



รายงานการวิจัย

การกำจัดฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง  
ด้วยวงจรกรองกำลังแอคทีฟ  
(Harmonic Elimination and Power Factor Improvement  
by Active Power Filters)

คณะผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. กองพล อารีรักษ์

หน่วยวิจัยคุณภาพกำลังไฟฟ้า

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2552

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

มีนาคม 2553

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัย เรื่อง การกำจัดฮาร์โมนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟ สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ทั้งนี้ต้องขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิจัยนี้ นอกจากนี้ผู้วิจัยต้องขอขอบคุณนายทศพร ธรรม์ฤทธิ์ ที่เป็นผู้ช่วยวิจัย และทดสอบชุดตรวจจับฮาร์โมนิกที่สร้างขึ้น ด้วยความทุ่มเท และการเอาใจใส่อย่างยิ่ง สุดท้ายผู้วิจัยขอขอบคุณพนักงานศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี อาคารเครื่องมือ 3 ทุกคนที่ให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือ

กองพล อารีรักษ์

มีนาคม 2553

## บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้วิธีฮิสเตอร์ซิส การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟของงานวิจัยนี้นำเสนอการออกแบบโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ 2 วิธี ได้แก่ วิธีการค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึม (GA) และวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (ATS) ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ พบว่า ปริมาณฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักภายหลังการชดเชยมีค่าลดลง และมีค่า %THD อยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992 การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้ตัวควบคุมแบบพีไอที่ใช้งานร่วมกับการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง งานวิจัยมีการเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกทั้งหมด 4 วิธี ได้แก่ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (PQ) วิธีแกนหมุนดีคิว (DQ) วิธีการตรวจจับซิงโครนัส (SD) และวิธีฟูริเยร์ดีคิว (DQF) โดยเปรียบเทียบ 2 ประเด็น คือ สมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก และการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้กับระบบไฟฟ้าภายหลังการชดเชย ซึ่งผลการเปรียบเทียบ พบว่า วิธีฟูริเยร์ดีคิวมีสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกดีกว่าอีกสามวิธีที่เหลือ ในขณะที่วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง และวิธีการตรวจจับซิงโครนัส สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยให้มีค่าเท่ากับ 1 นอกจากนี้งานวิจัยมีการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่ใช้การ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 สำหรับการใช้งานจริง โดยผลการทดสอบทางปฏิบัติ พบว่า รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการทดสอบ ที่ได้จากการนำกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดกลับด้วยกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยด้วยออสซิลโลสโคปมีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น และมีค่า %THD อยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std.519-1992 ด้วยเช่นกัน

## Abstract

The research presents the harmonic elimination using active power filter (APF) for balanced three-phase power systems. The instantaneous reactive power theory called PQ method is used for harmonic detection. The compensating current injection control uses a hysteresis method. The research also presents the active power filter design using artificial intelligent techniques such as genetic algorithm (GA) and adaptive tabu search (ATS). The simulation results show that harmonic quantity of the source currents are reduced after compensation. Moreover, the %THD of these currents follows the IEEE std. 519-1992. The PI controller is used for the dc bus voltage control of active power filter cooperated with PQ harmonic detection method. In addition the comparison study of harmonic detection methods such as the instantaneous reactive power theory (PQ), the d-q axis (DQ), the synchronous detection (SD), and the d-q axis with Fourier (DQF) is shown in this research. The performance of harmonic detections and the power factor value after compensation are considered in the comparison. The simulation results show that the DQF method provides the best performance of harmonic detection compared with other methods. However, the PQ and SD methods can improve the system to achieve the unity power factor after compensation. The eZdsp™ F2812 board is used to implement the harmonic detection set with PQ method. For testing, load currents are measured from the real system, while the reference currents are calculated from eZdsp™ F2812 board. Both currents are subtracted using an oscilloscope. The results show that the source currents are nearly sinusoidal waveform after testing and %THD of these currents also follows the IEEE std. 519-1992.

## สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ .....	ก
Abstract .....	ข
กิตติกรรมประกาศ .....	ค
สารบัญ .....	ง
สารบัญตาราง .....	ช
สารบัญรูป .....	ญ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย .....	1
1.3 ขอบเขตเบื้องต้น .....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย .....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ .....	3
1.6 การจัดรูปแบบรายงานวิจัย .....	3
2 ปรัชญาวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง .....	5
2.1 บทนำ .....	5
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน .....	5
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรรอก กำลังแอกทีฟ .....	7
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสคหะของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....	11
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....	14
2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....	16
2.7 สรุป .....	18

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งสำหรับวงจรรอกกำลัง แอกทีฟ.....	19
3.1	บทนำ .....	19
3.2	นิยามของทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง .....	19
3.2.1	การแปลงปริมาณทางไฟฟ้าจากแกนสามเฟสเป็นปริมาณไฟฟ้าที่อยู่บน แกน $\alpha\beta 0$ .....	19
3.2.2	นิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ในทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง .....	20
3.3	คุณสมบัติของส่วนประกอบต่าง ๆ ในทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง .....	23
3.4	ความหมายทางฟิสิกส์ .....	24
3.5	ขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง .....	24
3.6	การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ ขณะหนึ่ง .....	28
3.6.1	ระบบสำหรับการตรวจสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก .....	28
3.6.2	การทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ .....	29
3.7	สรุป .....	37
4	การสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง .....	38
4.1	บทนำ .....	38
4.2	อุปกรณ์ตรวจรู้แรงดันและกระแสไฟฟ้า .....	38
4.2.1	อุปกรณ์ตรวจรู้แรงดันไฟฟ้า .....	38
4.2.2	อุปกรณ์ตรวจรู้กระแสไฟฟ้า .....	40
4.3	การออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำสำหรับใช้แยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ ..	42
4.4	การ์ด DSP .....	45
4.5	วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก .....	48
4.6	ซอฟต์แวร์โปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง บนการ์ด DSP .....	52

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.7 ผลการทดสอบชุดตรวจจับฮาร์โมนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง .....	53
4.8 สรุป .....	58
<b>5 การออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ .....</b>	<b>59</b>
5.1 บทนำ .....	59
5.2 การกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรรองกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส .....	59
5.3 การออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการของ Ingram และ Round .....	62
5.4 การออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ .....	64
5.5 การออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีเงินเนติกอัลกอริทึม .....	67
5.5.1 หลักการค้นหาแบบเงินเนติกอัลกอริทึม .....	67
5.5.2 การทดสอบพารามิเตอร์ของเงินเนติกอัลกอริทึมสำหรับใช้ออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟ .....	74
5.5.3 การออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟโดยใช้การค้นหาแบบเงินเนติกอัลกอริทึม .....	81
5.6 การออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว .....	82
5.6.1 หลักการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว .....	82
5.6.2 การทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวสำหรับใช้ออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟ .....	86
5.6.3 การออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟโดยใช้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ..	91
5.7 ผลการจำลองสถานการณ์และการอภิปราย .....	92
5.8 สรุป .....	95
<b>6 การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ .....</b>	<b>96</b>
6.1 บทนำ .....	96
6.2 การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟที่ใช้การตรวจจับ	

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง .....	96
6.3 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟตรง .....	97
6.4 การจำลองสถานการณ์และการอภิปรายผล .....	101
6.4.1 การจำลองสถานการณ์กรณีไม่มีการควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจรกรอง กำลังแอกทีฟ .....	101
6.4.2 การจำลองสถานการณ์กรณีมีการควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจรกรอง กำลังแอกทีฟ .....	104
6.5 สรุป .....	107
7 การเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก .....	109
7.1 บทนำ .....	109
7.2 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนคิคว .....	109
7.3 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส .....	112
7.4 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูรีเยร์คิคว .....	114
7.5 การจำลองสถานการณ์และการเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก .....	117
7.6 สรุป .....	122
8 สรุปและข้อเสนอแนะ .....	123
8.1 สรุป .....	123
8.2 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบใหม่ .....	124
8.3 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต .....	129
รายการอ้างอิง .....	130
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ .....	135
ภาคผนวก ข. โค้ดโปรแกรมภาษาซีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ ขณะหนึ่ง .....	137
ประวัติผู้วิจัย .....	147



## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน .....	5
2.2 เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน .....	7
2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรรอก กำลังแอกทีฟ .....	8
2.4 เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก .....	11
2.5 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....	12
2.6 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวิธีการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอก กำลังแอกทีฟ .....	14
2.7 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชย ด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส .....	15
2.8 การเปรียบเทียบหลักการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟด้วยวิธีต่าง ๆ .....	16
2.9 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....	16
2.10 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแต่ละชนิดตัวควบคุมสำหรับใช้ควบคุมค่าแรงดัน บัสไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....	17
3.1 การระบุค่า $p_L^*$ และ $q_L^*$ ตามเงื่อนไขวัตถุประสงค์การชดเชย .....	26
3.2 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรอกผ่านสูงและวงจรมานำชนิดบัตเตอร์เวิร์ท อันดับที่ 1 ถึงอันดับที่ 3 .....	31
3.3 ค่า THD <sub>sv</sub> จากผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ โดยใช้วงจรรอกผ่านสูง .....	32
3.4 ค่า THD <sub>sv</sub> จากผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ โดยใช้วงจรรอกผ่านต่ำ .....	33
3.5 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางคานาแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก .....	36
4.1 รายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P5 และ P9 ใน eZdsp™ F2812 .....	46

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
4.2 รายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P4 และ P8 ใน eZdsp™ F2812 .....	47
4.3 รายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P7 ใน eZdsp™ F2812 .....	48
4.4 การเชื่อมต่อขาที่ 11 และ 12 ของไอซี DAC712 ทั้งสี่ตัวกับการ์ด DSP .....	49
4.5 ขั้นตอนการสั่งการควบคุมสำหรับไอซี DAC712 ตัวที่ 1 .....	50
4.6 ขั้นตอนการสั่งการควบคุมสำหรับไอซี DAC712 ตัวที่ 2 .....	50
4.7 ขั้นตอนการสั่งการควบคุมสำหรับไอซี DAC712 ตัวที่ 3 .....	51
4.8 ขั้นตอนการสั่งการควบคุมสำหรับไอซี DAC712 ตัวที่ 4 .....	51
4.9 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายทั้งสามเฟส .....	58
5.1 ผลการทดสอบขนาดประชากร .....	75
5.2 ผลการทดสอบวิธีการคัดเลือกสายพันธุ์ .....	76
5.3 ผลการทดสอบวิธีการทำครอสโอเวอร์ .....	77
5.4 ผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการทำครอสโอเวอร์ .....	77
5.5 ผลการทดสอบวิธีการทำมิวเตชัน .....	79
5.6 ผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม .....	79
5.7 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น .....	86
5.8 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง .....	87
5.9 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น .....	89
5.10 ผลการทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี .....	90
5.11 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกรณีการออกแบบวงจรรองรับ แอกทีฟโดยใช้วิธีการของ Ingram และ Round วิธี GA และวิธี ATS .....	93
7.1 เปรียบเทียบการตรวจจับฮาร์โมนิกด้วยวิธี PQ วิธี DQ วิธี SD และวิธี DQF .....	121

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
3.1 เฟสเซอร์โคอะแกรมการแปลงแกนสามเฟสเป็นแกน $\alpha\beta 0$ .....	20
3.2 ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส .....	22
3.3 แผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง.....	27
3.4 ระบบสำหรับการตรวจสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก.....	28
3.5 บล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่สร้างขึ้นจาก ชุดบล็อก simulink ใน โปรแกรม MATLAB.....	30
3.6 การแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้งานกรองผ่านสูง .....	31
3.7 การแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้งานกรองผ่านต่ำ .....	31
3.8 ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้งานกรองผ่านสูง .....	34
3.9 ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้งานกรองผ่านต่ำ .....	34
3.10 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส $a$ กรณีใช้งานกรองผ่านสูงแยกปริมาณฮาร์มอนิก ...	35
3.11 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส $a$ กรณีใช้งานกรองผ่านต่ำแยกปริมาณฮาร์มอนิก ...	35
4.1 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้สำหรับตรวจวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ .....	39
4.2 ผลการทดสอบอุปกรณ์ตรวจรู้แรงดันไฟฟ้า .....	39
4.3 รูปสัญญาณเอาต์พุตของวงจรป้อนแต่งสัญญาณกรณีตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า .....	40
4.4 ผลการทดสอบอุปกรณ์ตรวจรู้กระแสไฟฟ้า .....	41
4.5 รูปสัญญาณเอาต์พุตของวงจรป้อนแต่งสัญญาณกรณีตรวจวัดกระแสไฟฟ้า .....	41
4.6 วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 แบบ unity-gain Sallen-Key .....	42
4.7 วงจรกรองผ่านต่ำชนิดบัตเตอร์เวิร์ท อันดับที่ 3 ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz .....	45
4.8 การจัดเรียงพินของช่องสัญญาณวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลของการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 .....	45
4.9 การจัดเรียงพินพอร์ตไอโอของการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 .....	46

