาร์มอนิก รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายก่อนการชดเชยจึงมีลักษณะเหมือนกระแสไฟฟ้าที่โหลด และช่วงเวลา 0.04 ถึง 0.06 วินาที เป็นช่วงเวลาที่เริ่มดำเนินการเก็บข้อมูลเพื่อนำไปคำนวณด้วยวิธี SWFA ซึ่งจะคำนวณเสร็จสิ้นเมื่อเริ่มคาบถัดไป ทำให้หลังจากเวลา 0.06 วินาที เป็นต้นไป ระบบมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชย การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดง ดังรูปที่ 6.12 (ก)



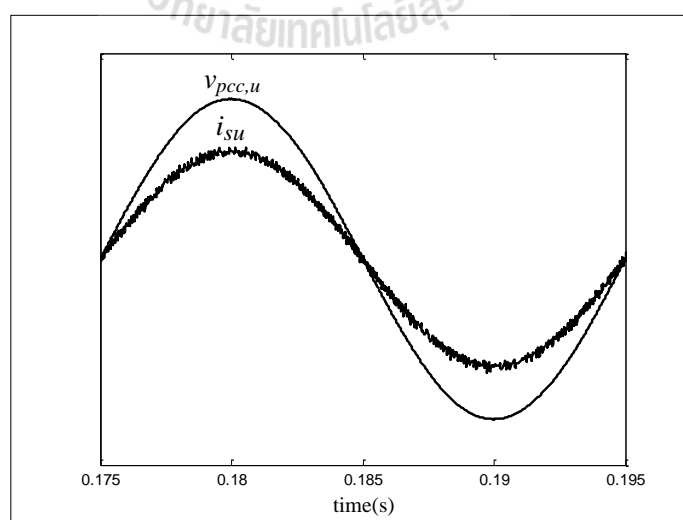
รูปที่ 6.11 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส

จากรูปดังกล่าว ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟไม่มีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 24.91 % และค่า  $pf_{dist}$  เท่ากับ 0.97 อีกทั้งยังคงเกิดการเลื่อนเฟสรูปแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  โดยมีค่า  $pf_{disp}$  เท่ากับ 0.98 ส่งผลให้ค่า  $pf_{total}$  เท่ากับ 0.95 การเปรียบเทียบระหว่างลักษณะสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ภายหลังการชดเชยด้วยวงจรกรอง

กำลังแอกทีฟแสดง ดังรูปที่ 6.12(ข) จากรูปดังกล่าว ภายหลังจากชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยแต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนเล็กน้อย โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 0.76 % และค่า  $pf_{dist}$  เท่ากับ 1 และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  ดังนั้น สัญญาณทั้งสองจึงมีเฟสตรงกัน โดยมีค่า  $pf_{disp}$  เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า  $pf_{total}$  เท่ากับ 1 รูปสัญญาณเปรียบเทียบระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบในเฟส  $u$  แกนดี และแกนคิมแสดง ดังรูปที่ 6.13



(ก) ก่อนการชดเชย

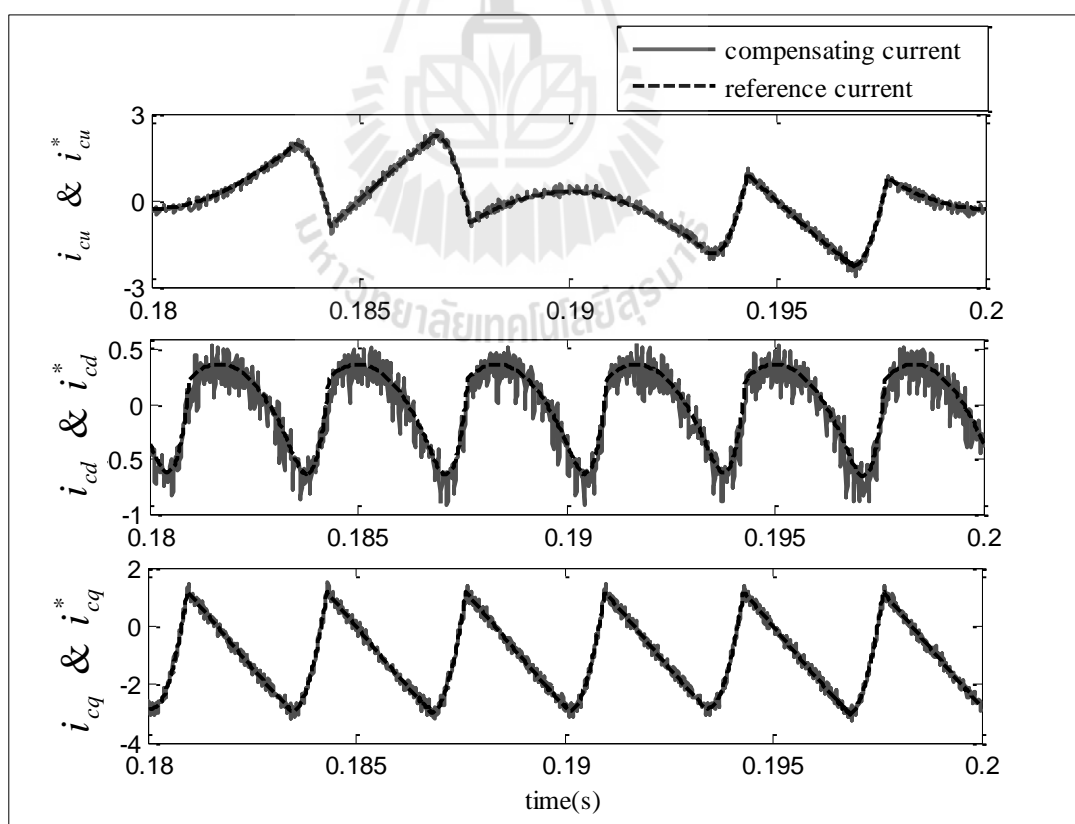


(ข) หลังการชดเชย

รูปที่ 6.12 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$



จากรูปดังกล่าว จะสังเกตได้ว่า วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่มีการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวด้วยวิธี ATS ทำให้รูปสัญญาณกระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบมีลักษณะเป็นไปตามกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิก ด้วยวิธี PQF ทั้งเฟส  $u$  แกนดี และแกนคว ซึ่งบ่งบอกถึงสมรรถนะที่ดีของการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวที่มีการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวด้วยวิธี ATS ผลดีจากการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS ในกรณีที่ 3 ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  ภายหลังการชดเชยมีลักษณะใกล้เคียงรูปสัญญาณไซน์มากกว่า และเกิดความผิดเพี้ยนน้อยกว่าในกรณีที่ 1 และ 2 อีกทั้งยังมีความแม่นยำในการควบคุมให้กระแสชดเชยมีลักษณะเป็นไปตามกระแสอ้างอิงได้ดีกว่าในกรณีที่ 1 และ 2 โดยสามารถบ่งบอกได้จากค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชย ซึ่งในกรณีที่ 3 ให้ค่า  $\%THD_{i_{av}}$  ภายหลังการชดเชยต่ำกว่ากรณีที่ 1 และ 2 โดยกรณีที่ 3 ให้ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.76 % กรณีที่ 2 ให้ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.96 % และกรณีที่ 1 ให้ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 1.40 %



รูปที่ 6.13 รูปสัญญาณกระแสชดเชยกับกระแสอ้างอิงในเฟส  $u$  แกนดี และแกนควในกรณีที่ 3

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  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_c$ ,  $V_{dc}^*$  และค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชยของทั้ง 3 กรณีแสดง ดังตารางที่ 6.20 ซึ่งการพิจารณาเปรียบเทียบจะแบ่งเป็น 2 ประเด็น ดังนี้ ประเด็นแรก คือ กรณีที่ 2 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่ากรณีที่ 1 ซึ่งบ่งชี้จากค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยที่มีค่าต่ำกว่า โดยกรณีที่ 2 ให้ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.96 % และกรณีที่ 1 ให้ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 1.40 % เนื่องจากกรณีที่ 2 ใช้ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS คือ ค่า  $a_0$  เท่ากับ 2.85 และค่า  $a_1$  เท่ากับ -1.86 ค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวที่มีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณา จะส่งผลทำให้การควบคุมการบิดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น ซึ่งแตกต่างกับกรณีที่ 1 ที่ใช้สมการของลากรานจ์อันดับที่หนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือ ค่า  $a_0$  เท่ากับ 2 และค่า  $a_1$  เท่ากับ -1 โดยกรณีดังกล่าวไม่มีการปรับแต่งค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ให้มีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณา จึงทำให้ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวในกรณีที่ 2 สามารถควบคุมการบิดกระแสชดเชยให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และมีผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่ากรณีที่ 1 และประเด็นที่สอง คือ กรณีที่ 3 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่ากรณีที่ 1 และกรณีที่ 2 ซึ่งบ่งชี้จากค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยที่มีค่าต่ำกว่า โดยกรณีที่ 3 ให้ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.76 % กรณีที่ 2 ให้ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.96 % และกรณีที่ 1 ให้ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 1.40 % เนื่องจากกรณีที่ 3 มีการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ เช่นเดียวกับกรณีที่ 2 แต่แตกต่างกันในส่วนของการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS โดยในกรณีที่ 3 จะออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง และค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS โดยใช้ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก ที่ประกอบด้วย การควบคุมการบิดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว และการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ซึ่งเป็นระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณาในงานวิจัยนี้ โดยผลการค้นหา คือ ค่า  $L_c$  เท่ากับ 46 mH และค่า  $V_{dc}^*$  เท่ากับ 896.4 V ในขณะที่กรณีที่ 2 ใช้ค่า  $L_c$  เท่ากับ 39 mH และ

ค่า  $V_{dc}^*$  เท่ากับ 750 V ทำให้การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟในกรณีที่ 3 มีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณามากกว่ากรณีที่ 2 และส่งผลให้การบิดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟในกรณีที่ 3 มีผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่ากรณีที่ 2

ตาราง 6.20 การเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ และค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชยในแต่ละกรณี

กรณี	พารามิเตอร์				$\%THD_{av}$	
	$a_0$	$a_1$	$L_c$ (mH)	$V_{dc}^*$ (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 $a_0, a_1, L_c, V_{dc}^*$ )	3.05	-2.04	46	896.4		0.76

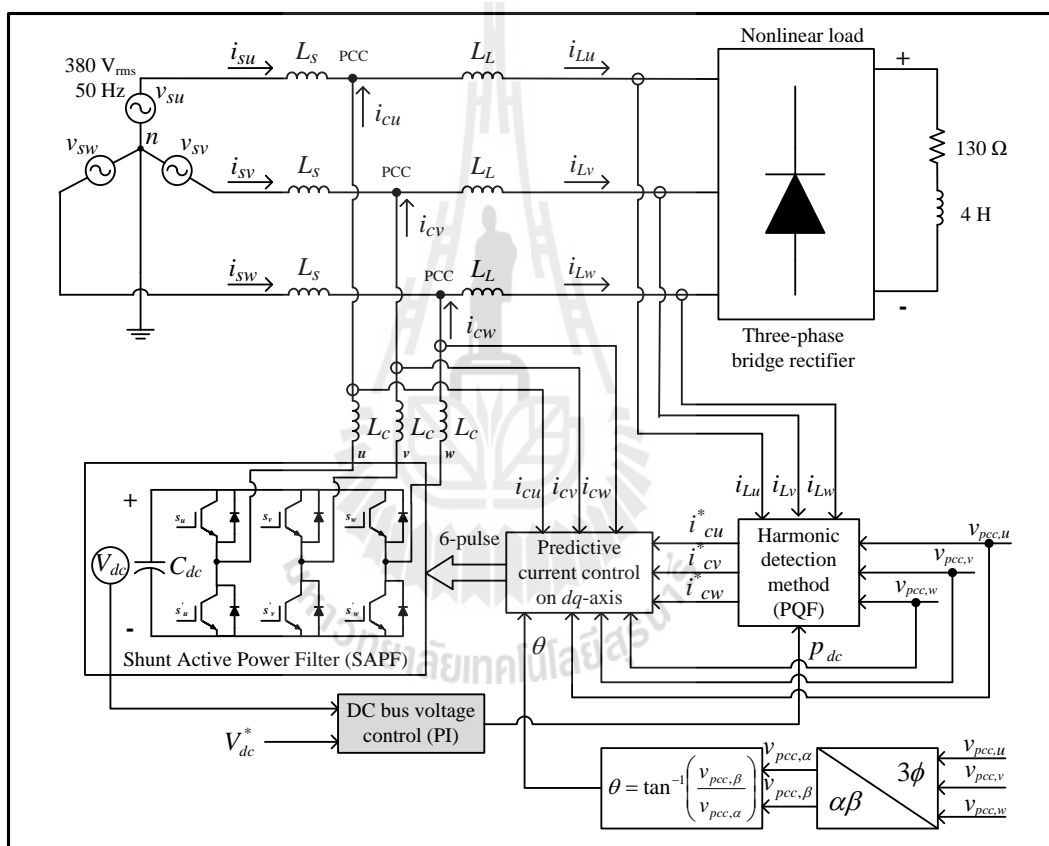
## 6.7 การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่มีการเชื่อมโยง