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.10 การเชื่อมต่อ ไอซีแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกกับพอร์ตไอโอของการ์ด DSP .....	49
4.11 แผนภูมิการโปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง .....	52
4.12 ชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง .....	54
4.13 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณากำจัดฮาร์มอนิก .....	54
4.14 การทดสอบชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง .....	55
4.15 ผลการทดสอบการตรวจจับฮาร์มอนิกกรณีเฟส $a$ .....	56
4.16 ผลการทดสอบการตรวจจับฮาร์มอนิกกรณีเฟส $b$ .....	56
4.17 ผลการทดสอบการตรวจจับฮาร์มอนิกกรณีเฟส $c$ .....	57
5.1 ระเบยกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟ .....	60
5.2 โครงสร้างบล็อกไดอะแกรมการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส .....	61
5.3 ลักษณะการควบคุมรูปคลื่นสัญญาณด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส .....	61
5.4 สเปกตรัมฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง .....	62
5.5 ผลการจำลองสถานการณ์กระแสอ้างอิงสำหรับชดเชย .....	63
5.6 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาทาง ปัญญาประดิษฐ์ .....	64
5.7 แผนภาพโปรแกรมการคำนวณของฟังก์ชันวัตถุประสงค์ .....	66
5.8 จินเนติกอัลกอริทึม .....	68
5.9 การคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูเล็ต .....	68
5.10 การคัดเลือกสายพันธุ์แบบการเฟ้นสุ่มครอบอาณาจักรการค้นหา .....	69
5.11 การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว .....	70
5.12 การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด .....	70
5.13 การทำครอสโอเวอร์แบบกระจาย .....	71
5.14 การมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม .....	71
5.15 การมิวเตชันแบบเกาส์เซียน .....	72

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.16 ขั้นตอนการค้นหาค่าที่เหมาะสมแบบจินเนติกอัลกอริทึม .....	73
5.17 การดูเข้าของค่า %THD กรณีวิธีจินเนติกอัลกอริทึม .....	82
5.18 การสุ่มค่าตอบเริ่มต้น $S_0$ ในพื้นที่ค้นหา .....	83
5.19 ค่าตอบรอบข้างภายในรัศมีการค้นหา $S_0$ .....	83
5.20 การกำหนดค่าตอบรอบข้างที่ดีที่สุดเป็น $S_{best}^{new}$ .....	84
5.21 การกำหนดให้ $S_{best}^{new}$ เป็น $S_{best}$ .....	84
5.22 การกำหนดให้ $S_{best}$ เป็น $S_0$ .....	84
5.23 การค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว .....	85
5.24 การดูเข้าของค่า %THD กรณีวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว .....	91
5.25 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณี APF ออกแบบโดยใช้วิธีการของ Ingram และ Round .....	93
5.26 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณี APF ออกแบบโดยใช้วิธี GA .....	94
5.27 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณี APF ออกแบบโดยใช้วิธี ATS .....	94
6.1 แผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่มี การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ .....	97
6.2 โครงสร้างของวงจรรองกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน .....	98
6.3 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ .....	99
6.4 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟโดย ประมาณค่าที่สองของ $V_{dc}^2$ ด้วยอนุกรมเทย์เลอร์ .....	99
6.5 ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณีไม่มีการควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจร รองกำลังแอกทีฟ .....	101
6.6 ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟกรณีไม่มีการควบคุม .....	103
6.7 ขั้นตอนการค้นหาค่าที่เหมาะสมแบบจินเนติกอัลกอริทึม .....	103
6.8 ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณีมีการควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจรรอง	

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
กำลังแอกทีฟ .....	104
6.9 ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟกรณีมีการควบคุม .....	105
6.10 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส $a$ กรณีมีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง .....	106
6.11 ค่า %THD หลังการชดเชย ที่ค่าแรงดันบัสไฟตรงต่าง ๆ .....	107
7.1 เวกเตอร์กระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดบนแกนตีคว .....	110
7.2 การแยกกระแสฮาร์มอนิกบนแกนตี .....	110
7.3 การแยกกระแสฮาร์มอนิกบนแกนตีคว .....	111
7.4 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนตีคว .....	111
7.5 การแยกปริมาณมูลฐานออกจากปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟสามเฟส .....	113
7.6 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส .....	114
7.7 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูรีเยร์ตีคว .....	114
7.8 แผนภาพอธิบายการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ $A_{0d}$ และ $A_{0q}$ .....	116
7.9 ระบบสำหรับการทดสอบเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก .....	118
7.10 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส $a$ กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ .....	119
7.11 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส $a$ กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQ .....	120
7.12 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส $a$ กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SD .....	120
7.13 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส $a$ กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF .....	121
8.1 ระบบที่พิจารณาในการกำจัดฮาร์มอนิก .....	125
8.2 การดูเข้าของค่า %THD .....	126
8.3 ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ .....	128
8.4 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกกรณีเฟส $a$ .....	128

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันในโรงงานอุตสาหกรรม สำนักงาน และบ้านพักอาศัยต่าง ๆ ได้ใช้โหลดอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้นเป็นจำนวนมาก ดังเช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ หลอดฟลูออเรสเซนต์ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ วงจรคอนเวอร์เตอร์ วงจรชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ อุปกรณ์ที่มีการทำงานประเภทอาร์ค หม้อแปลงไฟฟ้า และเครื่องจักรกลไฟฟ้า เป็นต้น การใช้โหลดไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวจะส่งผลให้เกิดฮาร์มอนิกขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง ซึ่งฮาร์มอนิกเหล่านี้ถือว่าเป็นปัญหา หรือ “มลพิษ” ที่สำคัญอย่างหนึ่งทางไฟฟ้า เนื่องจากปัญหาดังกล่าวก่อให้เกิดผลเสียหลายประการ เช่น เกิดกำลังงานสูญเสียที่สายส่งและภายในตัวอุปกรณ์ไฟฟ้า ทำให้อุปกรณ์ป้องกันและมิเตอร์วัดไฟฟ้าทำงานผิดพลาด และทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ มีอายุการใช้งานสั้นลง เป็นต้น จากผลเสียดังกล่าว จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องทำการแก้ไขปัญหาฮาร์มอนิกให้หมดไปหรือลดน้อยลง เพื่อให้ระบบไฟฟ้ากำลังมีคุณภาพทางไฟฟ้าเพิ่มมากขึ้น การกำจัดฮาร์มอนิกที่นิยมใช้ในปัจจุบันมีอยู่หลายวิธีด้วยกัน เช่น การใช้วงจรกรองกำลังพาสซีฟ การใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟ และการใช้วงจรกรองกำลังไฮบริด แต่ในงานวิจัยนี้มุ่งเน้นและพัฒนาการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟเท่านั้น ทั้งนี้เนื่องจากวิธีดังกล่าวเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพในการกำจัดฮาร์มอนิกสูง และมีความยืดหยุ่นต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ากำลังสูงกว่าการใช้วงจรกรองกำลังพาสซีฟ อีกทั้งยังไม่ประสบปัญหาจากสถานะเรโซแนนซ์อีกด้วย

### 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าด้านการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

1.2.2 เพื่อศึกษาค้นคว้าการสร้างแบบจำลองของระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ร่วมกับ simulink บนโปรแกรม MATLAB

1.2.3 เพื่อทำการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ ขณะหนึ่งให้มีประสิทธิภาพการตรวจจับที่ดีขึ้น

1.2.4 เพื่อทำการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิสให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีขึ้น โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์

1.2.5 เพื่อทำการออกแบบวิธีควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

1.2.6 เพื่อทำการเปรียบเทียบผลการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (PQ) วิธีแกนหมุนดีคิว (DQ) วิธีการตรวจจับซิงโครนัส (SD) และวิธีฟูรีเยร์ดีคิว (DQF)

1.2.7 เพื่อสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง สำหรับการปฏิบัติงานจริง

### 1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 การจำลองสถานการณ์ใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ร่วมกับ simulink บนโปรแกรม MATLAB

1.3.2 การวิเคราะห์และแก้ไขปัญหารวมฮาร์มอนิกมุ่งเน้นที่การปรับแก้กระแสฮาร์มอนิกเพียงอย่างเดียว

1.3.3 การวัดผลค่า %THD ในงานวิจัยนี้ใช้มาตรฐาน IEEE std. 519-1992 เป็นเกณฑ์กำหนด

1.3.4 โหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

1.3.5 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ 2 วิธี คือ วิธีการค้นหาแบบจินเนติอัลกอริทึม และวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว โดยกรณีวิธีจินเนติอัลกอริทึมใช้บล็อกเครื่องมือ (tool block) ของ โปรแกรม MATLAB

1.3.6 การออกแบบวิธีควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ

1.3.7 ระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เป็นระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล

1.3.8 โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส

### 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 งานวิจัยนี้พิจารณาเฉพาะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลเท่านั้น

1.4.2 ผลการจำลองสถานการณ์ต้องอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992



## 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 ได้องค์ความรู้ด้านการกำจัดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังโดยใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟ
- 1.5.2 ได้โปรแกรมสำหรับการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก
- 1.5.3 ได้วิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่มีสมรรถนะดีขึ้น
- 1.5.4 ได้องค์ความรู้ด้านการควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส
- 1.5.5 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ 2 วิธี ได้แก่ วิธีการค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึม และวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว
- 1.5.6 ได้องค์ความรู้ใหม่ ในการออกแบบตัวควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ
- 1.5.7 ได้ชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง
- 1.5.8 ได้บทความวิจัย เผยแพร่ระดับชาติ และ นานาชาติ

## 1.6 การจัดรูปเล่มรายงานวิจัย

รายงานวิจัยเล่มนี้ประกอบด้วย 8 บท ซึ่งในแต่ละบทได้นำเสนอดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความจำเป็น และความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับของงานวิจัย รวมทั้งขอบเขตของงานวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเกี่ยวกับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

บทที่ 3 อธิบายการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง นิยามคุณสมบัติ ความหมายทางฟิสิกส์ของส่วนประกอบต่าง ๆ ในทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ นอกจากนี้ได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

บทที่ 4 นำเสนอการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกที่ได้รับการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกแล้วจากบทที่ 3 โดยใช้การ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812

บทที่ 5 นำเสนอการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ 2 วิธี คือ วิธีจินเนติกอัลกอริทึม (GA) และวิธีการค้นหา

แบบตามูเชิงปรับตัว (ATS) รวมถึงผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรองกำลังแอกทีฟที่ได้จากการออกแบบในแต่ละวิธี

บทที่ 6 นำเสนอการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI controller) และผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบกรณีมีการควบคุมและไม่มีการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงดังกล่าว

บทที่ 7 นำเสนอเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 4 วิธี คือ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (PQ) วิธีแกนหมุนดีคิว (DQ) วิธีการตรวจจับซิงโครนัส (SD) และวิธีฟูริเยร์ดีคิว (DQF) โดยทำการเปรียบเทียบ 2 ประเด็น คือ สมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิก และการปรับปรุงตัวประกอบกำลังให้กับระบบไฟฟ้าภายหลังการชดเชย

บทที่ 8 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวกมีอยู่ด้วยกัน 2 ส่วน คือ ภาคผนวก ก. แสดงรายการบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการระดับชาติและนานาชาติ และ บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับชาติและนานาชาติ ภาคผนวก ข. แสดงรายละเอียดโค้ดโปรแกรมภาษาซีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ในส่วนของการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกในบทที่ 4