### กับวิธีพีคิวเอฟ

การกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน จำเป็นต้องมีการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc}$ ) ซึ่งเป็นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรรอก ( $C_{dc}$ ) เพื่อให้ค่าแรงดันบัสไฟตรงมีค่าเป็นไปตามค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ( $V_{dc}^*$ ) ที่ได้ออกแบบไว้ในหัวข้อที่ 5.2 หากไม่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง จะทำให้ค่าแรงดันดังกล่าวมีค่าไม่ตรงตามค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่ได้ทำการออกแบบ ซึ่งจะส่งผลต่อสมรรถนะการบิดกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอกทีฟโดยตรง ดังนั้น ในหัวข้อนี้จึงได้นำเสนอการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ

โครงสร้างระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดิค การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลที่มีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำแสดง ดังรูปที่ 6.14 จากรูปดังกล่าว ประกอบด้วย บล็อกต่าง ๆ ซึ่งมีการทำงานตาม

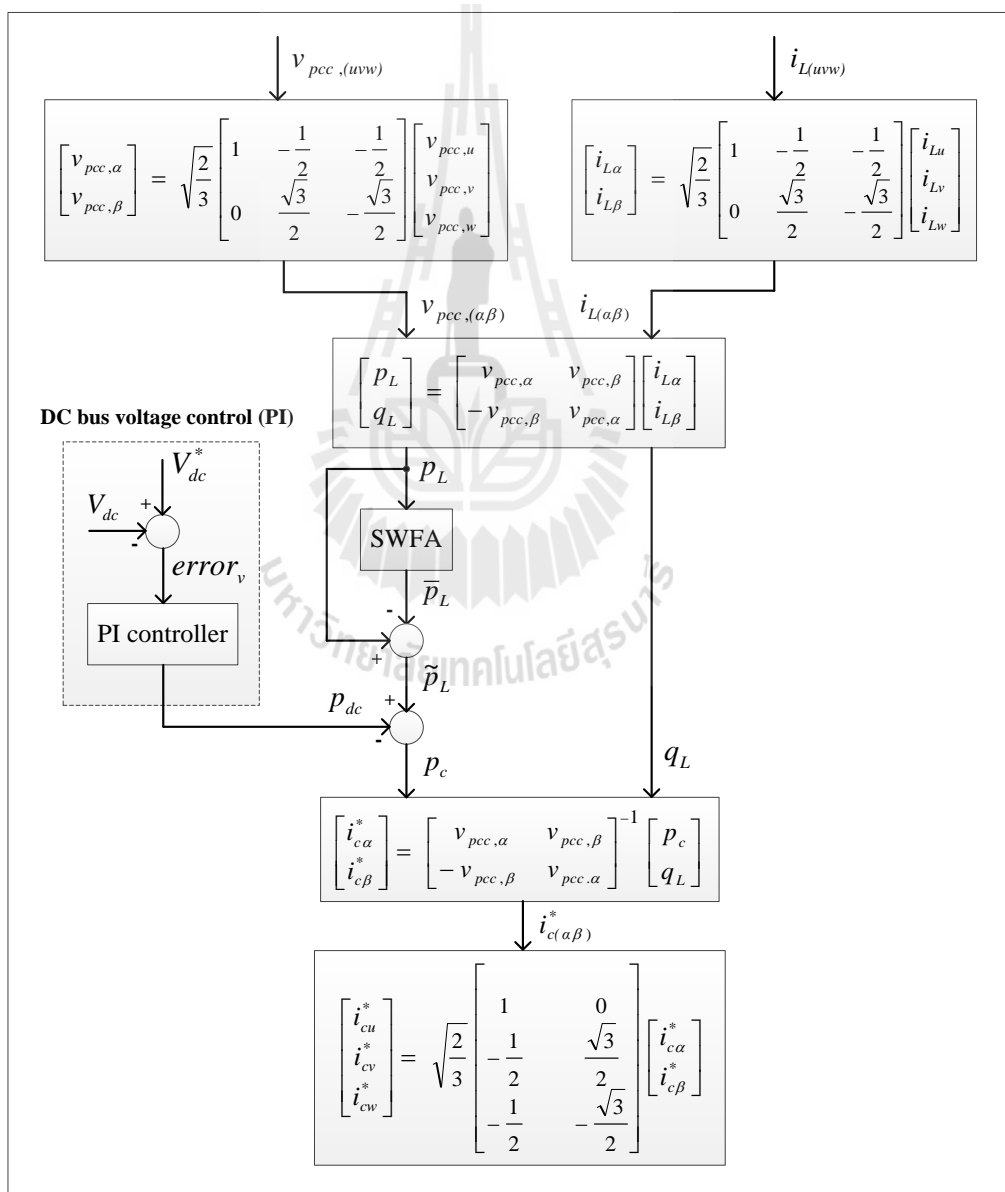
รูปที่ 6.9 แต่เพิ่มเติมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอพิจารณาได้ ดังบล็อก DC bus voltage control (PI) ซึ่งมีการทำงานเชื่อมโยงกับการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี PQF ในบล็อก Harmonic detection method (PQF) และทำหน้าที่ควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงที่ติดคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรกรองให้มีค่าเป็นไปตามค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่ได้ออกแบบไว้เพื่อให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีจุดการทำงานที่เหมาะสม เนื่องจากวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันโดยทางด้านคิซี มีการต่อตัวเก็บประจุของวงจรกรอง ซึ่งจะทำหน้าที่เก็บสะสมพลังงานเพื่อใช้สำหรับการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบทางด้านเอซี



รูปที่ 6.14 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีการเชื่อมโยงกับการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี PQF โดยมีการนำเอาผลลัพธ์ของการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงเข้าไปแทรกในขั้นตอนการคำนวณกระแสอ้างอิงของวิธี PQF แสดงเป็นแผนภาพได้ ดังรูปที่ 6.15 จากรูปดังกล่าว บล็อก DC bus voltage control (PI) มีอินพุต 2 ค่า ได้แก่  $V_{dc}$  คือ แรงดันบัสไฟตรง และ  $V_{dc}^*$  คือ แรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง และเอาต์พุต คือ ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัส

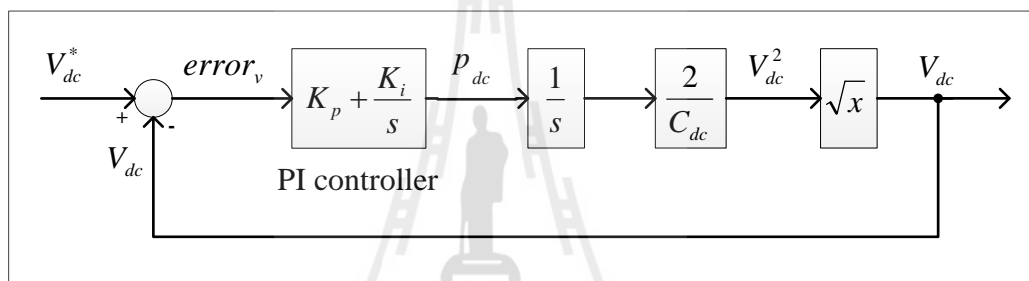
ไฟตรง ( $p_{dc}$ ) เมื่อพิจารณาภายในบล็อก DC bus voltage control (PI) การนำค่า  $V_{dc}$  หักลบออกจากค่า  $V_{dc}^*$  จะให้ค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ( $error_v$ ) เมื่อใช้ค่า  $error_v$  เป็นอินพุตของบล็อก PI controller ที่เป็นตัวควบคุมแบบพีไอจะได้เอาต์พุตคือค่า  $p_{dc}$  เมื่อพิจารณาการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงเชื่อมโยงกับการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี PQF จะนำค่า  $p_{dc}$  ไปหักลบกับปริมาณฮาร์มอนิกซึ่งเป็นกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับ ( $\tilde{p}_L$ ) ซึ่งให้ผลต่างคือ กำลังไฟฟ้าแอกทีฟที่ใช้ในการคำนวณค่ากระแสอ้างอิง ( $p_c$ ) สำหรับการชดเชยเพื่อกำจัดฮาร์มอนิก และควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรง



รูปที่ 6.15 แผนภาพการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ที่สร้างขึ้นจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังไอจีบีที 6 ตัว โดยมีตัวเก็บประจุของวงจรดังกล่าวเป็นตัวสะสมพลังงาน ซึ่งค่าพลังงานที่ตัวเก็บประจุสามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (5-7) และเมื่อทำการจัดรูปสมการสำหรับการคำนวณค่าแรงดันบัสไฟตรงจะได้ ดังสมการที่ (6-15) จากสมการดังกล่าว นำไปสร้างบล็อกไดอะแกรมสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟได้ ดังรูปที่ 6.16

$$V_{dc} = \sqrt{\frac{2}{C_{dc}} \int p_{dc} dt} \tag{6-15}$$



รูปที่ 6.16 บล็อกไดอะแกรมสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

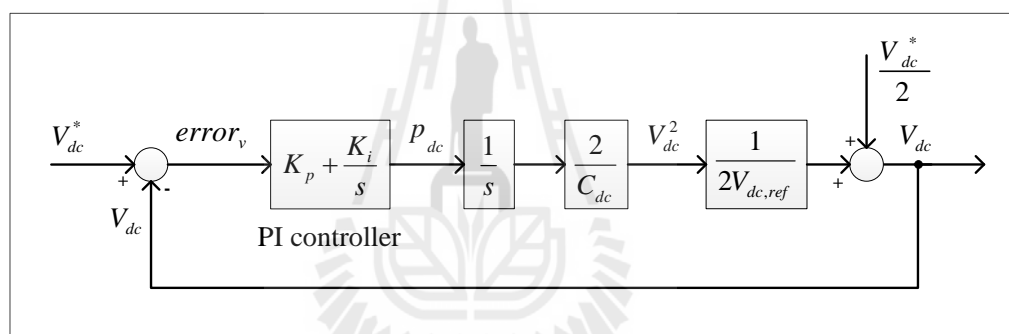
จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่า ภายในบล็อกไดอะแกรมสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงมีส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้น คือ บล็อกการหาค่ารากที่สองของค่า  $x$  ใด ๆ ดังนั้น การแปลงสมการไม่เชิงเส้นที่ใช้อธิบายระบบให้เป็นสมการเชิงเส้น เพื่อนำไปสู่การหาฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function:  $T(s)$ ) ได้อย่างเหมาะสม จึงใช้เทคนิคการทำให้เป็นเชิงเส้น (linearization) ด้วยการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor series) เข้าไปแทนฟังก์ชันไม่เชิงเส้นที่พบในสมการดั้งเดิม ซึ่งการกระจายจะพิจารณารอบจุดปฏิบัติการของระบบ ( $x_0$ ) พิจารณาได้ดังสมการที่ (6-16) จากสมการดังกล่าว เมื่อพิจารณาผลในเทอมอนุพันธ์แสดง ดังสมการที่ (6-17) ทำการจัดรูปสมการจะได้ ดังสมการที่ (6-18) เมื่อแทนค่า  $x = V_{dc}^2$  และค่า  $\sqrt{x_0} = V_{dc}^*$  ลงในสมการที่ (6-18) ทำให้สามารถหาค่ารากที่สองของ  $V_{dc}^2$  ได้ดังสมการที่ (6-19) จากการทำให้เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (6-19) ทำให้สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟใหม่ได้ ดังรูปที่ 6.17 จากบล็อกไดอะแกรมในรูปดังกล่าวสามารถพิจารณาหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบแสดง ดังสมการที่ (6-20)

$$\sqrt{x} \approx \sqrt{x_0} + \left. \frac{d\sqrt{x}}{dx} \right|_{x=x_0} \cdot (x - x_0) \quad (6-16)$$

$$\sqrt{x} \approx \sqrt{x_0} + \frac{1}{2\sqrt{x_0}}(x - x_0) \quad (6-17)$$

$$\sqrt{x} \approx \frac{\sqrt{x_0}}{2} + \frac{1}{2\sqrt{x_0}}x \quad (6-18)$$

$$\sqrt{V_{dc}^2} \approx \frac{V_{dc}^*}{2} + \frac{1}{2V_{dc}^*}V_{dc}^2 \quad (6-19)$$



รูปที่ 6.17 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงที่มีการประมาณค่ารากที่สองของ  $V_{dc}^2$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_p$  และ  $K_i$  ของตัวควบคุมแบบพีไอ จะใช้วิธีการเทียบค่าสัมประสิทธิ์ระหว่างพหุนามลักษณะเฉพาะ (characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบในสมการที่ (6-20) และพหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐานในสมการที่ (6-21) โดยการเปรียบเทียบพหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งสองแสดงได้ ดังสมการที่ (6-22)

$$T(s) = \frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{1}{2} \cdot \frac{s^2 + 2AK_p s + 2AK_i}{s^2 + AK_p s + AK_i} \quad (6-20)$$

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

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6-21)$$

$$s^2 + AK_p s + AK_i = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (6-22)$$

เมื่อทำการเทียบค่าสัมประสิทธิ์ในสมการดังกล่าว พร้อมทั้งทำการจัดรูปสมการจะได้สมการสำหรับค่านวนค่า  $K_p$  ดังสมการที่ (6-23) และสมการสำหรับค่านวนค่า  $K_i$  ดังสมการที่ (6-24) ซึ่ง  $T_{set}$  คือ ช่วงเวลาเข้าที่ (settling time) โดยกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.5 วินาที เนื่องจากหากกำหนดให้ช่วงเวลาเข้าที่มีค่าน้อยลงจะส่งผลให้การพุ่งเกินมีค่าสูงขึ้นด้วย และ  $\zeta$  คือ ค่าอัตราส่วนการเข้าสู่สถานะคงตัว (damping ratio) โดยกำหนดให้มีค่าเท่ากับ  $\sqrt{2}/2$  เพื่อให้การตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงต่ำกว่าวิกฤต (underdamped response) การออกแบบค่า  $K_p$  และ  $K_i$  จะใช้ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง เท่ากับ 896.4 V และค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรองเท่ากับ 250  $\mu\text{F}$  ตามแนวทางการออกแบบในหัวข้อที่ 5.2 เมื่อนำข้อมูลดังกล่าวมาค่านวนค่า  $K_p$  และ  $K_i$  ในสมการที่ (6-23) และสมการที่ (6-24) ทำให้ได้ผลการออกแบบค่า  $K_p$  เท่ากับ 3.586 และค่า  $K_i$  เท่ากับ 28.693

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n}{A} \quad (6-23)$$

$$K_i = \frac{\omega_n^2}{A} \quad (6-24)$$

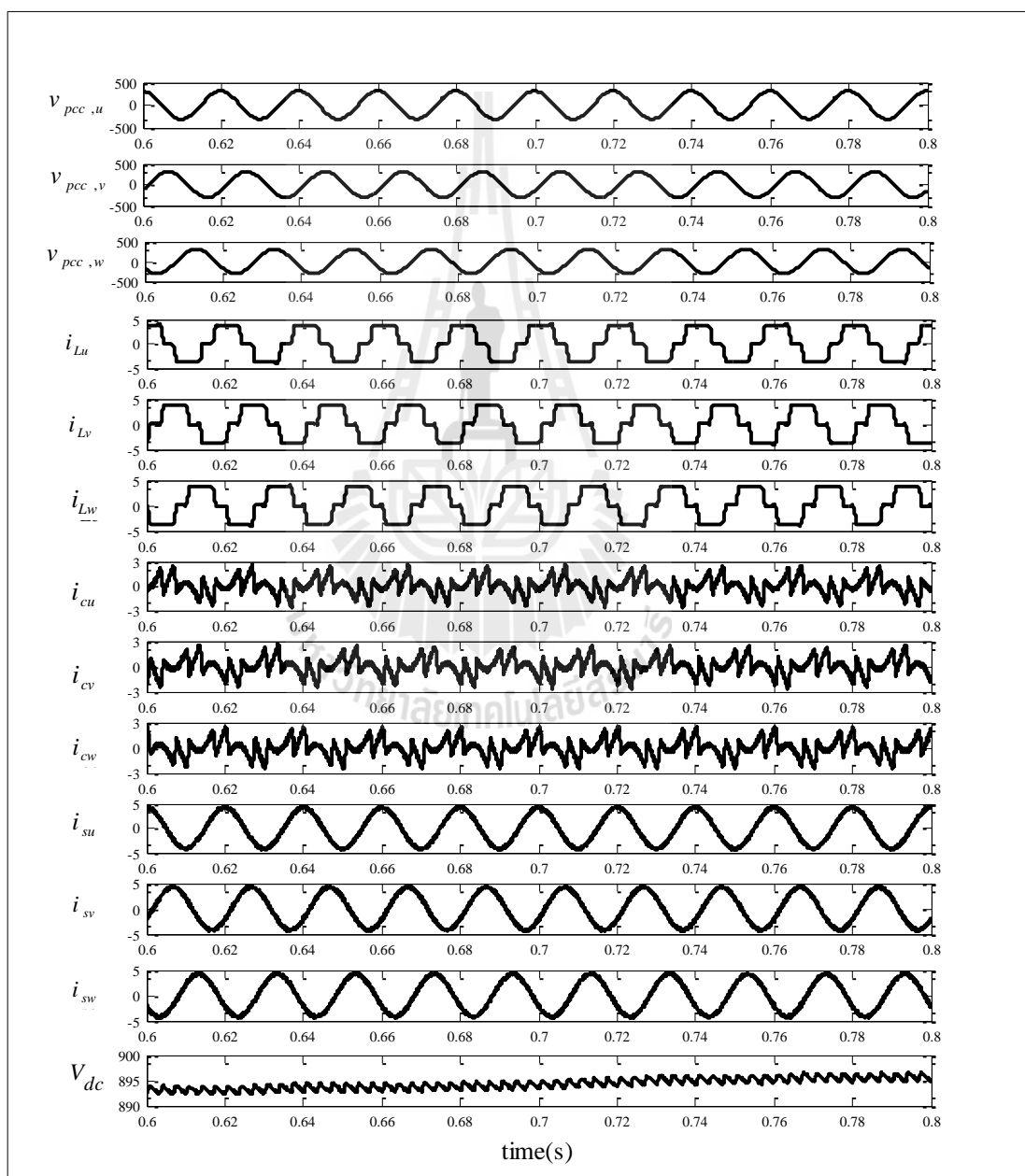
โดยที่  $\omega_n$  คือ ความถี่ธรรมชาติ (natural frequency) มีค่าเท่ากับ  $\frac{4}{T_{set}\zeta}$  เมื่อพิจารณาให้ค่าความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว ( $e_{ss}$ ) มีค่าเท่ากับ  $\pm 2\%$

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง จะใช้ระบบการกำจัดฮาร์มอนิก ดังรูปที่ 6.14 โดยมีตัวเก็บประจุที่ได้รับการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงแทนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุของวงจรกรอง และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้รับการออกแบบไว้ในหัวข้อก่อนหน้า และใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS คือ ค่า  $a_0$  เท่ากับ 3.05 ค่า  $a_1$  เท่ากับ -2.04 ค่า  $L_c$  เท่ากับ 46 mH ค่า  $V_{dc}^*$  เท่ากับ 896.4 V ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกเฉลี่ย และค่าตัวประกอบกำลังก่อนการชดเชย และหลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดง ดังตารางที่ 6.21 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสแสดง ดังรูปที่ 6.18



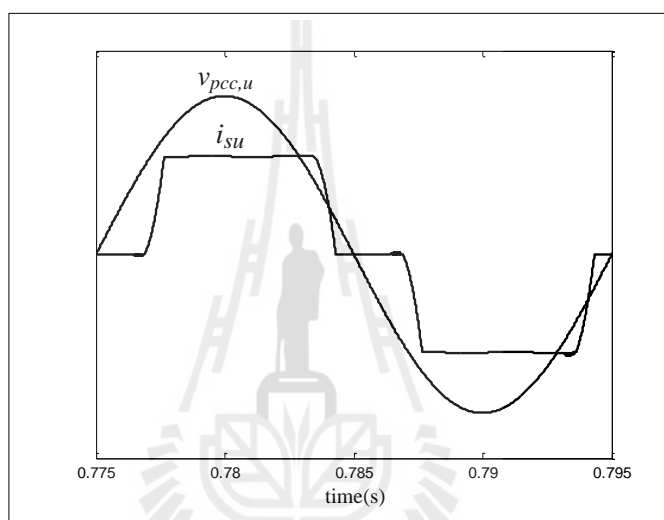
ตารางที่ 6.21 ผลการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ  
ที่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

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

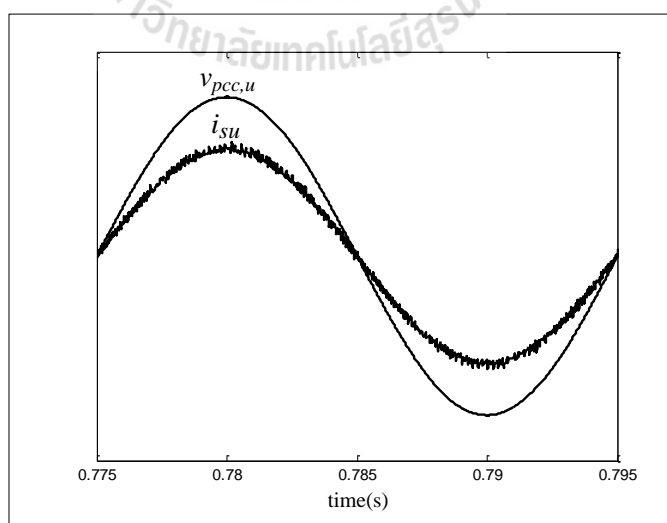


รูปที่ 6.18 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟส

จากรูปดังกล่าว ภายหลังจากเวลา 0.6 วินาที เป็นต้นไป ระบบมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับสถานะก่อนการชดเชย โดยการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอมีประสิทธิภาพการทำงานที่ดีส่งผลให้แรงดันบัสไฟตรงมีค่าเป็นไปตามแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่ค่า 896.4 V โดยเกิดแรงดันกระเพื่อมประมาณ 1 V การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ก่อนการชดเชยด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแสดง ดังรูปที่ 6.19 (ก)



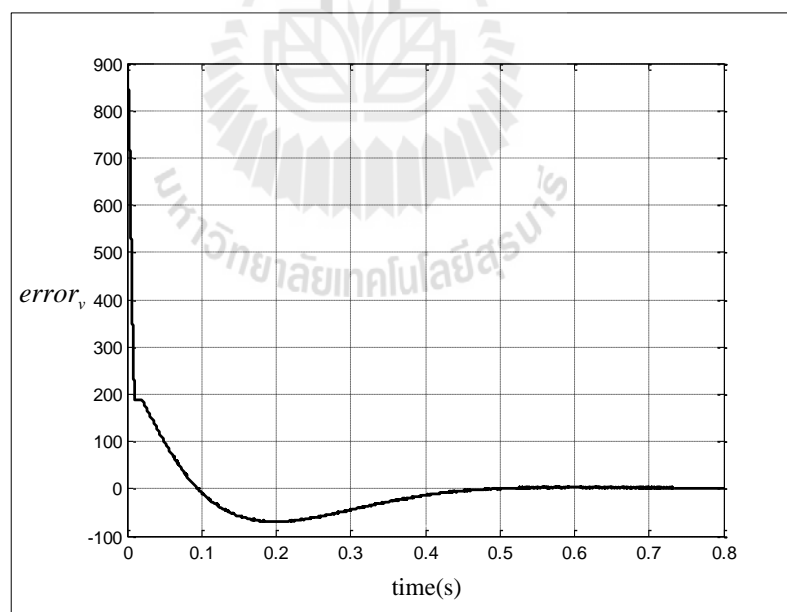
(ก) ก่อนการชดเชย



(ข) หลังการชดเชย

รูปที่ 6.19 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$

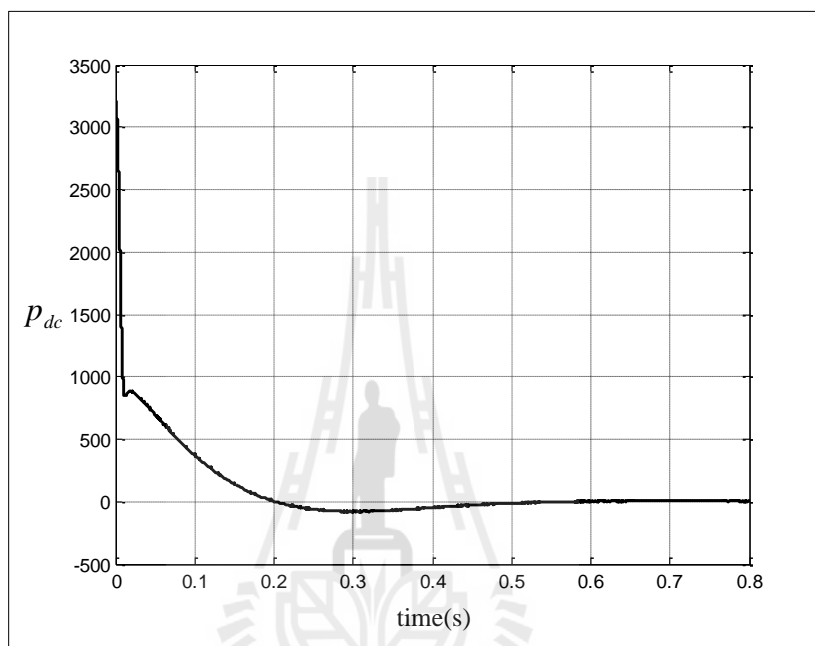
จากรูปดังกล่าว ก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งไม่มีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 24.91 % และค่า  $pf_{dist}$  เท่ากับ 0.97 อีกทั้งยังเกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  โดยมีค่า  $pf_{disp}$  เท่ากับ 0.98 ส่งผลให้ค่า  $pf_{total}$  เท่ากับ 0.95 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC และกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ภายหลังจากชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 6.19 (ข) จากรูปดังกล่าว ภายหลังจากชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งมีการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชยแต่ยังคงเกิดความผิดเพี้ยนเล็กน้อย โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 0.91 % และค่า  $pf_{dist}$  เท่ากับ 1 และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC กับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส  $u$  ดังนั้น สัญญาณทั้งสองจึงมีเฟสตรงกัน โดยมีค่า  $pf_{disp}$  เท่ากับ 1 ส่งผลให้ค่า  $pf_{total}$  เท่ากับ 1 เมื่อพิจารณาการทำงานของ การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ รูปสัญญาณความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงแสดง ดังรูปที่ 6.20