## บทที่ 2

# ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 บทนำ

งานวิจัยนี้ดำเนินการวิจัยเกี่ยวกับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสแบบสมดุล ซึ่งในอดีตที่ผ่านมางานวิจัยดังกล่าว ได้มีผู้ทำการวิจัยค้นคว้า และพัฒนาอย่างต่อเนื่องมาจนถึงปัจจุบัน ด้วยเหตุนี้ในบทที่ 2 จึงเป็นการนำเสนอการสำรวจวรรณกรรมงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยแบ่งออกเป็น 5 หัวข้อ คือ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งแต่ละหัวข้อผู้วิจัยจะนำเสนอเรียงตามลำดับปีที่ตีพิมพ์ รวมถึงอธิบายสาระสำคัญของแต่ละงานวิจัยไว้พอสังเขป นอกจากนี้ การสรุปเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวิธีการต่าง ๆ ในแต่ละหัวข้อ ได้ถูกนำเสนอไว้ด้วยเช่นกัน

### 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

งานวิจัยนี้มุ่งเน้นที่การปรับแก้กระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสแบบสมดุล ดังนั้นวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ใช้สำหรับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกจึงต้องเป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน (Shunt Active Power Filter: SAPF) ซึ่งตามที่คุณวิจัยได้ทำการค้นคว้า พบว่า วงจรดังกล่าวมีโครงสร้างอยู่ 2 รูปแบบ คือ วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter: VSI) และชนิดแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter: CSI) โดยปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟทั้งสองรูปแบบ แสดงได้ดังตารางที่ 2.1 ดังนี้

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1988	Hayashi, Sato and Takahashi	นำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส โดยโพลที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์ คือ วงจรเรียงกระแสที่

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		มีโหลดเป็นความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ
1999	Benchaita, Saadate and Nia	นำเสนอการเปรียบเทียบ โครงสร้างและคุณสมบัติของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน และวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งผลการเปรียบเทียบ พบว่า วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันมีความอ่อนตัวสูงกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส
2000	Zhuo, Yang, Hu and Wang	ใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน โดยพิจารณาระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสี่สาย
2006	Zouidi, Fnaiech and AL-Haddad	นำเสนอ โครงสร้างของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสามเฟสสามสาย และสามเฟสสี่สาย และได้เปรียบเทียบคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรดังกล่าว กับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส โดยการเปรียบเทียบที่น่าสนใจ คือ ความไวในการตอบสนอง ความอ่อนตัวของวงจรกำลังงานสูญเสียต่าง ๆ และราคา โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันดีกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ทั้งที่คุณสมบัติดังกล่าว
2007	Routimo, Salo and Tuusa	นำเสนอเปรียบเทียบประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันและแหล่งจ่ายกระแส โดยทดสอบกับโหลด 2 กรณี คือ กรณีโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแทนด้วยวงจรเรียงกระแสที่มีโหลดความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และกรณีโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแทนด้วยวงจรเรียงกระแสที่มีโหลดความต้านทานขนานกับตัวเก็บประจุ ซึ่งผลการทดสอบทั้งสองกรณี พบว่า วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกดีกว่ากรณีที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส

จากปรัทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยในตารางที่ 2.1 สามารถสรุปเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของ วงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน และชนิด แหล่งจ่ายกระแส ได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

คุณสมบัติ	ชนิดของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	
	วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิด แหล่งจ่ายแรงดัน	วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิด แหล่งจ่ายกระแส
1. ระบบไฟฟ้ากำลัง	สามเฟส	สามเฟส
2. แหล่งเก็บสะสมพลังงาน	ตัวเก็บประจุ	ตัวเหนี่ยวนำ
3. สัญญาณเอาต์พุตของวงจร และหลัก การทำงาน	สัญญาณเอาต์พุตเป็นค่า แรงดันผ่านตัวเหนี่ยวนำ เพื่อเปลี่ยนเป็นกระแส ชดเชยฉีกเข้า ณ จุด PCC	สัญญาณเอาต์พุตเป็น กระแสชดเชยฉีกเข้า ณ จุด PCC โดยตรง
4. ความซับซ้อนในการควบคุม	ง่าย	ยาก
5. ความไวในการตอบสนองต่อการ ทำงาน	เร็ว	ปานกลาง
6. ความอ่อนตัวต่อการเปลี่ยนแปลงค่า พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ากำลัง	ดี	ไม่ดี
7. กำลังงานสูญเสียต่าง ๆ	ปานกลาง	มาก
8. ประสิทธิภาพในการกำจัดฮาร์มอนิก	ดี	ดี
9. ราคา	ถูก	แพง

### 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรรองกำลัง แอกทีฟ

การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรองกำลังแอกทีฟจำเป็นต้องมีการตรวจจับฮาร์มอนิกเพื่อ สร้างกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย ซึ่งปัจจุบันมีวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกอยู่หลายวิธี และในแต่ละวิธีมีรูปแบบการคำนวณที่แตกต่างกัน ในหัวข้อนี้จึงนำเสนอปรัทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยที่ เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีต่าง ๆ ซึ่งได้ถูกนำเสนอมาตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน ดัง

แสดงไว้ในตารางที่ 2.3 จากตารางดังกล่าว และการค้นคว้าเพิ่มเติมของผู้วิจัยสามารถสรุปเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแต่ละวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก ดังแสดงไว้ในตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรรองกำลัง แยกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1984	Akagi, Kanazawa and Nabae	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ ขณะหนึ่ง (instantaneous reactive power theory) หรือวิธี PQ สำหรับคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย รวมถึงมี การชดเชยกำลังรีแอกทีฟ โดยพิจารณาเฉพาะระบบไฟฟ้ากำลัง สามเฟสแบบสมดุล
1988	Takeda, Ikeda, Teramoto and Aritsuka	ใช้อัลกอริทึมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนดีคิว (DQ axis) หรือ วิธี DQ ซึ่งเลือกการทำงานของวงจรรองกำลัง แยกทีฟได้สามโหมด คือ กำจัดกระแสฮาร์มอนิก ชดเชยกำลัง รีแอกทีฟ และกำจัดกระแสลำดับเฟสลบ (negative-phase current) นอกจากนี้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQ สามารถ เลือกตรวจจับฮาร์มอนิกบางอันดับก็ได้
1994	Chen , Lin and Huang	ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส (synchronous detection) หรือวิธี SD สำหรับคำนวณหาค่ากระแส อ้างอิงสำหรับการชดเชย โดยพิจารณาระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส แบบไม่สมดุล
1994	Chen, Lin and Huang	ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัสแบบ ค่ากระแสเท่ากัน สำหรับคำนวณหาค่ากระแสชดเชย โดย พิจารณาระบบสามเฟสที่ไม่สมดุล
1996	Peng and Lai	ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ในรูปทั่วไป สำหรับการคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการ ชดเชย และการชดเชยกำลังรีแอกทีฟ
1998	Valouch, Lin and Chen	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส สำหรับคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย และชดเชย

ตารางที่ 2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลัง  
แอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		ค่ากำลังรีแอกทีฟ โดยพิจารณาในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสแบบ สมดุล
2000	Chang and Chen	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการอ้างอิงเฟส abc (a-b- c reference frame) สำหรับคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงสำหรับ การชดเชย โดยพิจารณาในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสี่สาย
2000	Zhang, Yi and He	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี $DQ_k$ ซึ่งเป็นวิธีที่พัฒนามา จากวิธี DQ โดยสามารถเลือกตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะบางอันดับ ได้ (อันดับที่ k) จึงเหมาะสำหรับใช้ร่วมกับวงจรกรองกำลัง ไฮบริด
2000	Soares, Verdelho, and Marques	เปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกระหว่างวิธี PQ กับวิธี ทฤษฎีกระแสแอกทีฟและกระแสรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (instantaneous active and reactive current) โดยวิธีทฤษฎีกระแส แอกทีฟและรีแอกทีฟขณะหนึ่งให้ผลการระบุเอกลักษณ์ที่ดีกว่า ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักไม่เป็นไซน์ บริสุทธิ์
2001	EI-Habrouk and Darwish	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี sliding window Fourier analysis (วิธี SWFA) สำหรับการคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิง สำหรับการชดเชย ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่ปรับการคำนวณให้เร็วกว่าวิธี FFT ปกติ โดยทำการคำนวณเพียงองค์ประกอบมูลฐานของ กระแส จากนั้นจึงนำไปห้กลับกับค่ากระแสโหลดทั้งหมด ผลที่ ได้ คือ ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย
2004	Hao, Cheng and You	ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQ สำหรับคำนวณหา ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย โดยพิจารณาเฉพาะระบบ ไฟฟ้ากำลังสามเฟสแบบสมดุลเท่านั้น
2004	Chen and Xie	นำเสนอเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการตรวจจับฮาร์มอนิก ด้วยวิธี PQ กับวิธี DQ โดยทำการเปรียบเทียบทั้งหมด 4 ประเด็น

ตารางที่ 2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรรองกำลัง แอ็กทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		คือ ผลของความเพี้ยนของแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ผลของโหลดชนิดไม่สมดุล ความยากง่ายในการคำนวณอัลกอริทึม และการชดเชยกำลังรีแอ็กทีฟ ซึ่งผลการเปรียบเทียบในประเด็นที่ 1 และ 2 วิธี DQ ดีกว่าวิธี PQ แต่ประเด็นที่ 4. วิธี PQ ดีกว่าวิธี DQ และทั้งสองวิธีมีความยากง่ายในการคำนวณอัลกอริทึมใกล้เคียงกัน
2006	Ozdemir, Ucar, Kesler M. and Kale	พัฒนาการตรวจฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอ็กทีฟ ขณะหนึ่งโดยใช้ ค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย เป็นอินพุตการคำนวณ
2007	Sujitjorn, K-L. Areerak and Kulworawanchpong	นำเสนอการตรวจฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคิว (DQ axis with Fourier) หรือวิธี DQF สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสี่สายแบบไม่สมดุล โดยผลการจำลองสถานการณ์มีการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการตรวจฮาร์มอนิกกับอีก 2 วิธี คือ วิธี DQ และวิธี SWFA ซึ่งวิธี DQF ให้ผลตรวจจับดีกว่าอีกสองวิธี และสามารถปรับให้ระบบไฟฟ้าที่ไม่สมดุลก่อนการชดเชย อยู่ในสถานะสมดุลหลังได้รับการชดเชยได้
2009	Abdelkhalek and Benachaiba	นำเสนอเปรียบเทียบประสิทธิภาพการตรวจฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี SD โดยทำการทดสอบกับระบบไฟฟ้ากำลังที่ต่อเข้ากับโหลดสมดุล ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ กรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเป็นไซน์บริสุทธิ์ และกรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายไม่เป็นไซน์บริสุทธิ์ ซึ่งผลการทดสอบ พบว่ากรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเป็นไซน์บริสุทธิ์ ทั้งสองวิธีให้ผลการตรวจจับดีทั้งคู่ แต่ในกรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายไม่เป็นไซน์บริสุทธิ์ วิธี PQ ให้ผลการตรวจจับฮาร์มอนิกดีกว่าวิธี SD



ตารางที่ 2.4 เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก

สถานะโหลดของระบบ ไฟฟ้ากำลัง	วิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก					
	วิธี PQ	วิธี DQ	วิธี SD	วิธี a-b-c Ref. frame	วิธี SWFA	วิธี DQF
สมรรถนะในการตรวจจับฮาร์มอนิก						
1. ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่ต่อเข้ากับโหลดสมดุล	ดี	ดี	ดี	ดี	ดีมาก	ดีมาก
2. ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่ต่อเข้ากับโหลดไม่สมดุล	ดี	ดี	ไม่ดี	ดี	ดี	ดี
การชดเชยกำลังรีแอกทีฟหรือปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง						
1. ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่ต่อเข้ากับโหลดสมดุล	ดีมาก	ดี	ดีมาก	ไม่ดี	ไม่ดี	ดี
2. ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่ต่อเข้ากับโหลดไม่สมดุล	ดีมาก	ดี	ไม่ดี	ไม่ดี	ไม่ดี	ดี
คุณสมบัติด้านการคำนวณ						
1. ความยุ่งยากซับซ้อนใน การคำนวณ	ปาน กลาง	ปาน กลาง	ปาน กลาง	ไม่ ซับซ้อน	ซับซ้อน	ซับซ้อน
2. ความเร็วในการคำนวณ	เร็ว	เร็ว	เร็ว	เร็ว	เร็วมาก	เร็ว

## 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

การควบคุมให้วงจรรอกำลังแอกทีฟสามารถฉีดกระแสชดเชยได้ตามลักษณะรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิก ถือเป็นสิ่งสำคัญอีกอย่างหนึ่ง โดยในอดีตที่ผ่านมาได้มีผู้นำเสนอผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสดังกล่าวอยู่เป็นจำนวนมาก ซึ่งตามที่มีผู้วิจัยได้ค้นคว้า พบว่า วิธีการควบคุมกระแสสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 กลุ่ม คือ การควบคุมกระแสแบบเชิงเส้น (linear control) และการควบคุมกระแสแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear control) โดยวิธีการควบคุมกระแสแบบเชิงเส้น ได้แก่ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม (carrier base PWM) วิธีพีไอ (PI controller) วิธีเดบทีท (deadbeat) เป็นต้น ส่วนการควบคุมกระแสแบบไม่เป็นเชิงเส้นได้แก่ วิธีเดลต้า (delta) วิธีฮิสเทอรีซิส (hysteresis) และวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ (AI methods) เป็นต้น ดัง

แสดงปริทัศน์วรรณกรรมไว้ในตารางที่ 2.5 จากตารางดังกล่าว สามารถสรุปเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแต่ละวิธีได้ดังตารางที่ 2.6

ตารางที่ 2.5 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแยกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1993	Kazmierkowski, and Dzieniakowski	นำเสนอผลการสำรวจวิธีการควบคุมกระแส ซึ่งมีจำนวนทั้งหมด 7 วิธี ได้แก่ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม วิธีพีไอ วิธีพยากรณ์ (predictive) วิธีเคลด้า วิธีอีสเตอริซีส วิธีเครือข่ายประสาทเทียม (neural network) และวิธีฟัซซีลอจิก (fuzzy logic)
1994	Holtz	นำเสนอการควบคุมกระแสด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งอาศัยการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนกับสัญญาณรูดเอียง (ramp carrier) โดยค่าความคลาดเคลื่อนดังกล่าว คือ ผลต่างระหว่างค่ากระแสอ้างอิงกับค่ากระแสจริง
1994	Dixon, Tepper M. And Morhn T.	นำเสนอเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการควบคุมกระแสทั้งหมด 3 วิธี ได้แก่ วิธี periodic sampling หรือวิธีเคลด้า วิธีอีสเตอริซีส และวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม โดยทำการทดสอบ 3 กรณี คือ กรณีควบคุมสัญญาณกระแสรูปไซน์ กรณีควบคุมสัญญาณกระแสรูปสี่เหลี่ยม และกรณีควบคุมสัญญาณกระแสชดเชยฮาร์มอนิก ซึ่งผลการทดสอบ พบว่า กรณีควบคุมกระแสรูปไซน์ วิธีพีดับเบิลยูเอ็มดีที่สุด ส่วนกรณีควบคุมกระแสรูปสี่เหลี่ยม และควบคุมรูปกระแสชดเชยฮาร์มอนิก วิธีอีสเตอริซีส ดีกว่าอีกสองวิธีที่เหลือ
1998	Kazmierkowski, and Malesani	นำเสนอผลการสำรวจวิธีการควบคุมกระแส ซึ่งมีจำนวนทั้งหมด 6 วิธี ได้แก่ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม วิธีพีไอ วิธีเดบิท หรือวิธีพยากรณ์ วิธีเคลด้า วิธีอีสเตอริซีส และวิธีเครือข่ายประสาทเทียม
1998	Buso, Malesani and Mattavelli	นำเสนอเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการควบคุมกระแสทั้งหมด 3 วิธี ได้แก่ พีดับเบิลยูเอ็ม วิธีเดบิท และวิธีอีสเตอริซีส โดยทำการทดสอบควบคุมกระแสชดเชยให้กับวงจรรอก

ตารางที่ 2.5 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		กำลังแอกทีฟ ซึ่งผลการทดสอบ พบว่า วิธีฮิสเตอร์ซิสติคดีกว่าอีกสองวิธีที่เหลือ
1998	Malesani, Mattavelli and Buso	นำเสนอการควบคุมกระแสชดเชยให้กับวงจรรอกกำลังแอกทีฟด้วยวิธีเดบิต โดยทดสอบสามกรณี โหลดไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งผลการทดสอบทั้งสามกรณี โหลด พบว่า สัญญาณกระแสทางด้านแหล่งจ่ายหลังได้รับการชดเชยเป็นรูปไซน์มากขึ้น
2003	Kale and Ozdemir	นำเสนอวิธีการควบคุมกระแสด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิสติคเชิงปรับตัว ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่พัฒนามาจากวิธีฮิสเตอร์ซิสติคเดิม โดยพัฒนาเพิ่มเติมการปรับค่าแถบฮิสเตอร์ซิสเพื่อให้ค่าความถี่สวิตช์มีค่าคงที่ตลอดการทำงาน
2005	Mazari and Mekri	นำเสนอการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีพีชฮิสเตอร์ซิสติค โดยพื้นฐานแล้วเป็นวิธีฮิสเตอร์ซิสติค แต่ใช้พีชชดเชยเข้ามาช่วยในการปรับค่าแถบฮิสเตอร์ซิสเพื่อให้ค่าความถี่สวิตช์มีค่าคงที่ตลอดการทำงาน
2007	Rodriguez, Pontt and Silva	นำเสนอการควบคุมกระแสด้วยวิธีพยากรณ์ และเปรียบเทียบประสิทธิภาพการควบคุมกับอีกสองวิธี คือ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม และวิธี ฮิสเตอร์ซิสติค โดยดำเนินการทดสอบควบคุมกระแสรูปไซน์ ซึ่งผลการทดสอบ พบว่า วิธีพยากรณ์มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าอีกสองวิธี เมื่อพิจารณาที่บริเวณเชื่อมต่อของรูปสัญญาณไซน์ในแต่ละคาบ

ตารางที่ 2.6 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวิธีการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกำลัง แยกทีฟ

คุณสมบัติ	วิธีควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกำลังแยกทีฟ					
	วิธี พีคแบลยูเอ็ม	วิธี พีไอ	วิธี เคลด้า	วิธี ฮีสเตอร์ซิส	วิธี เดบิท	วิธี AI
1. ควบคุมรูปสัญญาณ กระแสชดเชย	ดี	ดีมาก	ดี	ดีมาก	ดีมาก	ดีมาก
2. ความยุ่งยาก ซับซ้อน	ง่าย	ปาน กลาง	ปาน กลาง	ง่าย	ยุ่งยาก	ยุ่งยาก
3. ความเร็วในการ ตอบสนอง	เร็ว	เร็ว	เร็ว	เร็ว	ช้า	ปาน กลาง
4. ความถี่สวิตช์	คงที่	คงที่	คงที่	เปลี่ยนแปลง	คงที่	คงที่
5. เวลาหน่วง	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี	นาน	ปาน กลาง

## 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรรอกำลังแยกทีฟ

เนื่องจากผู้วิจัยเลือกใช้การควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮีสเตอร์ซิส ดังนั้น การออกแบบวงจรรอกำลังแยกทีฟ นอกจากจะต้องทำการออกแบบค่าแรงดันบัลไฟตรง ( $V_{dc}$ ) และค่าตัวเหนี่ยวนำ ( $L_f$ ) ของวงจรรอกแล้ว ยังต้องทำการออกแบบค่าแถบฮีสเตอร์ซิส (HB) ของการควบคุมกระแสอีกด้วย ซึ่งงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรรอกำลังแยกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮีสเตอร์ซิส ตามที่ผู้วิจัยได้ทำการค้นคว้าตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน แสดงได้ดังตารางที่ 2.7 จากตารางดังกล่าว สามารถสรุปเปรียบเทียบหลักการออกแบบวงจรรอกำลังแยกทีฟของแต่วิธีได้ดังตารางที่ 2.8

ตารางที่ 2.7 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1997	Ingram and Round	นำเสนอการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส โดยอาศัยการพิจารณาค่าความชันสูงสุดของสัญญาณกระแสชดเชย สำหรับการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำวงจรรอก จากนั้น นำค่าตัวเหนี่ยวนำที่ได้ และค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟซึ่งได้จากการเลือกค่าของผู้ออกแบบไปคำนวณหาค่าแถบฮิสเตอร์ซิสอีกครั้งหนึ่ง
2005	Cupertino, Marinelli, Zanchetta and Sumner	นำเสนอการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟ และระบบการควบคุม โดยใช้วิธีจินเนติกอัลกอริทึม (genetic algorithm) ซึ่งเป็นวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ โดยถูกนำมาช่วยในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ
2007	Zare and Nami	นำเสนอการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิสซึ่งใช้เทคนิคการสวิตช์ 2 วิธี ได้แก่ วิธีไบโพลาร์ (bipolar modulation) และวิธียูนิโพลาร์ (unipolar modulation) โดยทั้งสองวิธีดังกล่าวอาศัยการวิเคราะห์รูปสัญญาณกระแสชดเชยในช่วงเวลาหนึ่งคาบ ซึ่งกรณีวิธีไบโพลาร์ พัลส์สัญญาณควบคุมกระแสมีค่าสูงสุดและต่ำสุด คือ $+V_{dc}$ และ $-V_{dc}$ ตามลำดับ แต่กรณีวิธียูนิโพลาร์ พัลส์สัญญาณควบคุมกระแสมีค่าสูงสุดและต่ำสุด คือ $+V_{dc}$ และ 0 ตามลำดับ
2009	Narongrit, K-L Areerak and Srikaew	นำเสนอการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว (adaptive tabu search) ซึ่งเป็นวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์อีกวิธีหนึ่ง โดยการออกแบบจะอาศัยการค้นหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เหมาะสมสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ เพื่อให้วงจรดังกล่าวมีสมรรถนะการทำงานที่ดีที่สุด

ตารางที่ 2.8 การเปรียบเทียบหลักการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟด้วยวิธีต่าง ๆ

วิธีการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟ	หลักการออกแบบ
1.วิธีการของ Ingram และ Round	ออกแบบโดยใช้สมการการคำนวณ โดยค่าที่คำนวณได้จะอยู่ในรูปแบบของค่าสูงสุด ซึ่งต้องเลือกค่าพารามิเตอร์ที่อยู่ในช่วงค่าสูงสุดดังกล่าวอีกครั้งหนึ่ง
2.วิธีการของ Zare และ Nami	ออกแบบโดยใช้สมการการคำนวณ และอาศัยการเลือกค่าพารามิเตอร์ตัวแปรของสมการจากผู้ออกแบบ
3.วิธีทางปัญญาประดิษฐ์	ออกแบบโดยใช้หลักการค้นหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เหมาะสมสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ

## 2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

เนื่องจากในสภาวะการทำงานปกติของวงจรรอกำลังแอกทีฟค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรดังกล่าวจะไม่ตรงตามค่าแรงดันที่ได้ทำการออกแบบไว้ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการนิโคกระแสของวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยตรง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการควบคุมค่าแรงดันให้มีค่าคงที่ตลอดการทำงาน โดยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ ตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน แสดงได้ดังตารางที่ 2.9 จากตารางดังกล่าว สามารถสรุปเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแต่ละชนิดตัวควบคุมได้ดังตารางที่ 2.10

ตารางที่ 2.9 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1997	Soares, Verdelho and Marques	ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ โดยทำการควบคุมค่าผลต่างระหว่างค่าแรงดันสูงสุดกับค่าแรงดันต่ำสุด ( $\Delta V_{dc} = V_{dc,max} - V_{dc,min}$ ) แทนการควบคุม $V_{dc}$ โดยตรง
1998	Bruyant, Machmoum, and Chevrel	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุม 2 ชนิด คือ ตัวควบคุมแบบพีไอ และแบบอาเอสที (RST controller) โดยที่ R S และ T คือ สมการพหุนามที่อยู่ใน

ตารางที่ 2.9 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		เมน s การออกแบบตัวควบคุมทั้งสองชนิดดังกล่าว อาศัยสมการพลังงานที่ตัวเก็บประจุ สำหรับการสร้างบล็อกควบคุม
1999	Casadei, Grandi, Reggiani and Rossi	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ โดยควบคุมค่าพลังงานที่ตัวเก็บประจุ แทนการควบคุมค่า $V_{dc}$ โดยตรง
2001	Cho and Song	ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ และนำเสนอการนำตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบแล้ว เข้าไปเชื่อมต่อกภายในอัลกอริทึมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ
2005	Abaali, Lamchich and Raoufi	นำเสนอการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ โดยอาศัยสมการกำลังไฟฟ้า สำหรับการสร้างบล็อกควบคุม และการออกแบบตัวควบคุมพีไอ
2005	Mazari and Mekri	นำเสนอการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ ด้วยตัวควบคุม 2 ชนิด คือ ตัวควบคุมแบบพีไอ และตัวควบคุมแบบพีซีลอจิก โดยทำการควบคุมค่าแรงดันยกกำลังสอง ( $V_{dc}^2$ ) แทนการควบคุมค่า $V_{dc}$ โดยตรง
2007	Zawawi, Youssef and Sebakhy	นำเสนอการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ โดยออกแบบควบคุมค่า $\Delta V_{dc}$ แทนการควบคุมค่า $V_{dc}$ โดยตรง