รูปที่ 6.20 รูปสัญญาณความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง

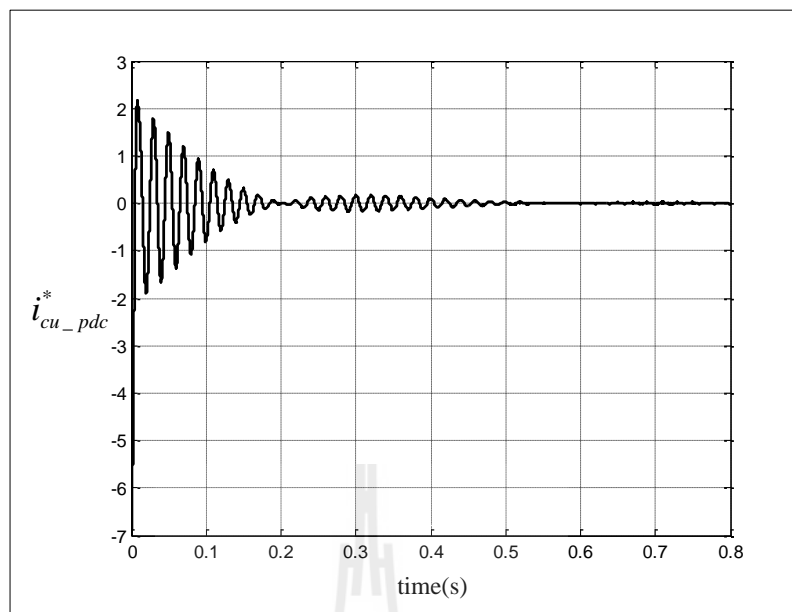
จากรูปดังกล่าว เนื่องจาก  $error_v$  เป็นค่าผลต่างที่ได้จากการนำค่า  $V_{dc}$  หักลบออกจากค่า  $V_{dc}^*$  ดังนั้น  $error_v$  จะมีค่าเป็นบวกเมื่อ  $V_{dc}$  มีค่าน้อยกว่า  $V_{dc}^*$  ซึ่งอยู่ในช่วงเวลา 0 ถึง 0.1 วินาที และ  $error_v$  มีค่าเป็นลบเมื่อ  $V_{dc}$  มีค่ามากกว่า  $V_{dc}^*$  ซึ่งอยู่ในช่วงเวลา 0.1 ถึง 0.5 วินาที โดย

ที่เวลา 0.2 วินาที เป็นจุดที่มีค่า  $error_v$  ต่ำที่สุดเนื่องจากมีค่าแรงดันบัสไฟตรงสูงที่สุดและแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงมีค่าคงที่ โดยที่เวลา 0.5 วินาที เป็นต้นไป ค่า  $error_v$  จะมีค่าประมาณศูนย์ เมื่อใช้ค่า  $error_v$  เป็นอินพุตของตัวควบคุมแบบพีไอจะได้เอาต์พุต คือ ค่า  $p_{dc}$  รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงแสดง ดังรูปที่ 6.21



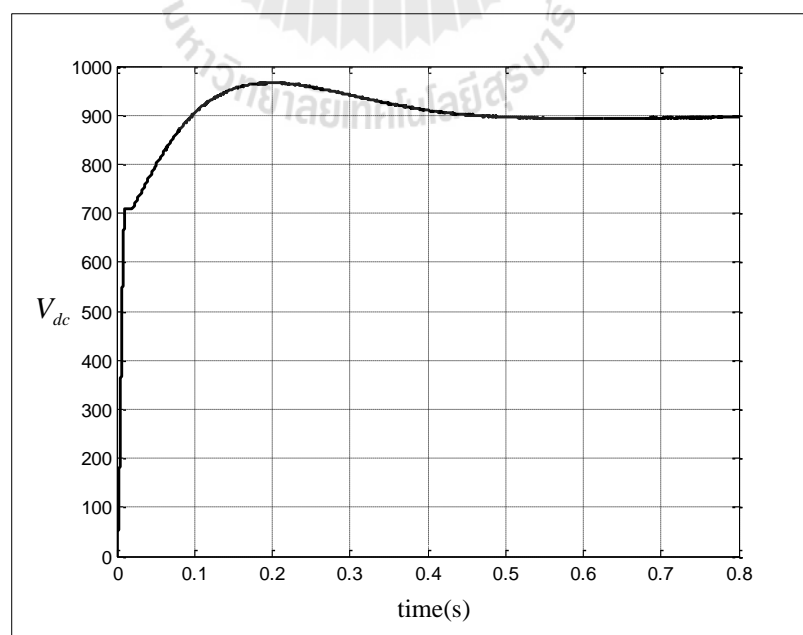
รูปที่ 6.21 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.2 วินาที  $p_{dc}$  มีค่าเป็นบวกซึ่งเป็นช่วงแรกเริ่มเก็บสะสมพลังงานที่ตัวเก็บประจุ และช่วงเวลา 0.2 ถึง 0.6 วินาที  $p_{dc}$  มีค่าเป็นลบซึ่งเป็นช่วงคายพลังงานที่ตัวเก็บประจุ และที่เวลา 0.6 วินาที เป็นต้นไป ค่า  $p_{dc}$  จะมีค่าประมาณศูนย์ เมื่อพิจารณาการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงเชื่อมโยงกับการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี PQF ในรูปที่ 6.15 จะนำค่า  $p_{dc}$  ไปหักลบกับ  $\tilde{p}_L$  ซึ่งเป็นปริมาณฮาร์มอนิก ซึ่งให้ผลต่าง คือ ค่า  $p_c$  เมื่อกำหนดค่า  $\tilde{p}_L$  และค่า  $q_L$  เท่ากับศูนย์ เพื่อพิจารณาเฉพาะการคำนวณกระแสอ้างอิงสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ( $i_{cu\_pdc}^*$ ) โดยไม่พิจารณาการคำนวณกระแสอ้างอิงสำหรับการกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงในเฟส  $u$  สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงแสดง ดังรูปที่ 6.22 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.2 วินาที รูปสัญญาณ  $i_{cu\_pdc}^*$  เป็นกระแสที่มีความถี่มูลฐานและมีลักษณะกลับเฟสเมื่อเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ภายหลังจากชดเชย



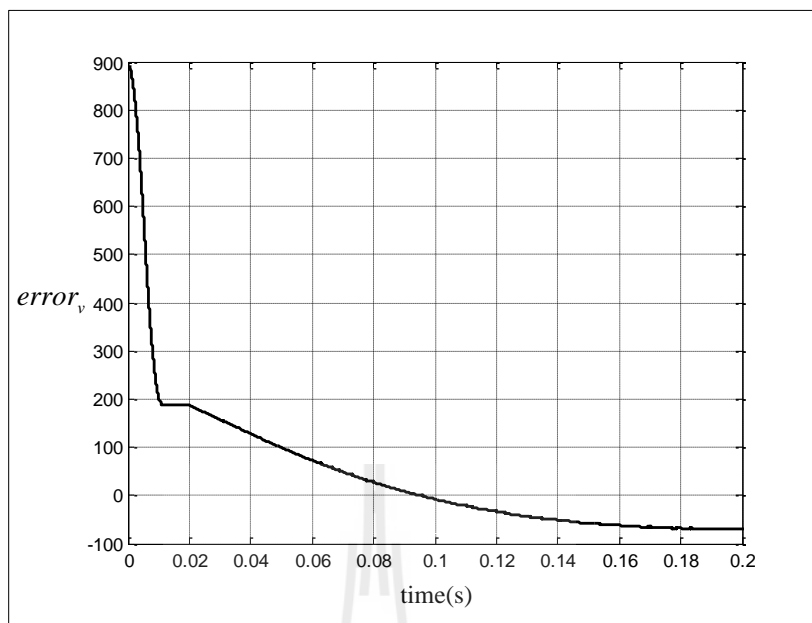
รูปที่ 6.22 รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงในเฟส  $u$  สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

จากรูปที่ 6.22 ในช่วงเวลา 0.2 ถึง 0.6 วินาที รูปสัญญาณ  $i_{cu\_pdc}^*$  เป็นกระแสที่มีความถี่มูลฐานและมีเฟสตรงกับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  หลังการชดเชย โดยที่เวลา 0.6 วินาที เป็นต้นไป ค่า  $i_{cu\_pdc}^*$  จะมีค่าประมาณศูนย์ รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรงแสดง ดังรูปที่ 6.23