ตารางที่ 2.10 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแต่ละชนิดตัวควบคุมสำหรับใช้ควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

คุณสมบัติ	ชนิดตัวควบคุม		
	พีไอ	อาเอสที	พีซีลอจิก
1. ความยากง่ายในการออกแบบ	ง่าย	ยาก	ยาก
2. ประสิทธิภาพในการควบคุม	ดี	ดี	ดีมาก

## 2.7 สรุป

ปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัย ที่ได้นำเสนอในบทที่ 2 นี้ เป็นผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ซึ่งผลงานวิจัยต่าง ๆ ในข้างต้น ถือเป็นพื้นฐานที่สำคัญอย่างยิ่งต่อผู้วิจัย สำหรับการทำวิจัย และการพัฒนาประสิทธิภาพของการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟให้เพิ่มมากขึ้น



### บทที่ 3

## การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

### 3.1 บทนำ

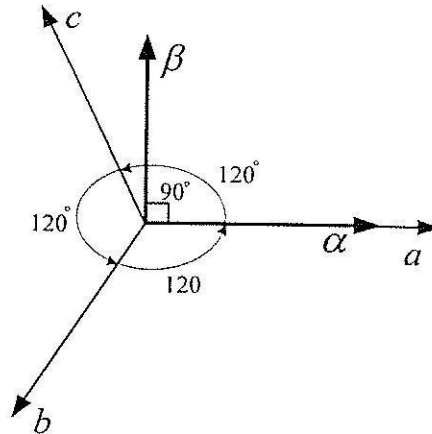
การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟในปัจจุบันมีหลายวิธีด้วยกัน โดยในบทนี้จะนำเสนอ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (instantaneous reactive power theory) หรือที่เรียกว่าวิธี PQ ซึ่งวิธีดังกล่าวได้ถูกคิดค้นขึ้นโดย Akagi, Kanazawa and Nabae (1983) และต่อมาได้มีผู้นำวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งไปใช้และพัฒนากันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากวิธีดังกล่าวเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพสูงในการตรวจจับฮาร์มอนิก อีกทั้งยังสามารถชดเชยกำลังรีแอกทีฟให้กับระบบ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งสามารถใช้ได้กับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสทั้งชนิดสมดุลและไม่สมดุล ทั้งลักษณะรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเป็นรูปไซน์และไม่เป็นรูปไซน์ สำหรับเนื้อหาที่นำเสนอในบทนี้ประกอบด้วย นิยาม คุณสมบัติ ความหมายทางฟิสิกส์ของส่วนประกอบต่าง ๆ ในทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง และขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง นอกจากนี้การปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ได้นำเสนอไว้ในบทนี้ด้วยเช่นกัน

### 3.2 นิยามของทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

นิยามต่าง ๆ ของทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งจะให้การอธิบายอยู่บนแกน  $\alpha\beta 0$  ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้นำเสนอ การแปลงปริมาณทางไฟฟ้าจากแกนสามเฟส ( $abc$ ) เป็นปริมาณทางไฟฟ้าที่อยู่บนแกน  $\alpha\beta 0$  รวมถึงการอธิบายนิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ในทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ดังต่อไปนี้

#### 3.2.1 การแปลงปริมาณทางไฟฟ้าจากแกนสามเฟสเป็นปริมาณไฟฟ้าที่อยู่บนแกน $\alpha\beta 0$

เฟสเซอร์ไดอะแกรมของการแปลงแกนจากปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสเป็นปริมาณไฟฟ้าที่อยู่บนแกน  $\alpha\beta 0$  แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 จากรูปดังกล่าว การแปลงปริมาณทางไฟฟ้าใด ๆ ( $x$ ) จากแกนสามเฟสเป็นปริมาณทางไฟฟ้าที่อยู่บนแกน  $\alpha\beta 0$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3-1) โดยที่เมตริกซ์  $[C]$  แสดงได้ดังสมการที่ (3-2) ซึ่งมีคุณสมบัติทางเมตริกซ์ที่สำคัญ คือ  $[C]^{-1} = [C]^T$  และขนาดของเมตริกซ์  $\|[C]\|$  มีค่าเท่ากับ 1



รูปที่ 3.1 เฟสเซอร์ไดอะแกรมการแปลงแกนสามเฟสเป็นแกน  $\alpha\beta 0$

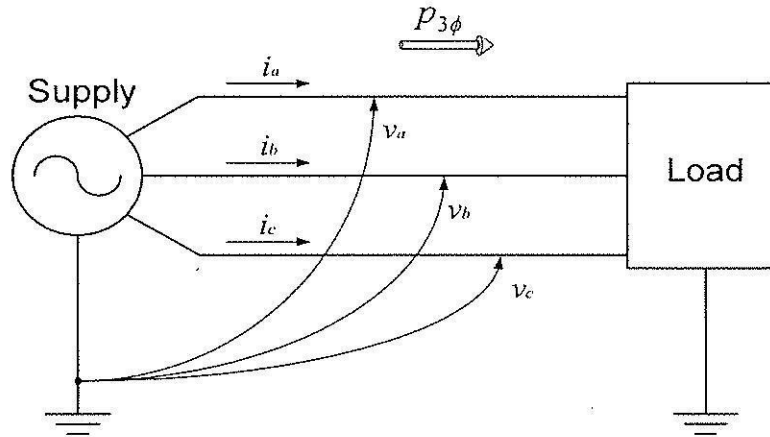
$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

$$\text{โดยที่ } [C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

### 3.2.2 นิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ในทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

จากระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสดังรูปที่ 3.2 เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าขณะหนึ่ง ( $\mathbf{v}$ ) และ เวกเตอร์กระแสไฟฟ้าขณะหนึ่ง ( $\mathbf{i}$ ) บนแกน  $\alpha\beta 0$  แสดงได้ดังสมการที่ (3-3) และ (3-4)

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



รูปที่ 3.2 ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส

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

จากสมการที่ (3-3) และ (3-4) นิยามของค่ากำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง (instantaneous active power :  $p$ ) เขียนได้ดังสมการที่ (3-5) ดังนี้

$$p = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} \quad (3-5)$$

เมื่อ “ $\cdot$ ” คือ ผลคูณจุด (dot product) และจากสมการที่ (3-5) สามารถเขียนกระจายผลลัพธ์แสดงได้ดังสมการที่ (3-6) ซึ่งจากสมการดังกล่าว พบว่า ค่ากำลังแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน  $\alpha\beta 0$  มีการคำนวณที่คล้ายกับกรณีบนแกนสามเฟสซึ่งแสดงไว้ดังสมการที่ (3-7)

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (3-6)$$

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (3-7)$$

นิยามของเวกเตอร์กำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $q$ ) แสดงได้ดังสมการที่ (3-8)

$$\mathbf{q} = \mathbf{v} \times \mathbf{i} \quad (3-8)$$

เมื่อ “ $\times$ ” คือ ผลคูณไขว้ (cross product) โดยขนาดของเวกเตอร์กำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (3-9) ดังนี้

$$q = \|\mathbf{q}\| = \|\mathbf{v} \times \mathbf{i}\| \quad (3-9)$$

จากสมการที่ (3-8) เมื่อกระจายเทอมผลคูณไขว้จะได้ดังสมการที่ (3-10) และจากสมการที่ (3-9) ขนาดของเวกเตอร์กำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (3-11)

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_\alpha \\ q_\beta \\ q_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{vmatrix} v_\beta & v_0 \\ i_\beta & i_0 \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} v_0 & v_\alpha \\ i_0 & i_\alpha \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ i_\alpha & i_\beta \end{vmatrix} \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

$$q = \|\mathbf{q}\| = \sqrt{q_\alpha^2 + q_\beta^2 + q_0^2} \quad (3-11)$$

นิยามของเวกเตอร์กระแสกำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $\mathbf{i}_p$ ) และเวกเตอร์กระแสกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $\mathbf{i}_q$ ) ได้จากสมการที่ (3-12) และสมการที่ (3-13) ตามลำดับดังนี้

$$\mathbf{i}_p = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \\ i_{0p} \end{bmatrix} = \frac{P}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}} \mathbf{v} \quad (3-12)$$

$$\mathbf{i}_q = \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \\ i_{0q} \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{q} \times \mathbf{v}}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}} \quad (3-13)$$

นอกจากนี้ นิยามของกำลังไฟฟ้าปรากฏขณะหนึ่ง ( $s$ ) และค่าตัวประกอบกำลังขณะหนึ่ง ( $pf$ ) แสดงได้ดังสมการที่ (3-14) และ (3-15) ตามลำดับ

$$s = vi \quad (3-14)$$

$$pf = \frac{p}{s} \quad (3-15)$$

โดยที่  $v = \|\mathbf{v}\| = \sqrt{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2}$  และ  $i = \|\mathbf{i}\| = \sqrt{i_a^2 + i_b^2 + i_c^2}$  คือ ขนาดของแรงดันและกระแสไฟฟ้าทั้งสามเฟส

### 3.3 คุณสมบัติของส่วนประกอบต่าง ๆ ในทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

ส่วนประกอบต่าง ๆ ของทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งมีคุณสมบัติที่สำคัญดังต่อไปนี้

คุณสมบัติข้อที่ 1 เวกเตอร์กระแสขณะหนึ่ง ( $\mathbf{i}$ ) คือ ผลรวมของเวกเตอร์กระแสกำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $\mathbf{i}_p$ ) และเวกเตอร์กระแสกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $\mathbf{i}_q$ ) ดังสมการที่ (3-16)

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}_p + \mathbf{i}_q \quad (3-16)$$

คุณสมบัติข้อที่ 2 เวกเตอร์กระแสกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งตั้งฉากกับเวกเตอร์แรงดันขณะหนึ่ง และเวกเตอร์กระแสกำลังแอกทีฟขณะหนึ่งขนานกับเวกเตอร์แรงดันขณะหนึ่ง เพราะฉะนั้นจะได้ว่า  $\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}_q = 0$  และ  $\mathbf{v} \times \mathbf{i}_p = 0$  ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวทำให้  $\mathbf{i}_q$  และ  $\mathbf{i}_p$  ตั้งฉากกัน ดังนั้น  $\mathbf{i}_q \cdot \mathbf{i}_p = 0$  ด้วยเช่นกัน

คุณสมบัติข้อที่ 3 ค่ากระแสขณะหนึ่งยกกำลังสองคำนวณได้จาก  $i^2 = i_p^2 + i_q^2$  และค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏขณะหนึ่งยกกำลังสองคำนวณได้จาก  $s^2 = p^2 + q^2$  เมื่อ  $s^2 = v^2 i^2$  เพราะฉะนั้น จะได้ว่า  $i^2 = \frac{p^2 + q^2}{v^2}$

คุณสมบัติข้อที่ 4 ถ้า  $\mathbf{i}_q = 0$  แล้วจะทำให้ขนาดของเวกเตอร์กระแสขณะหนึ่ง  $\|\mathbf{i}\|$  หรือ  $i$  มีค่าลดลงตามความสัมพันธ์ของสมการ  $i = \sqrt{i_p^2 + i_q^2} \geq i_p$  และค่ากำลังรีแอกทีฟ ( $q$ ) จะมีค่าเท่ากับศูนย์ จึงส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเท่ากับ 1 ดังสมการที่ (3-17)

$$pf = \frac{p}{s} = \frac{p}{\sqrt{p^2 + q^2}} \leq 1 \quad (3-17)$$

จากคุณสมบัติต่าง ๆ ดังกล่าว สรุปได้ว่าเวกเตอร์กระแสกำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $\mathbf{i}_p$ ) เป็นสิ่งสำคัญในการส่งจ่ายกำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง โดยที่กระแสกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $\mathbf{i}_q$ ) ไม่ทำให้เกิดกำลังแอกทีฟซึ่งพิจารณาได้จากสมการ  $\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}_q = 0$  และ  $p = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i}_p$