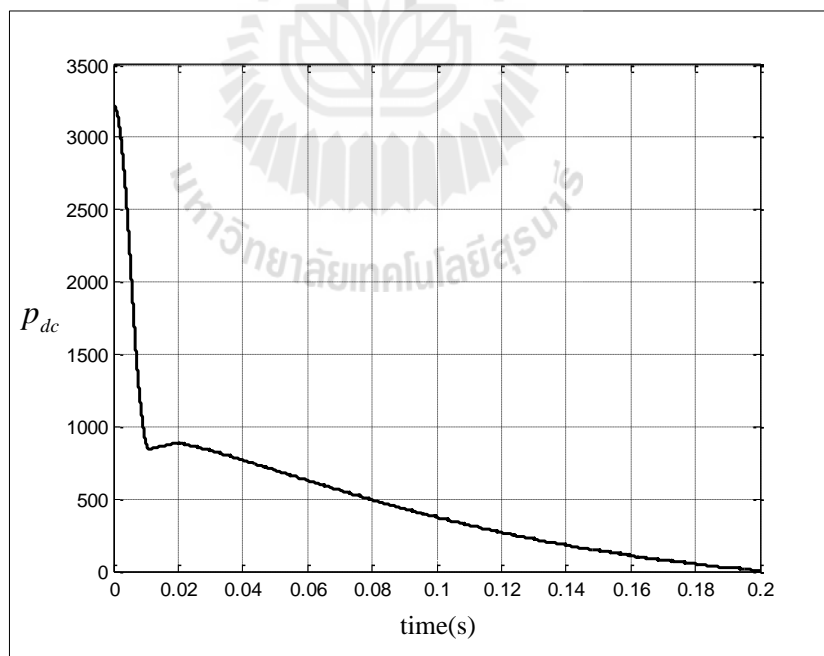


รูปที่ 6.23 รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรง

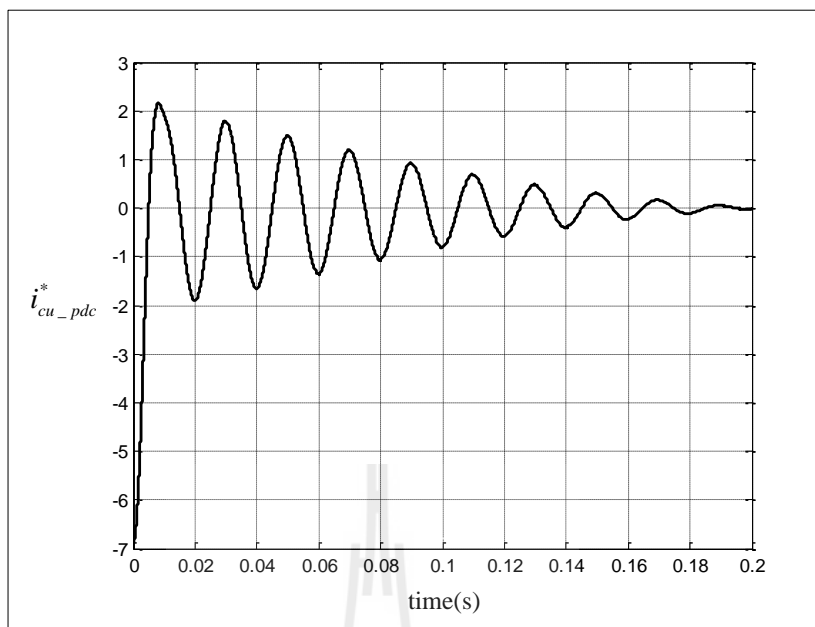
จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.2 วินาที  $V_{dc}$  มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ โดยเกิดการพุ่งเกิน และมีค่า  $V_{dc}$  สูงสุด เท่ากับ 966 V ที่เวลา 0.2 วินาที ช่วงเวลา 0.2 ถึง 0.5 วินาที  $V_{dc}$  มีค่าลดลงเรื่อย ๆ และที่เวลา 0.5 วินาที เป็นต้นไป  $V_{dc}$  มีค่า เท่ากับ 896.4 V ซึ่งมีค่าเป็นไปตามค่า  $V_{dc}^*$  และเข้าสู่สภาวะคงตัวตามการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอที่กำหนดเวลาการเข้าที่ เท่ากับ 0.5 วินาที โดยการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $error_v$ ,  $p_{dc}$ ,  $i_{cu\_pdc}^*$  และ  $V_{dc}$  จะแบ่งเป็น 2 ช่วงเวลา คือ ช่วงเวลา 0 ถึง 0.2 วินาที ซึ่งเป็นช่วงแรกเริ่มเก็บสะสมพลังงานที่ตัวเก็บประจุ เพื่อเพิ่มค่า  $V_{dc}$  และช่วงเวลา 0.2 วินาที เป็นต้นไป เป็นช่วงคายพลังงานที่ตัวเก็บประจุเพื่อลด  $V_{dc}$  ให้มีค่าเป็นไปตาม  $V_{dc}^*$  รูปสัญญาณ  $error_v$ ,  $p_{dc}$ ,  $i_{cu\_pdc}^*$  และ  $V_{dc}$  ในช่วงแรกเริ่มเก็บสะสมพลังงานแสดง ดังรูปที่ 6.24, 6.25, 6.26 และ 6.27 ตามลำดับ จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.1 วินาที  $error_v$  มีค่าเป็นบวก เนื่องจาก  $V_{dc}$  มีค่าน้อยกว่า  $V_{dc}^*$  ดังนั้น จึงมีความต้องการเก็บสะสมพลังงานเพื่อเพิ่มค่า  $V_{dc}$  ให้มีค่าเป็นไปตาม  $V_{dc}^*$  โดยการเก็บสะสมพลังงานดังกล่าวตัวควบคุมแบบพีไอจะให้เอาต์พุต คือ  $p_{dc}$  ที่มีค่าเป็นบวกทำให้  $i_{cu\_pdc}^*$  ซึ่งเป็นกระแสที่ความถี่มูลฐานจะมีลักษณะกลับเฟสเมื่อเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  หลังการชดเชย โดย  $i_{cu\_pdc}^*$  ดังกล่าวจะใช้สำหรับดึงพลังงานจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักส่งผลให้  $V_{dc}$  มีค่าเพิ่มขึ้น แม้ว่าที่เวลา 0.1 วินาที  $error_v$  จะมีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจาก  $V_{dc}$  มีค่าเป็นไปตามค่า  $V_{dc}^*$  แล้วก็ตาม แต่ช่วงเวลา 0.1 ถึง 0.2 วินาที  $p_{dc}$  ยังคงมีค่าเป็นบวกทำให้  $i_{cu\_pdc}^*$  มีลักษณะเช่นเดียวกับช่วงเวลา 0 ถึง 0.1 วินาที และมีการสะสมพลังงานเพื่อเพิ่มค่า  $V_{dc}$  ต่อไปเนื่องจากลักษณะของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้ออกแบบโดยกำหนดให้การตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงต่ำกว่าวิกฤตทำให้เกิดการพุ่งเกินของแรงดันบัสไฟตรง จากค่า  $V_{dc}$  ที่เพิ่มขึ้นทำให้ค่า  $V_{dc}$  มีค่ามากกว่า  $V_{dc}^*$  และส่งผลให้ค่า  $error_v$  มีค่าติดลบ รูปสัญญาณ  $error_v$ ,  $p_{dc}$ ,  $i_{cu\_pdc}^*$  และ  $V_{dc}$  ในช่วงคายพลังงานแสดง ดังรูปที่ 6.28, 6.29, 6.30 และ 6.31 ตามลำดับ จากรูปดังกล่าวที่เวลา 0.2 วินาที  $error_v$  มีค่าเป็นลบเนื่องจาก  $V_{dc}$  มีค่ามากกว่า  $V_{dc}^*$  ดังนั้น จึงมีความต้องการคายพลังงานเพื่อลดค่า  $V_{dc}$  ให้มีค่าเป็นไปตาม  $V_{dc}^*$  โดยการคายพลังงานดังกล่าวเกิดขึ้นในช่วงเวลา 0.2 ถึง 0.6 วินาที ตัวควบคุมแบบพีไอจะให้เอาต์พุต คือ  $p_{dc}$  ที่มีค่าเป็นลบทำให้  $i_{cu\_pdc}^*$  ซึ่งเป็นกระแสที่ความถี่มูลฐานจะมีเฟสตรงกับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายในเฟส  $u$  ภายหลังการชดเชย โดย  $i_{cu\_pdc}^*$  ดังกล่าวจะใช้สำหรับคายพลังงานที่ตัวเก็บประจุส่งผลให้  $V_{dc}$  มีค่าลดลง จากค่า  $V_{dc}$  ที่ลดลงทำให้ค่า  $V_{dc}$  มีค่าน้อยกว่า  $V_{dc}^*$  และส่งผลให้ค่า  $error_v$  มีค่าเป็นบวกเล็กน้อย ดังนั้น ช่วงเวลา 0.6 ถึง 0.8 วินาที จึงมีการเก็บสะสมพลังงานอีกครั้งซึ่งมีลักษณะเหมือนกับช่วงแรกเริ่มเก็บสะสมพลังงานที่เวลา 0 ถึง 0.1 วินาที เพื่อเพิ่มค่า  $V_{dc}$  ขึ้นเล็กน้อยให้เป็นไปตามค่า  $V_{dc}^*$  และทำให้  $error_v$  มีค่าเป็นศูนย์



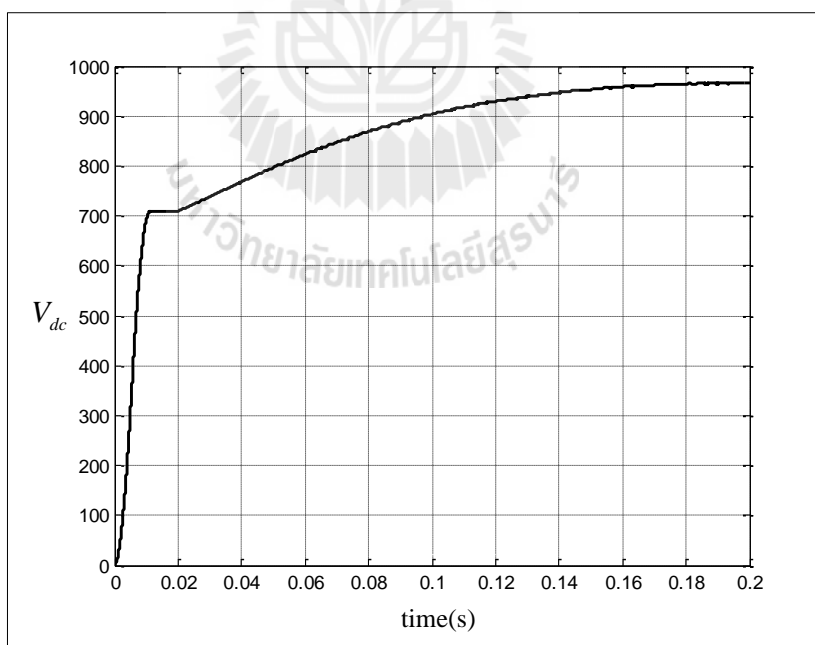
รูปที่ 6.24 รูปสัญญาณความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงในช่วงแรกเริ่มสะสมพลังงาน



รูปที่ 6.25 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงในช่วงแรกเริ่มสะสมพลังงาน

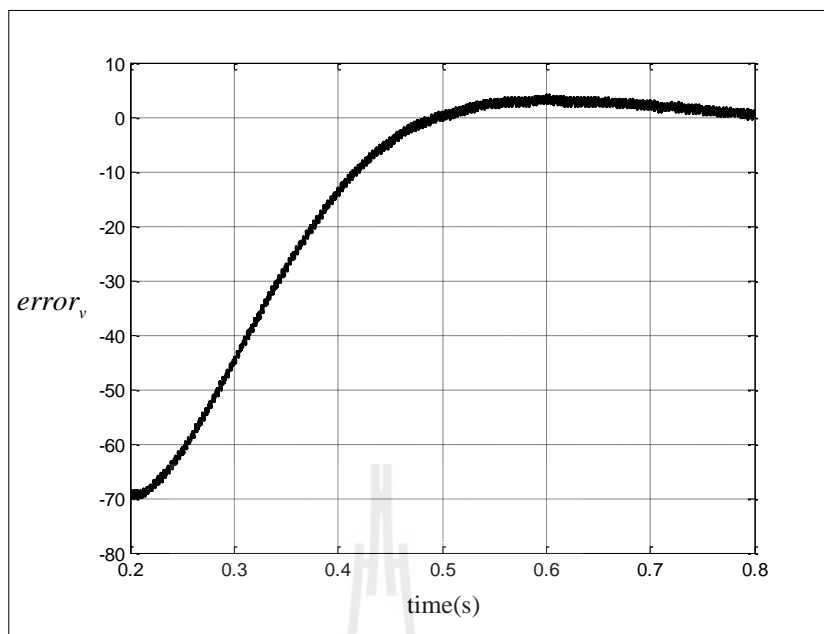


รูปที่ 6.26 รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงในเฟส  $u$  สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงในช่วงแรกเริ่ม  
สะสมพลังงาน

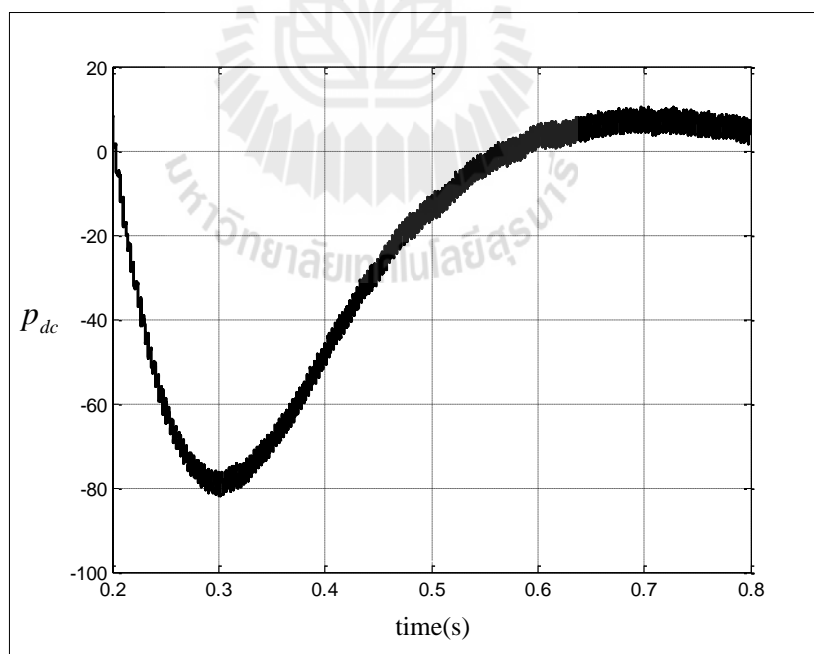


รูปที่ 6.27 รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรงในช่วงแรกเริ่มสะสมพลังงาน