### 3.4 ความหมายทางฟิสิกส์

กำหนดให้กำลังไฟฟ้าขณะหนึ่งของเฟส  $a$  เฟส  $b$  และเฟส  $c$  คือ  $p_a$   $p_b$  และ  $p_c$  ตามลำดับ ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3-18) จากสมการดังกล่าว ค่ากำลังไฟฟ้าขณะหนึ่งในแต่ละเฟส แยกออกเป็นสองเทอม คือ เทอมกำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง (instantaneous active power) และเทอมกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (instantaneous reactive power)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} p_a \\ p_b \\ p_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} v_a i_a \\ v_b i_b \\ v_c i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a i_{ap} \\ v_b i_{bp} \\ v_c i_{cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a i_{aq} \\ v_b i_{bq} \\ v_c i_{cq} \end{bmatrix} \\ &\triangleq \underbrace{\begin{bmatrix} P_{ap} \\ P_{bp} \\ P_{cp} \end{bmatrix}}_{\text{instantaneous active power}} + \underbrace{\begin{bmatrix} P_{aq} \\ P_{bq} \\ P_{cq} \end{bmatrix}}_{\text{instantaneous reactive power}} \end{aligned} \quad (3-18)$$

จากสมการที่ (3-7) กำลังไฟฟ้าขณะหนึ่งสามเฟส ( $p_{3\phi}$ ) ที่ไหลไปยังโหลดดังรูปที่ 3.2 เกิดขึ้นจากผลรวมของกำลังแอกทีฟขณะหนึ่งในแต่ละเฟสเท่านั้น ( $p_{3\phi} = p_{ap} + p_{bp} + p_{cp}$ ) ทั้งนี้เนื่องจากค่ากำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง  $p_{aq}$   $p_{bq}$  และ  $p_{cq}$  ในสมการที่ (3-18) ไม่ได้เกิดจากการส่งจ่ายออกไปยังโหลด แต่เกิดจากกำลังสูญเสียต่าง ๆ ภายในสายส่งของทั้งสามเฟส ดังนั้น ผลรวมของค่ากำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งทั้งสามเฟสจึงมีค่าเท่ากับศูนย์ ( $p_{aq} + p_{bq} + p_{cq} = 0$ )

### 3.5 ขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

ระบบไฟฟ้าที่ทำการพิจารณาในงานวิจัยนี้ คือ ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสชนิดสมดุล จึงไม่พิจารณาปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน 0 ดังนั้น ขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งสำหรับระบบดังกล่าว จึงมีขั้นตอนดังนี้

ขั้นที่ 1 แปลงค่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ( $v_s$ ) และกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลด ( $i_L$ ) จากปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสเป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta$  (without zero-sequence) โดยใช้สมการที่ (3-19) และ (3-20) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (3-20)$$

ขั้นที่ 2 คำนวณค่ากำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $p_L$ ) และกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $q_L$ ) ทางด้าน โหลด โดยอาศัยค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta$  แสดงได้ดังสมการที่ (3-21) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (3-21)$$

โดยที่  $p_L$  และ  $q_L$  ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนที่บ่งบอกถึงปริมาณมูลฐาน ( $\bar{p}_L$  และ  $\bar{q}_L$ ) และส่วนที่บ่งบอกถึงปริมาณฮาร์มอนิก ( $\tilde{p}_L$  และ  $\tilde{q}_L$ ) ดังสมการที่ (3-22) และ (3-23)

$$p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L \quad (3-22)$$

$$q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L \quad (3-23)$$

ขั้นที่ 3 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยบนแกน  $\alpha\beta$  ( $i_{c\alpha}$ ,  $i_{c\beta}$ ) ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (3-24) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p}_L \\ \bar{q}_L \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

โดยที่  $p_L^*$  และ  $q_L^*$  คือ กำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง และกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งอ้างอิงสำหรับการชดเชย ซึ่งการระบุค่าดังกล่าวสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 กรณี ตามวัตถุประสงค์ของการชดเชย ดังแสดงไว้ในตารางที่ 3.1 (Peng, Ott and Atlams, 1998) ดังนี้

ตารางที่ 3.1 การระบุค่า  $p_L^*$  และ  $q_L^*$  ตามเงื่อนไขวัตถุประสงค์การชดเชย

วัตถุประสงค์การชดเชย	การระบุค่ากำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง และ กำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งอ้างอิง	
	$p_L^*$	$q_L^*$
ชดเชยกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง	0	$q_L$
กำจัดกระแสฮาร์มอนิก	$\tilde{p}_L$	$\tilde{q}_L$
ชดเชยกำลังรีแอกทีฟมูลฐาน	0	$\bar{q}_L$
กำจัดกระแสฮาร์มอนิกและชดเชยกำลังรีแอกทีฟ	$\tilde{p}_L$	$q_L$

จากตารางที่ 3.1 การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกและชดเชยกำลังรีแอกทีฟให้กับระบบไฟฟ้ากำลัง ต้องกำหนดค่า  $p_L^*$  และ  $q_L^*$  เท่ากับ  $\tilde{p}_L$  และ  $q_L$  ตามลำดับ ดังนั้น เมื่อนำสมการที่ (3-24) มาเขียนใหม่จะได้ดังสมการที่ (3-25) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p}_L \\ q_L \end{bmatrix} \quad (3-25)$$

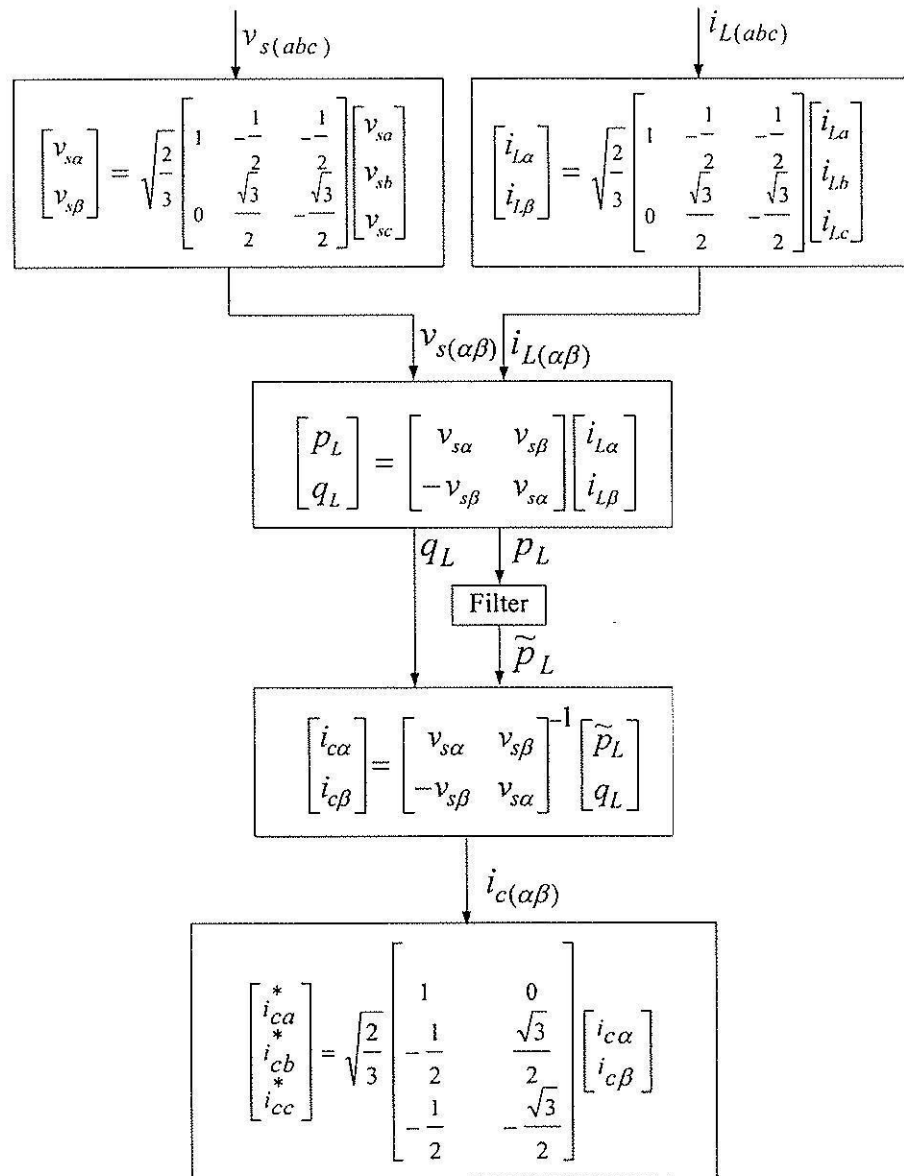
โดยที่  $\tilde{p}_L$  คือ ปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟที่ได้จากการแยกออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐาน ( $\bar{p}_L$ ) ซึ่งการแยกปริมาณดังกล่าวจะใช้วงจรกรอง (Filter) โดยในงานวิจัยนี้จะทดสอบใช้วงจรกรอง 2 ชนิด คือ วงจรกรองผ่านสูง และวงจรกรองผ่านต่ำ ทั้งนี้เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิก ว่าวงจรประเภทใดให้ผลการตรวจจับดีที่สุดในหัวข้อต่อไป

ขั้นที่ 4 คำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยบนแกนสามเฟส ( $i_{ca}^*$ ,  $i_{cb}^*$ ,  $i_{cc}^*$ ) โดยใช้สมการที่ (3-26)

จากขั้นตอนการคำนวณทั้งหมดดังที่กล่าวข้างต้น สามารถเขียนเป็นแผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส สมุดได้ดังรูปที่ 3.3



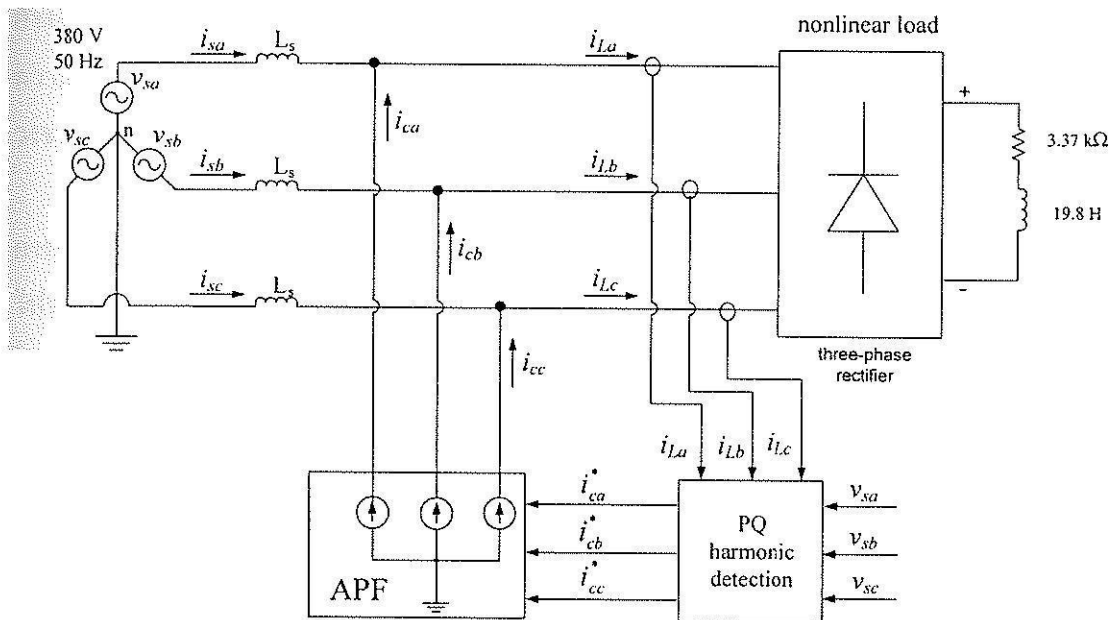
$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \tag{3-26}$$



รูปที่ 3.3 แผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

### 3.6 การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ หนึ่ง

การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟหนึ่ง มีวัตถุประสงค์เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการตรวจจับฮาร์มอนิกให้ดีขึ้นกว่าเดิม ซึ่งการปรับปรุงสมรรถนะดังกล่าว จะปรับปรุงที่วงจรกรองสำหรับใช้แยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐานภายในขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟหนึ่ง ดังปรากฏที่บล็อก Filter ในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.4 ระบบสำหรับการตรวจสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก

#### 3.6.1 ระบบสำหรับการตรวจสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก

ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสทางอุดมคติ แสดงได้ดังรูปที่ 3.4 ระบบดังกล่าวจะถูกใช้สำหรับการตรวจสอบผลการตรวจจับฮาร์มอนิก ของการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐานภายในการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟหนึ่งซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อถัดไป จากรูปที่ 3.4 ประกอบด้วย 3 ส่วนที่สำคัญ ดังนี้

ส่วนที่ 1 ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่มีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเท่ากับ 380 V<sub>L-L</sub> ความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz ต่อเข้ากับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น คือ วงจรเรียงกระแสสาม