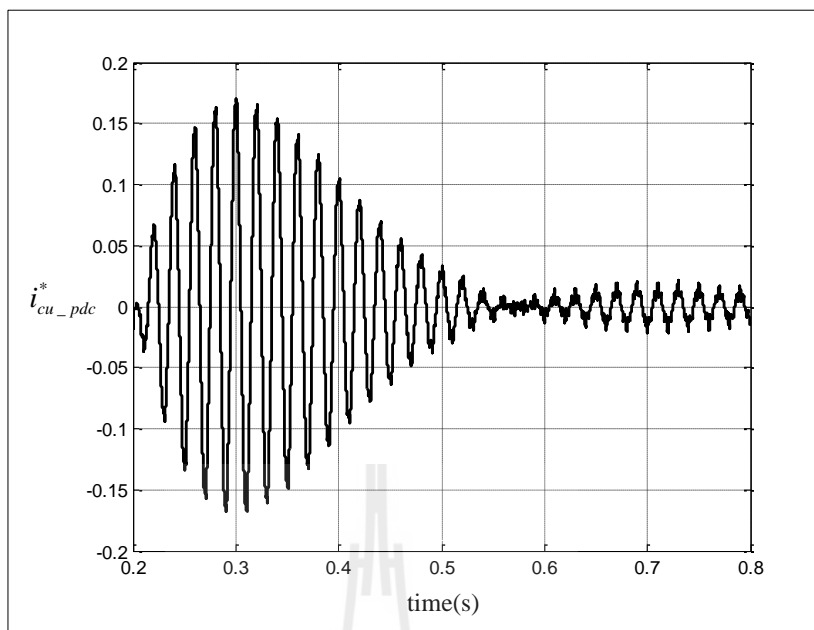




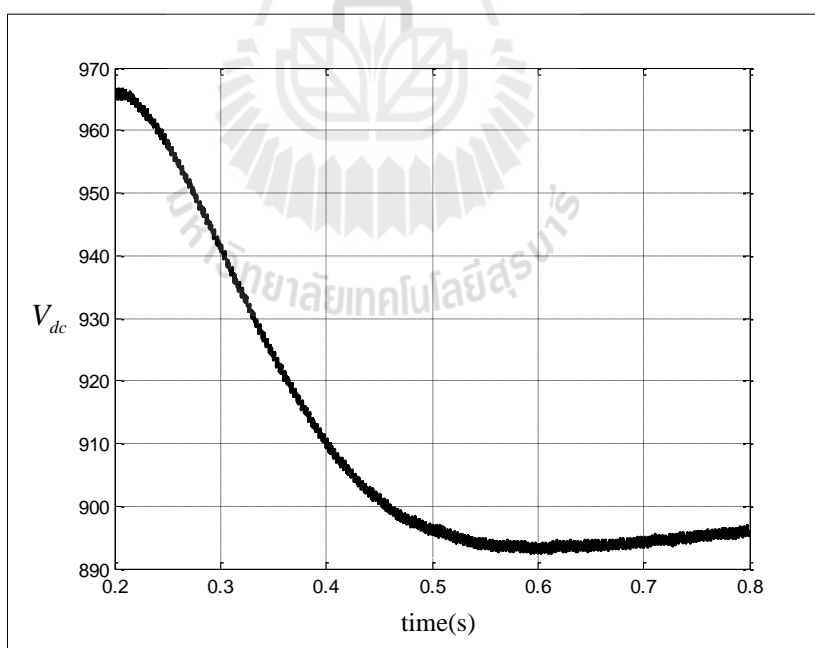
รูปที่ 6.28 รูปสัญญาณความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันบัลไฟตรงกับแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงในช่วงคายพลังงาน



รูปที่ 6.29 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้แอกทีฟกระแสตรงสำหรับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงในช่วงคายพลังงาน



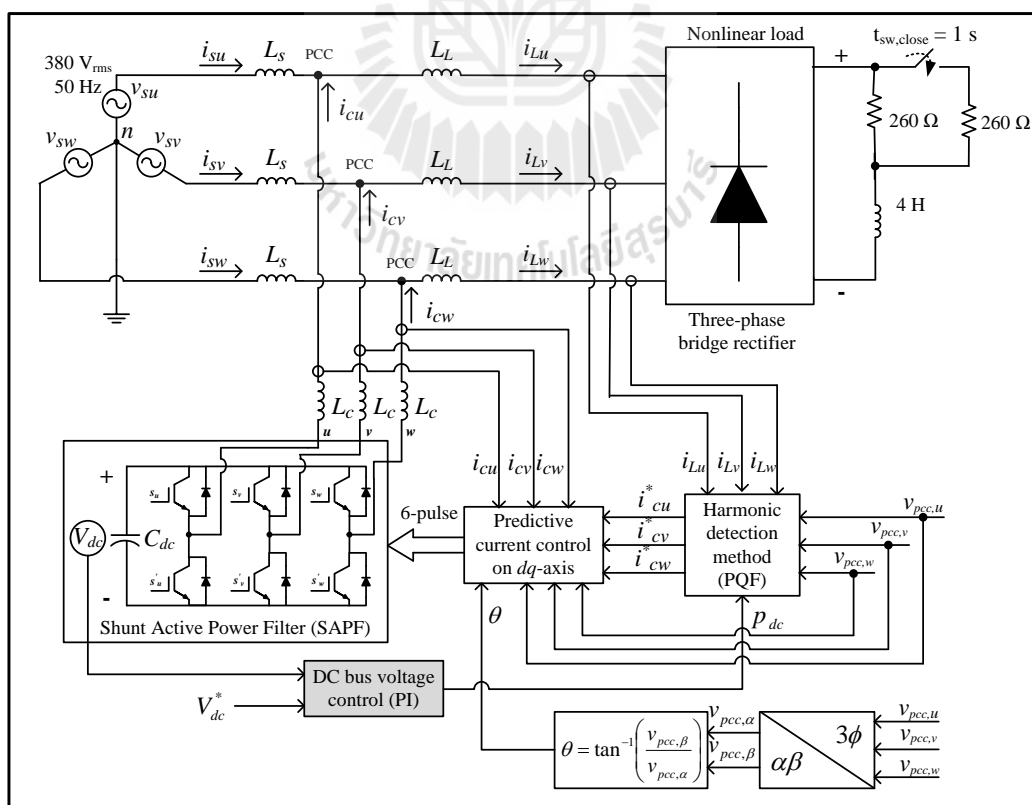
รูปที่ 6.30 รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงในเฟส  $u$  สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงในช่วง  
 ภายพลังงาน



รูปที่ 6.31 รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรงในช่วงภายพลังงาน

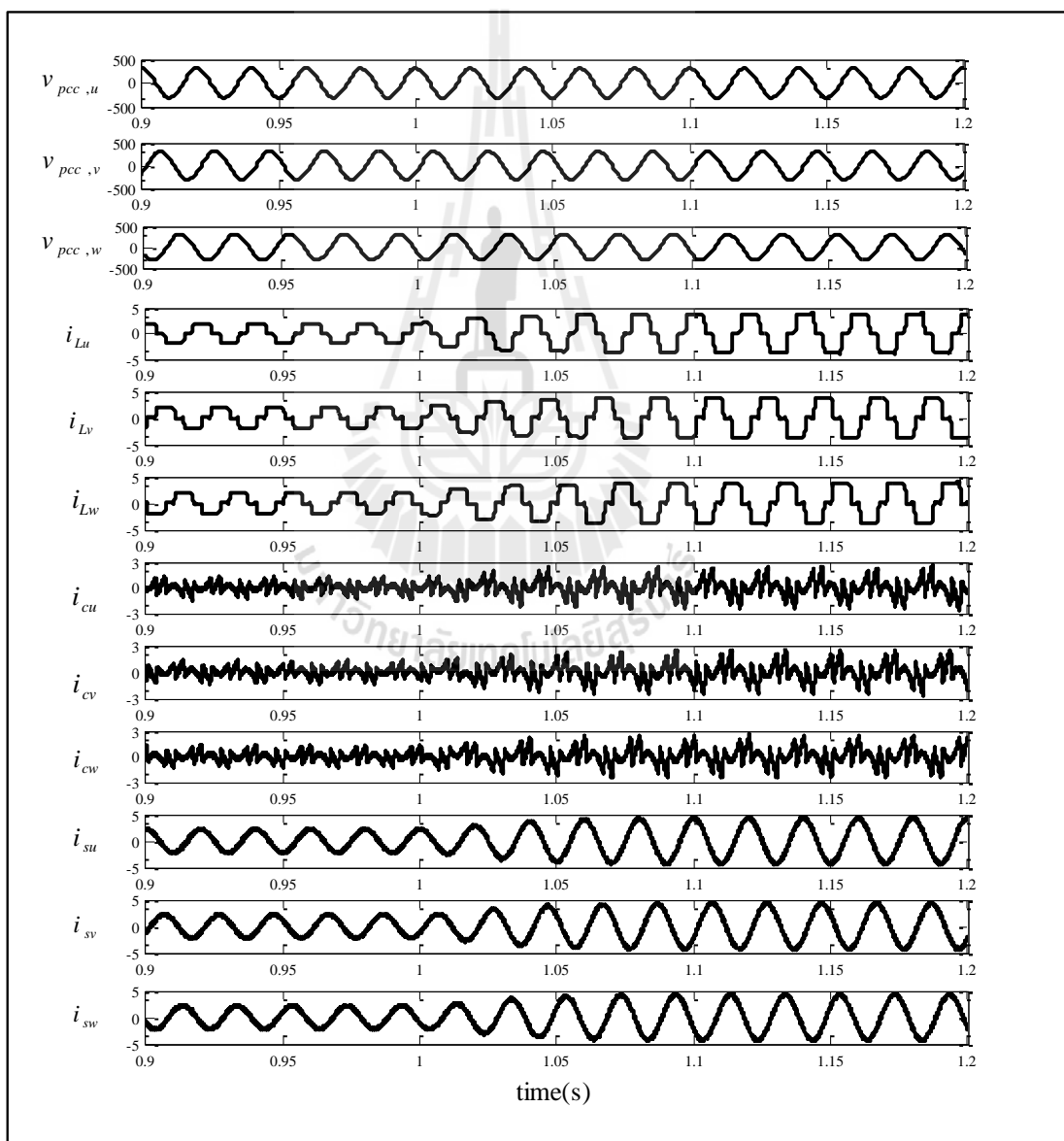
การทดสอบระบบการกำจัดฮาร์มอนิกเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง โดยทำการเปลี่ยนแปลง  
 โหลดที่เวลา 1 วินาที การพิจารณาเริ่มต้นจากวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทาน  $260 \Omega$

อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 4 H เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทาน 130  $\Omega$  อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 4 H แสดงดังรูปที่ 6.32 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสแสดง ดังรูปที่ 6.33 จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0.9 ถึง 1 วินาที เป็นช่วงเวลาที่ยังไม่มีมีการเปลี่ยนแปลงค่าโหลด โดยระบบมีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทาน 260  $\Omega$  อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 4 H จะสังเกตได้ว่า เนื่องจากการฉีดกระแสชดเชยเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟทำให้กระแสทางด้านแหล่งจ่ายมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชย และที่เวลา 1 วินาทีมีการเปลี่ยนแปลงค่าโหลด ทำให้ช่วงเวลา 1 วินาที เป็นต้นไป ระบบมีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทาน 130  $\Omega$  อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 4 H ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่โหลด ซึ่งประกอบด้วย กระแสที่ความถี่มูลฐานและกระแสฮาร์มอนิกมีค่าแอมพลิจูดสูงขึ้น จากเหตุผลดังกล่าว กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย และกระแสชดเชยจึงมีแอมพลิจูดสูงขึ้นด้วยเช่นกัน โดยกระแสทั้งหมดดังกล่าวเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลาประมาณ 1.05 วินาที จะสังเกตได้ว่า ภายหลังจากโหลดมีการเปลี่ยนแปลงวงจรกรองกำลังแอกทีฟยังมีสมรรถนะในการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี ส่งผลให้กระแสทางด้านแหล่งจ่ายมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับสภาวะก่อนการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ รูปสัญญาณแรงดันบัลไฟตรงแสดง ดังรูปที่ 6.34



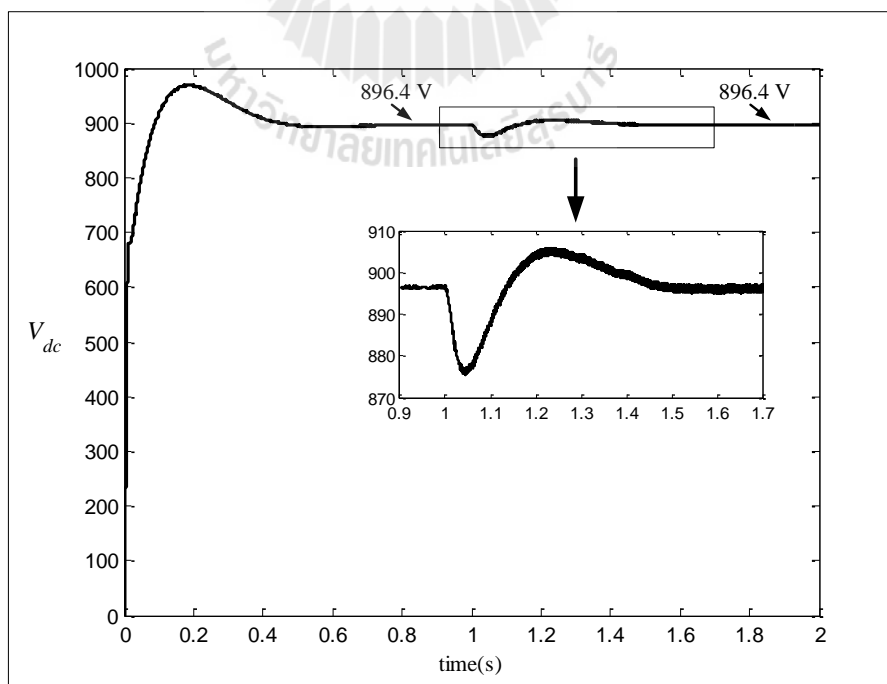
รูปที่ 6.32 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

จากรูปดังกล่าว ช่วงเวลา 0 ถึง 0.2 วินาที เป็นช่วงเวลาเริ่มต้นเก็บสะสมพลังงานที่ตัวเก็บประจุทำให้แรงดันบัสไฟตรงมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ โดยมีค่าแรงดันบัสไฟตรงสูงสุดเท่ากับ 969 V และช่วงเวลา 0.2 ถึง 0.5 วินาที เป็นช่วงเวลาที่แรงดันบัสไฟตรงเริ่มมีการปรับค่าลดลงจนมีค่าเข้าใกล้ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่มีค่าเท่ากับ 896.4 V โดยที่เวลา 0.5 วินาที เป็นต้นไป แรงดันบัสไฟตรงจะเข้าสู่สภาวะคงตัว โดยเกิดแรงดันกระเพื่อมประมาณ 0.3 V และมีค่าเป็นไปตามแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่มีค่าเท่ากับ 896.4 V ซึ่งเป็นไปตามการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอที่กำหนดเวลาการเข้าที่ เท่ากับ 0.5 วินาที



รูปที่ 6.33 รูปสัญญาณจากการจำลองสถานการณ์ทั้งสามเฟสเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

จนกระทั่งมีการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดที่เวลา 1 วินาที ซึ่งส่งผลให้ช่วงเวลา 1 ถึง 1.05 วินาที วงจรกรองกำลังแอกทีฟต้องฉีดกระแสชดเชยเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในเวลาอันสั้น ทำให้พลังงานที่ตัวเก็บประจุไม่เพียงพอ แรงดันบัสไฟตรงจึงมีค่าลดลง โดยมีค่าแรงดันบัสไฟตรงต่ำที่สุดเท่ากับ 875 V และช่วงเวลา 1.05 ถึง 1.25 วินาที กระแสชดเชยเข้าสู่สถานะคงตัว ทำให้มีการเก็บสะสมพลังงานที่ตัวเก็บประจุ และแรงดันบัสไฟตรงมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ โดยมีค่าแรงดันบัสไฟตรงสูงสุดเท่ากับ 905 V และช่วงเวลา 1.25 ถึง 1.5 วินาที เป็นช่วงเวลาที่แรงดันบัสไฟตรงเริ่มมีการปรับค่าลดลงจนมีค่าเข้าใกล้ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่มีค่า เท่ากับ 896.4 V จากนั้นในช่วงเวลา 1.5 วินาที เป็นต้นไป ซึ่งเวลาดังกล่าวนับเป็น 0.5 วินาที ภายหลังมีการเปลี่ยนแปลงค่าโหลด สังเกตได้ว่า แรงดันบัสไฟตรงเข้าสู่สถานะคงตัวโดยเกิดแรงดันกระเพื่อมประมาณ 1 V และมีค่าเป็นไปตามแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่มีค่า เท่ากับ 896.4 V โดยเป็นไปตามการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอที่กำหนดเวลาการเข้าที่ เท่ากับ 0.5 วินาที เมื่อพิจารณาค่าแรงดันกระเพื่อมของแรงดันบัสไฟตรงก่อนการเปลี่ยนแปลงโหลดมีค่าประมาณ เท่ากับ 0.3 V และภายหลังการเปลี่ยนแปลงโหลดมีค่าประมาณ เท่ากับ 1 V เนื่องจากภาระการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ต่างกัน โดยก่อนการเปลี่ยนแปลงโหลดมีค่าแอมพลิจูดของกระแสชดเชยต่ำกว่าภายหลังการเปลี่ยนแปลงโหลด ส่งผลให้มีการเปลี่ยนแปลงพลังงานไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุของวงจรกรองน้อยกว่าภายหลังการเปลี่ยนแปลงโหลด จึงทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันบัสไฟตรงน้อยกว่า



รูปที่ 6.34 รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรงเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

## 6.8 สรุป

บทนี้นำเสนอวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดิกิว โดยมีการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดิกิวด้วยวิธี ATS ในกรณีที่ 2 และเพิ่มเติมการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธี ATS ในกรณีที่ 3 ส่วนกรณีที่ 1 ใช้สมการของลากรานจ์อันดับที่หนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ คือค่า  $a_0$  เท่ากับ 2 และค่า  $a_1$  เท่ากับ -1 ซึ่งให้ผลค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชยเท่ากับ 1.40 % ส่วนกรณีที่ 2 คือการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดิกิว โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ ซึ่งให้ผลการค้นหาค่า  $a_0$  เท่ากับ 2.85 ค่า  $a_1$  เท่ากับ -1.86 และทำให้ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยเท่ากับ 0.96 % โดยกรณีที่ 1 และกรณีที่ 2 จะใช้ค่า  $L_c$  เท่ากับ 39 mH และค่า  $V_{dc}^*$  เท่ากับ 750 V กรณีที่ 3 คือ การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดิกิว พร้อมกับออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่พร้อมกับการค้นหาพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง และค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ให้ผลการค้นหาค่า  $a_0$  เท่ากับ 3.05 ค่า  $a_1$  เท่ากับ -2.04 ค่า  $L_c$  เท่ากับ 46 mH ค่า  $V_{dc}^*$  เท่ากับ 896.4 V และทำให้ค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชยเท่ากับ 0.76 % เมื่อเปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิกทั้ง 3 กรณีดังกล่าว สามารถเรียงลำดับได้ ดังนี้ กรณีที่ 1 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่พอใช้ กรณีที่ 2 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี และในกรณีที่ 3 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีที่สุด นอกจากนี้ในบทนี้ผู้วิจัยได้นำค่าพารามิเตอร์  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $L_c$  และ  $V_{dc}^*$  ที่ได้จากการออกแบบในกรณีที่ 3 ไปใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์ในระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ โดยที่การควบคุมดังกล่าวเชื่อมโยงกับการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี PQF ผู้วิจัยได้ดำเนินการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อทำการทดสอบสมรรถนะเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งผลปรากฏว่า ตัวควบคุมดังกล่าวยังคงมีสมรรถนะการทำงานที่ดี และสามารถทำให้แรงดันบัสไฟตรงที่มีการเปลี่ยนแปลงกลับมามีค่าเป็นไปตามแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงตามที่ต้องการได้

ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งระบบในบทนี้ ประกอบด้วย วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี PQF ที่มีการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดิกิวที่ออกแบบด้วยวิธี ATS และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ จากผลการจำลองสถานการณ์ พบว่า วงจรกรองกำลังแอกทีฟยังคงมีสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยที่ดี ภายใต้อาภาระโหลดที่มีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้น โดยผลค่า  $\%THD_{av}$  หลังการชดเชยเท่ากับ 0.91 % ซึ่งอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยมีค่าเป็น 1 ด้วยเช่นกัน

## บทที่ 7

### สรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล โดยมุ่งเน้นการพัฒนากระบวนการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ งานวิจัยเริ่มต้นจากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทางด้านวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งจากการศึกษาค้นคว้า พบว่า ระบบการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถแบ่งองค์ประกอบได้เป็น 4 ส่วนหลัก คือ โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การตรวจจับฮาร์โมนิกสำหรับคำนวณกระแสอ้างอิงให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การควบคุมการฉีดกระแสชดเชย และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ รายละเอียดการค้นคว้าในแต่ละส่วนได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2

การตรวจจับฮาร์โมนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ มีความสำคัญอย่างยิ่งต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งระบบ เนื่องจากเป็นส่วนการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงให้กับระบบควบคุมกระแสชดเชย จึงส่งผลโดยตรงต่อระบบดังกล่าว หากการคำนวณกระแสอ้างอิงเกิดข้อผิดพลาดส่วนต่าง ๆ ของระบบกำจัดฮาร์โมนิกก็จะทำงานผิดพลาดด้วยเช่นกัน จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรม พบว่า การตรวจจับฮาร์โมนิกวิธี SRF และวิธี PQ มีความเหมาะสมกับการนำไปใช้คำนวณค่ากระแสอ้างอิงให้กับระบบควบคุม เนื่องจากวิธีการทั้งสองมีสมรรถนะการตรวจจับฮาร์โมนิกที่ดี และสามารถชดเชยค่าตัวประกอบกำลังให้กับระบบได้ นอกจากนี้ผู้วิจัยได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์โมนิกวิธี SRF และวิธี PQ ให้ดียิ่งขึ้น โดยอาศัยหลักการวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน (วิธี SWFA) ผสมกับวิธี SRF และวิธี PQ แบบดั้งเดิม ซึ่งทำให้ได้วิธีการตรวจจับฮาร์โมนิกที่ได้รับการพัฒนา คือ วิธี DQF และวิธี PQF ตามลำดับ ซึ่งการตรวจจับฮาร์โมนิกด้วยวิธีการดังกล่าวมีความแม่นยำในการแยกปริมาณฮาร์โมนิกที่ดีกว่าวิธี SRF และวิธี PQ แบบดั้งเดิม อีกทั้งยังสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้เช่นกัน โดยยืนยันผลการทดสอบด้วยการจำลองสถานการณ์ระบบการกำจัดฮาร์โมนิกที่มีวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ รายละเอียดเนื้อหาของการตรวจจับฮาร์โมนิกในแต่ละวิธี แนวทางการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์โมนิก และการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์โมนิก ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟถูกนำเสนอในบทที่ 4 บทดังกล่าว ได้อธิบายการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟอย่างละเอียด โดยเริ่มต้นจากการใช้กฎกระแสและแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ในการวิเคราะห์หาแบบจำลองบนปริมาณสามเฟส รวมถึงการแปลงแบบจำลองดังกล่าวอยู่บนแกนดีคิว ด้วยหลักการแปลงของปาร์ค ซึ่งผลเฉลยของแบบจำลองที่ได้มีการตรวจสอบและยืนยันความถูกต้อง ดังนั้น แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟสามารถนำมาใช้ออกแบบระบบควบคุมให้กับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

งานวิจัยนี้มุ่งเน้นการออกแบบตัวควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ด้วยเทคนิคทางปัญญาประดิษฐ์ ที่มีการใช้งาน 2 รูปแบบ ได้แก่ การออกแบบตัวควบคุมแบบพีโอ ด้วยเทคนิคทางปัญญาประดิษฐ์ และการออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายด้วยเทคนิคทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งได้นำเสนอรายละเอียดไว้ในบทที่ 5 และบทที่ 6 ตามลำดับ

การออกแบบระบบควบคุมการทำงานของวงจรรอกกำลังแอกทีฟในบทที่ 5 เริ่มต้นจากการออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมให้กับวงจรดังกล่าว จากนั้นผู้วิจัยได้นำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวของวงจรรอกกำลังแอกทีฟมาใช้ในการออกแบบระบบควบคุมการทำงานของวงจรถูกกล่าวบนแกนดีคิว ทั้งนี้เนื่องจากการพิจารณาบนแกนดีคิวทำให้สามารถลดสมการในการคำนวณจากการควบคุมบน 3 แกนให้เหลือเพียง 2 แกน การออกแบบถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกัน ส่วนแรก คือ การออกแบบระบบควบคุมกระแสชดเชย ที่ถูกนำมาใช้งานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม ข้อดีของเทคนิคการสวิตช์ด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม คือ ความถี่การสวิตช์ซึ่งต่ำกว่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม เหมาะสำห้รนำมาใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากวงจรอินเวอร์เตอร์ อีกทั้งมีโครงสร้างการควบคุมที่ไม่ซับซ้อน และให้ผลการควบคุมที่ดี ระบบควบคุมในส่วนแรกมีตัวควบคุมแบบพีโอทำหน้าที่ควบคุมการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ เพื่อให้มีลักษณะเป็นไปตามค่ากระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF โดยที่ตัวควบคุมดังกล่าวได้รับการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม ส่วนที่สอง คือ การออกแบบระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ระบบควบคุมในส่วนที่สองมีตัวควบคุมแบบพีโอทำหน้าที่ควบคุมแรงดันบัสไฟตรง เพื่อรักษาระดับแรงดันบัสไฟตรงให้เป็นไปตามค่าแรงดันอ้างอิงที่ผู้วิจัยได้ทำการออกแบบ โดยที่ตัวควบคุมดังกล่าวได้รับการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม งานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อต้องการพัฒนาระบบควบคุม ให้มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดียิ่งขึ้นกับระบบที่พิจารณา ด้วยเหตุนี้เทคนิคทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (วิธี ATS) จึงถูกนำมาใช้เป็นเครื่องมือเพื่อค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมให้กับตัวควบคุมแบบพีโอในส่วนการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว โดยการประเมินผ่านฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่กำหนดเป้าหมายการประเมินค่าจากผลตอบสนองทางเวลา ซึ่งผลจากการออกแบบด้วยวิธี ATS ทำ