เฟสที่มีเป็น โหลดความต้านทานเท่ากับ  $3.37 \text{ k}\Omega$  อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าเท่ากับ  $19.8 \text{ H}$  ซึ่งผลของการต่อโหลดดังกล่าวทำให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง

ส่วนที่ 2 บล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (PQ harmonic detection) ทำหน้าที่ตรวจจับฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง เพื่อสร้างสัญญาณกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

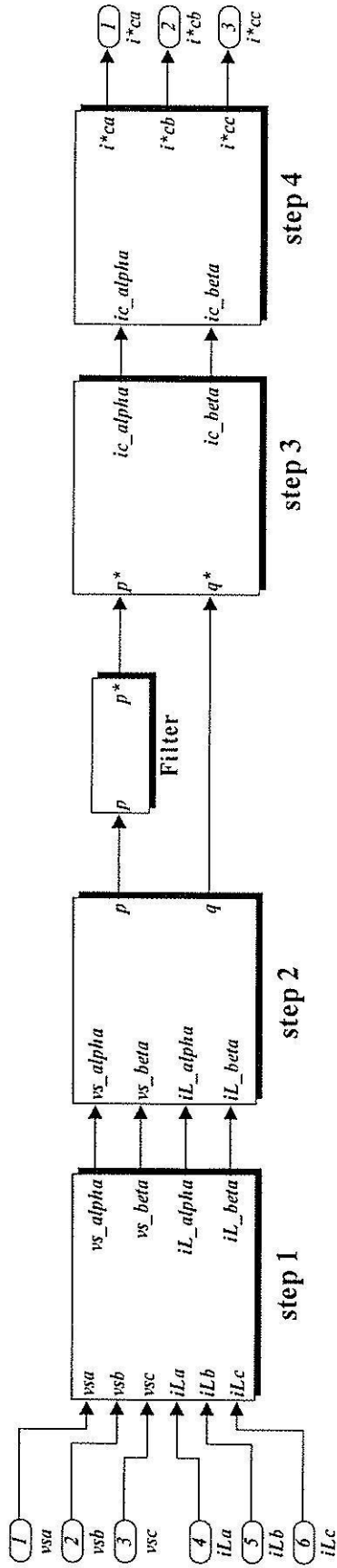
ส่วนที่ 3 บล็อกวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสทางอุดมคติ ทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชยให้กับระบบไฟฟ้ากำลังเพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้น โดยลักษณะรูปสัญญาณของกระแสชดเชยที่ฉีดด้วยวงจรดังกล่าว จะเหมือนกับลักษณะรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งทุกประการ ทั้งนี้เพื่อความเหมาะสมสำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก โดยไม่คำนึงโครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

สำหรับการจำลองสถานการณ์ของระบบกําจัดฮาร์มอนิกในรูปที่ 3.4 ดังกล่าว ทำการจำลองสถานการณ์โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง (Power System Blockset) ร่วมกับ simulink บนโปรแกรม MATLAB โดยในส่วนของสร้างบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งด้วยโปรแกรมดังกล่าว แสดงได้ดังรูปที่ 3.5

### 3.6.2 การทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ

การทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐาน โดยใช้วงจรกรอง 2 ชนิด คือ วงจรกรองผ่านสูง (High Pass Filter : HPF) และวงจรกรองผ่านต่ำ (Low Pass Filter : LPF) จะทดสอบที่อันดับวงจรกรองตั้งแต่อันดับที่ 1 ถึง 3 ที่ค่าความถี่ตัด (cutoff frequency) ต่าง ๆ โดยฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่ 1 ถึง 3 ของวงจรกรองผ่านสูงและวงจรกรองผ่านต่ำชนิดบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth) แสดงได้ดังตารางที่ 3.2 ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนดังกล่าว จะปรากฏอยู่ในบล็อก HPF และ LPF ในรูปที่ 3.6 และ 3.7 ตามลำดับ

จากรูปที่ 3.6 คือ การแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ ( $\bar{p}_L$ ) ออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐาน ( $\bar{p}_L$ ) โดยใช้วงจรกรองผ่านสูง ซึ่งวงจรกรองผ่านสูงจะทำหน้าที่กรองปริมาณมูลฐานออกไปให้เหลือเพียงปริมาณฮาร์มอนิกเท่านั้น สำหรับรูปที่ 3.7 แสดงการแยกปริมาณฮาร์มอนิก ของกำลังแอกทีฟออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐานโดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำ ซึ่งวงจรกรองผ่านต่ำจะทำหน้าที่กรองปริมาณฮาร์มอนิกออกและจะยอมให้ปริมาณมูลฐานผ่านได้เท่านั้น โดยค่าปริมาณมูลฐานที่ได้จะถูกป้อนกลับเพื่อหักลบกับค่ากำลังแอกทีฟทั้งหมดอีกครั้งหนึ่งเพื่อให้เหลือเพียงปริมาณฮาร์มอนิก สำหรับกรณีนี้ชี้วัดผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกจะ



รูปที่ 3.5 ขั้นตอนการตรวจข้อหารมือนิกตัววิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟและที่พจนะหน่งที่สร้างขึ้นจากชุดบล็อก simulink ในโปรแกรม MATLAB

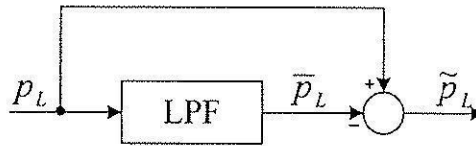
ตารางที่ 3.2 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านสูงและวงจรผ่านต่ำชนิดบัตเตอร์เวิร์ท อันดับที่ 1 ถึงอันดับที่ 3

อันดับ วงจรกรอง	รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน	
	วงจรกรองผ่านสูง	วงจรกรองผ่านต่ำ
1	$\frac{s}{s + \omega_c}$	$\frac{\omega_c}{s + \omega_c}$
2	$\frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2}$	$\frac{\omega_c^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2}$
3	$\frac{s^3}{(s + \omega_c)(s^2 + \omega_c s + \omega_c^2)}$	$\frac{\omega_c^3}{(s + \omega_c)(s^2 + \omega_c s + \omega_c^2)}$

หมายเหตุ  $\omega_c$  คือ ค่าความถี่ตัดเชิงมุม (rad/s) ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $2\pi f_c$  โดยที่  $f_c$  คือ ค่าความถี่ตัด (Hz)



รูปที่ 3.6 การแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านสูง



รูปที่ 3.7 การแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำ

ใช้ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ยทั้งสามเฟส (%THD<sub>av</sub>) ของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชย ซึ่งมีสูตรการคำนวณเป็นไปตามสมการที่ (3-27) โดยผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านสูง และการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำ แสดงไว้ดังตารางที่ 3.3 และ 3.4 ตามลำดับ จากตารางดังกล่าว เมื่อนำค่า %THD<sub>av</sub> ที่ได้จากการทดสอบมาแสดงเป็นกราฟจะได้ดังรูปที่ 3.8 และ 3.9 ตามลำดับ

$$\%THD_{av} = \sqrt{\frac{\sum_{k=a,b,c} \%THD_k^2}{3}} \tag{3-27}$$

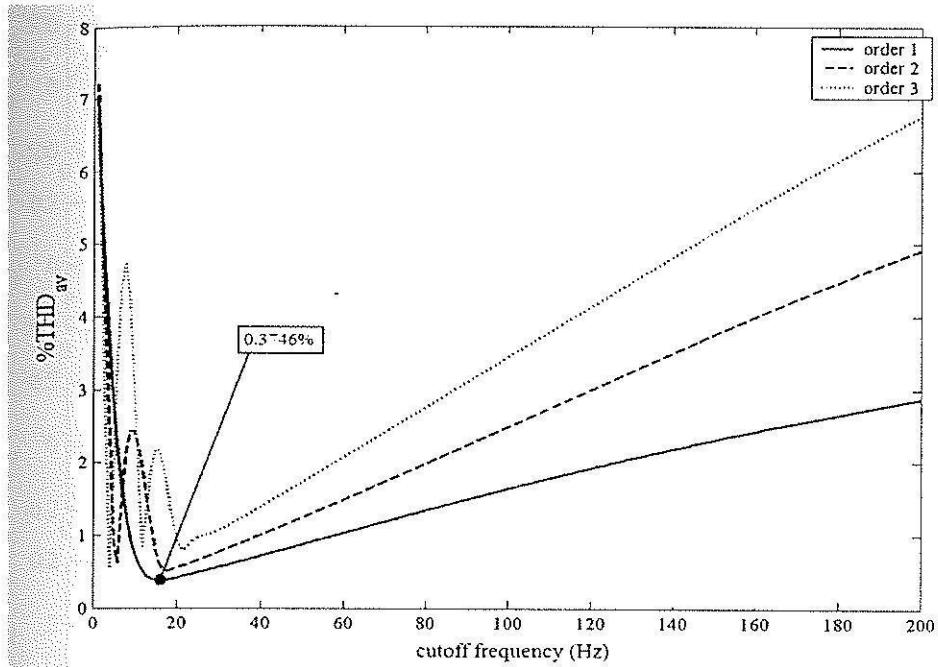
ตารางที่ 3.3 ค่า THD<sub>uv</sub> จากผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์โมนิกของกำลังแอกทีฟ โดยใช้วงจรกรองผ่านสูง

ค่าความถี่ตัด (Hz)	อันดับของวงจรกรองผ่านสูง		
	1	2	3
2	5.6476	5.6652	4.7346
4	3.5317	2.3581	0.5389
6	2.1315	0.6128	3.4265
8	1.2604	2.1327	4.7183
10	0.7554	2.4264	3.0541
12	0.4960	1.8634	0.8503
14	0.3938	1.0991	1.9091
16	<b>0.3746</b>	0.6039	2.1534
18	0.3880	0.5041	1.5754
20	0.4121	0.5439	0.9456
30	0.5577	0.7592	1.0593
40	0.7124	0.9948	1.3836
50	0.8700	1.2352	1.7243
60	1.0279	1.4794	2.0654
70	1.1844	1.7265	2.4078
80	1.3385	1.9761	2.7508
90	1.4896	2.2278	3.0944
100	1.6371	2.4810	3.4384
110	1.7807	2.7353	3.7827
120	1.9202	2.9900	4.1269
130	2.0552	3.2442	4.4705
140	2.1856	3.4968	4.8129
150	2.3114	3.7468	5.1530

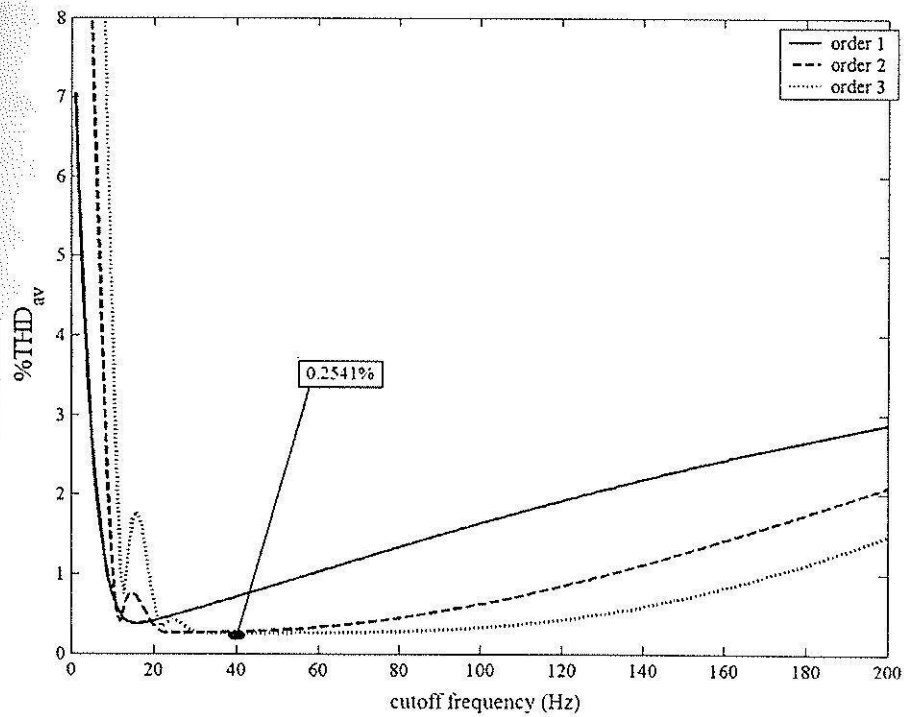
หมายเหตุ ตัวเลขที่เป็นตัวเข้มในตารางที่ 3.3 ถึง 3.4 หมายถึงค่า THD<sub>uv</sub> ที่น้อยที่สุดที่ได้จากการทดสอบ