ให้ค่า  $\%THD_{av}$  ที่ได้ลดลงกว่าการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิมคิดเป็น 14.82 % ส่งผลให้ปริมาณฮาร์มอนิกลดลงจากก่อนการชดเชย เท่ากับ 93.41 % อีกทั้งค่า  $\%THD_{av}$  ที่ได้เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 และสามารถชดเชยค่าตัวประกอบกำลังให้กับระบบได้เช่นกัน ส่วนรายละเอียดต่าง ๆ ของการออกแบบระบบควบคุมได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5

การควบคุมการบิดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวร่วมกับเทคนิคการสวิตช์พีคดับเบิลยูเอ็มถูกนำเสนอไว้ในบทที่ 6 ตัวควบคุมดังกล่าวทำหน้าที่ควบคุมการบิดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ให้มีลักษณะเป็นไปตามค่ากระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ดังนั้น องค์ประกอบส่วนนี้จึงมีนัยสำคัญต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก งานวิจัยนี้เลือกใช้งานตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย เนื่องจากตัวควบคุมดังกล่าวมีข้อดี คือ ช่วยลดผลกระทบจากการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัล ซึ่งผลกระทบที่เกิดจากการประวิงเวลาดังกล่าวจะทำให้กระแสชดเชยมีความคลาดเคลื่อนไปจากกระแสอ้างอิง การออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว รายละเอียดต่าง ๆ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6 ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ภายหลังการบิดกระแสชดเชยเพื่อกำจัดฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ พบว่า ฮาร์มอนิกมีค่าลดลงอย่างมาก โดยค่า  $\%THD_{av}$  ลดลงจาก 24.91 % เหลือเพียง 1.40 % และอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยมีค่าเป็น 1 ด้วยเช่นกัน จึงสามารถยืนยันได้ว่าการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และการควบคุมการบิดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว ทำให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี วัตถุประสงค์ของงานวิจัยที่ต้องการมุ่งเน้นการพัฒนากระบวนการควบคุมกระแสชดเชย ดังนั้น บทนี้จึงได้นำเสนอการออกแบบระบบควบคุม โดยใช้เทคนิคทางปัญญาประดิษฐ์ด้วยวิธี ATS เพื่อออกแบบระบบการกำจัดฮาร์มอนิกให้ดีขึ้นกว่าเดิม การออกแบบดังกล่าว ประกอบด้วย การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว และการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว การพิจารณาเปรียบเทียบการออกแบบจะแบ่งออกเป็น 3 กรณี คือ กรณีที่ 1 ใช้สมการของลากรานจ์อันดับที่หนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ ( $a_0, a_1$ ) คือ ค่า  $a_0$  เท่ากับ 2 และค่า  $a_1$  เท่ากับ -1 ซึ่งรายละเอียดได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6 กรณีที่ 2 คือ การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่ที่มีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณา ซึ่งจะส่งผลต่อสมรรถนะของการควบคุมกระแสชดเชย และกรณีที่ 3 คือ การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวพร้อมกับออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยใช้วิธี ATS เพื่อค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ชุดใหม่พร้อม ๆ กับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ได้แก่ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง ( $L_c$ ) และค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิง ( $V_{dc}^*$ ) เพื่อให้ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความเหมาะสมกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณา ซึ่งจะส่งผลต่อสมรรถนะการลดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ดังนั้น บทที่ 6 จึงได้นำเสนอรายละเอียดระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เพื่อค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS โดยเฉพาะการรับส่งข้อมูลระหว่างโปรแกรม Simulink และโปรแกรม M-File นอกจากนี้มีการเพิ่มเงื่อนไขการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ ซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวจะช่วยให้ประสิทธิภาพการค้นหาคำตอบด้วยวิธี ATS ดีขึ้น เมื่อเปรียบเทียบผลการกำจัดฮาร์มอนิกทั้ง 3 กรณีดังกล่าว สามารถเรียงลำดับได้ ดังนี้ กรณีที่ 1 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่พอใช้ ในกรณีที่ 2 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี และในกรณีที่ 3 ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีที่สุด รายละเอียดต่าง ๆ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6 นอกจากนี้ในบทดังกล่าวผู้วิจัยได้นำเสนอการออกแบบระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ซึ่งจากการจำลองสถานการณ์ โดยใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกวิธี PQF การควบคุมการลดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดิวที่มีการออกแบบด้วยวิธี ATS และการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ พบว่า เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมแบบพีไอยังคงมีสมรรถนะการทำงานที่ดี และสามารถทำให้แรงดันบัลไฟตรงที่มีการเปลี่ยนแปลงกลับมามีค่าเป็นไปตามแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงตามที่ต้องการได้ ส่วนวงจรกรองกำลังแอกทีฟยังคงมีสมรรถนะการลดกระแสชดเชยที่ดีถึงแม้โหลดมีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้น โดยผลค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังจากชดเชย เท่ากับ 0.91 % ซึ่งอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 รวมถึงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังจากชดเชยมีค่าเป็น 1 ด้วยเช่นกัน

## รายการอ้างอิง

- กองพัน อารีรักษ์ และ สราวุฒิ สุจิตจร. (2545). การเปรียบเทียบสมรรถนะของการค้นหาด้วย  
จินเนติกอัลกอริทึมกับวิธีตาบ. วารสารเทคโนโลยีสุรนารี. 9: 61-68.
- ทศพร ณรงค์ฤทธิ์. (2553). การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้า  
กำลังสามเฟสสมดุล. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบริหารบัณฑิต. สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชา  
วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- Abdelkhalek, 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. (1984). Instantaneous Reactive Power Compensators  
Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. **IEEE Trans. Ind.  
Appl.** 20: 625-630.
- Benchaita, L., Saadate, S., and Nia, A.S. (1999). A Comparison of Voltage Source and Current  
Source Shunt Active Filter by Simulation and Experimentation. **IEEE Transactions on  
Power Systems**. 14(2): 837-842.
- Bruyant, N., Machmoum, M., and Chevrel, P. (1998). Control of a three-phase active power filter  
with optimized design of the energy storage capacitor. **IEEE Conference on Power  
Electronics Specialists 1998. (PESC '98)**. 1: 878-883.
- Buso, S., Malesani, L., and Mattavelli, P. (1998). Comparison of Current Control Techniques for  
Active Filter Applications, Industrial Electronics. **IEEE Transactions**. 45: 722-729.
- Zhang., B. (2007). The Method based on a Generalized dqk Coordinate Transform for Current  
Detection of an Active Power Filter and Power System. **IEEE Power Electronics  
Specialists Conference**. :242- 248.
- Cardenas, V., Moran, L., Bahamondes, A., and Dixon, J. (2003). Comparative analysis of real  
time reference generation techniques for four-wire shunt active power filters. **Power  
Electronics Specialist Conference, PESC '03 IEEE 34th Annual**. 2: 791 – 79

- Casadei, D., Grandi, G., Reggiani, U., and Rossi, C. (1999). Control Methods for Active Power Filters with Minimum Measurement Requirements. **IEEE conference on Applied Power Electronics Conference and Exposition 1999 (APEC '99)**. 2: 1153–1158.
- Chen, 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.
- Dixon, J.W., Tepper, S., and Moran, L. (1994). Analysis and Evaluation of Different Modulation Techniques for Active Power Filters. **IEEE Conference and Exposition on Applied Power Electronics Conference 1994 (APEC '94)**. 2: 894–900.
- Elham B.M., Clarence L.W., and Adly A.G. (1992). A Harmonic Analysis of the Induction Watthour Meter's Registration Error. **IEEE Transaction on Power Delivery**. 7(3): 1080 - 1088.
- Chang, G. W. and Shee, T-C. (2002). A Comparative Study of Active Power Filter Reference Compensation Approaches. **Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE**. 2: 1017 – 1021.
- Habrouk, M.E., and Darwish, M.K. (2001). Analysis Harmonic Current Computation Technique for Power Active Filters using DSPs. **IET journal on Electric Power Applications**. 148(1): 21-28.
- Hayashi, Y., Sato, N. and Takahashi, K. (1988). A Novel Control of a Current Source Active Filter for AC Power System Harmonic Compensation. **IEEE Conference on Industry Applications Society Annual**. 1: 837–842.
- Ho, J.M., and Liu, C.C. (2001). The Effects of Harmonics on Differential Relay for a Transformer. **IEE International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED)**. 2 (482).
- Indrajit P. and Paul J.S. (1989). Effect of Harmonic on Power Measurement. **IEEE Petroleum and Chemical Industry Conference**. : 129 - 132.

- 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.
- 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.
- Limongi, L. R., Cavalcanti, M. C., Neves, F. A. S., and Azevedo, G. M. S. (2006). Implementation of a Digital Signal Processor-controlled Shunt Active Filter. **Electrical Power Quality and Utilisation, Journal**. 7(2): 5-14.
- Dolen, M., and Lorenz, R. D. (2000). An Industrially Useful Means for Decomposition and Differentiation of Harmonic Components of Periodic Waveforms. **Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE**. 2: 1016 – 1023.
- Mekri, F., Mazari, B., and Machmoum, M. (2006). Control and optimization of shunt active power filter parameters by fuzzy logic. **Electrical and Computer Engineering, Canadian Journal**. 31(3): 127 – 134.
- Mendalek, N., and Al-Haddad, K. (2000). Modeling and Nonlinear Control of Shunt Active Power Filter in the Synchronous Reference Frame. **Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on**. 1: 30 – 35.
- Mendalek, N., Al-Haddad, K., Fnaiech, F., and Dessaint, L.A. (2003). Nonlinear control technique to enhance dynamic performance of a shunt active power filter. **Electric Power Applications, IEE Proceedings**. 150(4): 373 – 379.
- Narongrit, T., Areerak, K-L., and Srikaew, A. (2009). Design of an Active Power Filter using Adaptive Tabu Search. **The 8th WSEAS Conference on Artificial Intelligence, Knowledge Engineering and Data Bases (AIKED'09)**. : 314-318.

- 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.
- Otis M. Solomon, Jr., (1994). The Use of DFT Windows in Signal-to-Noise Ratio and Harmonic Distortion Computations. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. 43(2): 194-199.
- Peng, F. Z., Akagi, H., and Nabae, A. (1990). A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems-A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters. **IEEE Transactions on Industry Application**. 26(6): 983-990.
- Prasomsak, P., Areerak, K-L., Areerak, K-N., and Srikaew, A. (2010). Control of Shunt Active Power Filters Using Fuzzy Logic Controller. **The IASTED International Conference Modelling, Identification, and Control (AsiaMIC 2010), Phuket, Thailand**: 107-113
- 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.
- Rahmani, S., Mendalek, N., and Al-Haddad, K. (2010). Experimental Design of a Nonlinear Control Technique for Three-Phase Shunt Active Power Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 57(10): 3364 – 3375.
- Rice, D. E. (1986). Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics – Their Effect on Power Systems Components. **IEEE Transactions on Industrial**. 22(1): 161-177.
- Rim, C.T., Hu, D.Y., and Cho, G.H. (1990). Transformers as Equivalent Circuits for Switches: General Proofs and D-Q Transformation-Based Analyses. **IEEE Trans. on Indus. Appl.** 26(4): 777-785.
- 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.

- Rahmani, S., Hamadi, A., Mendalek, N., and Al-Haddad, K. (2009). A New Control Technique for Three-Phase Shunt Hybrid Power Filter. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**. 56(8): 2904 – 2915.
- Soares, V., Verdelho, P., and Marques, G. (1997). Active Power Filter Control Circuit Based on the Instantaneous Active and Reactive Current  $i_d$ - $i_q$  Method. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1997 (PESC '97)**. 2: 1096-1101.
- Sujitjorn, S., Areerak, K.-L., and Kulworawanichpong, T. (2007). The DQ Axis With Fourier (DQF) Method for Harmonic Identification, **IEEE Transactions on Power Delivery**. 22(1): 737-739.
- Takeda, M., Ikeda, K., Teramoto, A. and Aritsuka, T. (1988). Harmonic Current and Reactive Power Compensation with an Active Filter. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1988 (PESC '88)**. 2: 1174-1179.
- 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.
- Tiyarachakun, S. Areerak, K.-L., and Areerak, K.-N. (2014). Instantaneous Power Theory with Fourier and Optimal Predictive Controller Design for Shunt Active Power Filter. **Modelling and Simulation in Engineering**, vol. 2014.
- 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

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



## ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

### รายชื่อบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการนานาชาติ

Suksan Tiyarachakun, Kongpol Areerak, and Kongpan Areerak, “Instantaneous Power Theory with Fourier and Optimal Predictive Controller Design for Shunt Active Power Filter,” *Modelling and Simulation in Engineering*, vol. 2014, Article ID 381760, 20 pages, 2014. doi:10.1155/2014/381760.



## ประวัติผู้วิจัย

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