ตารางที่ 3.4 ค่า THD<sub>v</sub> จากผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ โดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำ

ค่าความถี่ตัด (Hz)	อันดับของวงจรกรองผ่านต่ำ		
	1	2	3
2	5.6476	13.5634	21.8480
4	3.5317	9.8369	17.3725
6	2.1315	6.2837	12.8892
8	1.2604	3.2730	8.3352
10	0.7555	1.1302	4.1603
12	0.4960	0.4001	1.0538
14	0.3938	0.7350	1.3071
16	0.3746	0.7129	1.7785
18	0.3881	0.5221	1.3544
20	0.4121	0.3498	0.6636
30	0.5577	0.2610	0.2698
40	0.7124	0.2721	<b>0.2541</b>
50	0.8700	0.2944	0.2556
60	1.0279	0.3302	0.2589
70	1.1844	0.3811	0.2653
80	1.3385	0.4472	0.2768
90	1.4896	0.5280	0.2960
100	1.6371	0.6225	0.3256
110	1.7807	0.7297	0.3681
120	1.9202	0.8484	0.4254
130	2.0552	0.9778	0.4986
140	2.1856	1.1168	0.5885
150	2.3114	1.2643	0.6953

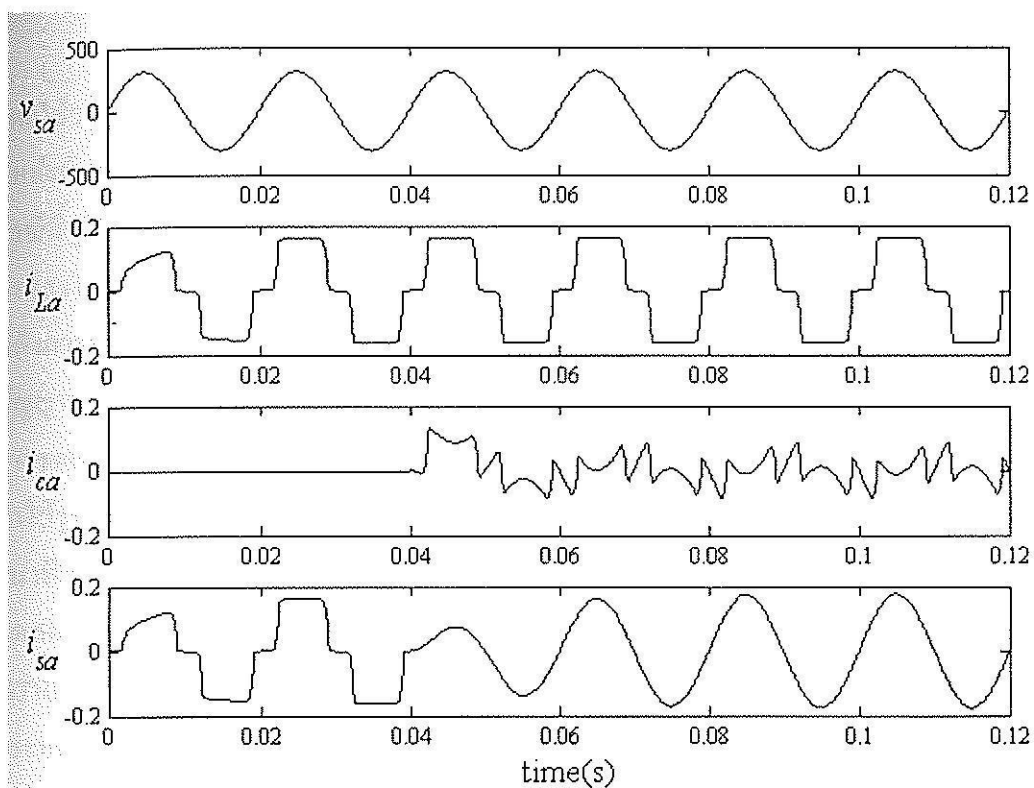


รูปที่ 3.8 ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านสูง

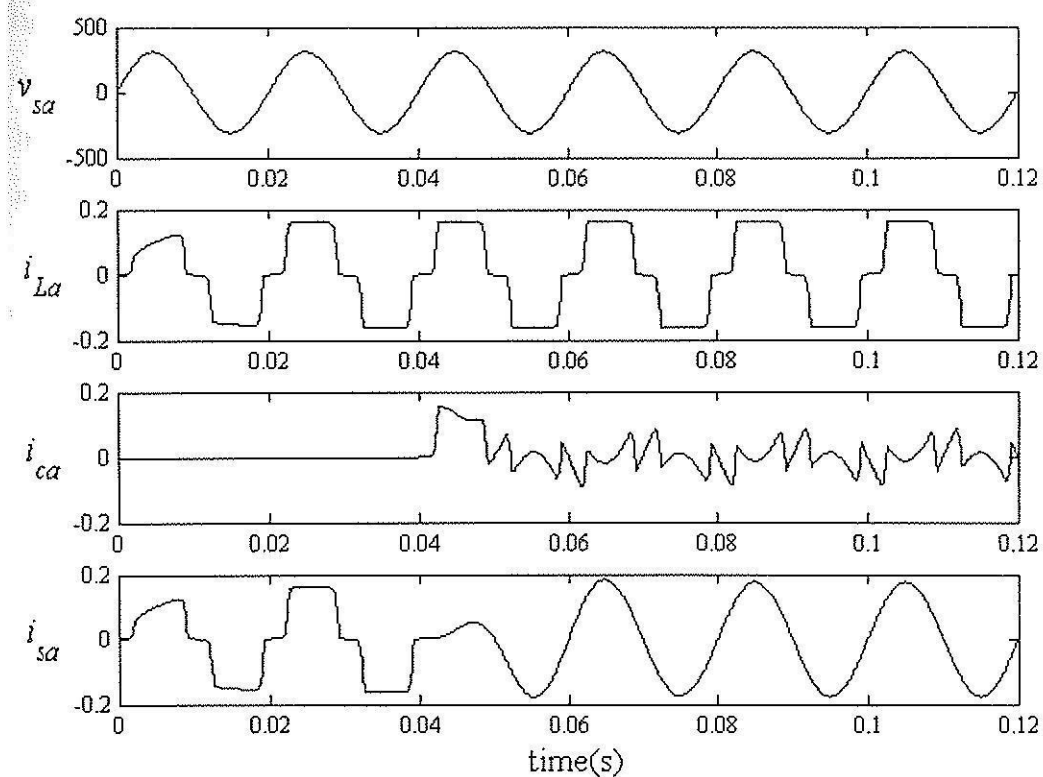


รูปที่ 3.9 ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำ





รูปที่ 3.10 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส  $a$  กรณีใช้วงจรกรองผ่านสูงแยกปริมาณฮาร์มอนิก



รูปที่ 3.11 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส  $a$  กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำแยกปริมาณฮาร์มอนิก

จากรูปที่ 3.8 พบว่า ค่า %THD<sub>av</sub> หลังการชดเชยที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ โดยใช้วงจรกรองผ่านสูงอันดับที่ 1 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 16 Hz ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีค่า %THD<sub>av</sub> น้อยที่สุดเท่ากับ 0.3746 % โดยการจำลองสถานการณ์ในกรณีนี้ดูได้จากรูปที่ 3.10 จากรูปดังกล่าว ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส *a* กรณีใช้วงจรกรองผ่านสูงในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย (*i<sub>sa</sub>*) หลังการชดเชยตั้งแต่เวลา 0.04 วินาที เป็นต้นไป มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับรูปสัญญาณก่อนการชดเชยในช่วงเวลาเริ่มต้นตั้งแต่เวลา 0 ถึง 0.04 วินาที โดยรูปสัญญาณ *i<sub>sa</sub>* หลังการชดเชยจะเข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 0.085 วินาที ทั้งนี้เนื่องจากผลของวงจรกรองผ่านสูงที่ทำให้รูปสัญญาณกระแสดังกล่าวมีเวลาประวิงเกิดขึ้นในช่วงเริ่มต้น แต่เมื่อเวลาผ่านไปหลัง 0.085 วินาที พบว่า รูปสัญญาณกระแสเริ่มคงที่ที่ค่ากระแสสูงสุดประมาณ 0.165 A สำหรับผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำดังรูปที่ 3.9 สังเกตได้ว่าค่า %THD<sub>av</sub> หลังการชดเชยโดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีค่า THD<sub>av</sub> น้อยที่สุดเท่ากับ 0.2541 % โดยการจำลองสถานการณ์ในกรณีนี้ดูได้จากรูปที่ 3.11 จากรูปดังกล่าว ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส *a* กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณ *i<sub>sa</sub>* หลังการชดเชยเป็นรูปไซน์มากขึ้นเช่นกัน โดยจะเข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 0.07 วินาที ซึ่งหลังจากเวลา 0.07 วินาที พบว่า รูปสัญญาณกระแสดังกล่าวเริ่มคงที่ที่ค่ากระแสสูงสุดประมาณ 0.165 A เช่นเดียวกันสำหรับค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าทั้งสามเฟส ของทั้งสองกรณี แสดงไว้ดังตารางที่ 3.5

ตารางที่ 3.5 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก

เฟส	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย		
	ค่า %THD ก่อนการชดเชย	ค่า %THD หลังการชดเชย	
		กรณีใช้วงจรกรองผ่านสูงในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก	กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก
<i>a</i>	25.5048	0.3961	0.2782
<i>b</i>	25.5045	0.3752	0.2483
<i>c</i>	25.5038	0.3513	0.2338
เฉลี่ยทั้งสามเฟส	25.5044	0.3746	0.2541

จากตารางที่ 3.5 สังเกตได้ว่าค่า %THD เหลือทั้งสามเฟส หรือ %THD<sub>av</sub> ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชย ภาระใช้วงจรกรองผ่านต่ำในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกมีค่าน้อยที่สุดและมีค่าเท่ากับ 0.2541 % จากค่าดังกล่าว เมื่อเปรียบเทียบกับค่า %THD<sub>av</sub> ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายก่อนการชดเชย พบว่า ค่า %THD<sub>av</sub> หลังการชดเชยมีค่าน้อยกว่ามาก ซึ่งบ่งชี้ว่า ปริมาณฮาร์มอนิกของระบบไฟฟ้ากำลังหลังการชดเชยมีค่าลดลงมากเช่นกัน และจากผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 3.11 รูปคลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชยใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวเพียง 0.07 วินาที ซึ่งน้อยกว่าภาระใช้วงจรกรองผ่านสูงในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก ให้สมรรถนะดีที่สุดสำหรับการตรวจจับฮาร์มอนิก

### 3.7 สรุป

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งเป็นวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกที่มีประสิทธิภาพสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งวิธีดังกล่าวสามารถใช้ได้กับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสทั้งชนิดสมดุลและไม่สมดุล ทั้งลักษณะรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเป็นรูปไซน์และไม่เป็นรูปไซน์ อย่างไรก็ตาม ในบทนี้นอกจากจะนำเสนอทฤษฎีที่สำคัญต่าง ๆ ของวิธีการตรวจจับดังกล่าวแล้ว ยังได้มีการนำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง โดยการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟออกจากปริมาณกำลังแอกทีฟมูลฐาน ซึ่งผลการทดสอบ พบว่า การแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำอันดับวงจรกรองที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ให้สมรรถนะในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกดีที่สุด ซึ่งเป็นผลให้การตรวจจับฮาร์มอนิกมีประสิทธิภาพดีขึ้นด้วยเช่นกัน

สำหรับงานวิจัยในบทที่ 3 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งได้รับการตีพิมพ์แล้วดังนี้

-ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ และกองพล อารีรักษ์, “การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง”, วารสารวิชาการมหาวิทยาลัยอุบลราชธานี, ปีที่ 12 ฉบับที่ 1 มกราคม-เมษายน 2553, หน้า 9-18.

## บทที่ 4

### การสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

#### 4.1 บทนำ

บทนี้นำเสนอการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่ใช้การ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 สำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังรีแอกทีฟ เนื้อหาประกอบด้วย อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดันและกระแสไฟฟ้า การออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ความถี่ตัด 40 Hz สำหรับใช้แยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังรีแอกทีฟ รายละเอียดการ์ด DSP วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก และซอฟต์แวร์โปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งบนการ์ด DSP ด้วยภาษาซี รวมถึงผลการทดสอบชุดตรวจจับฮาร์มอนิกดังกล่าว

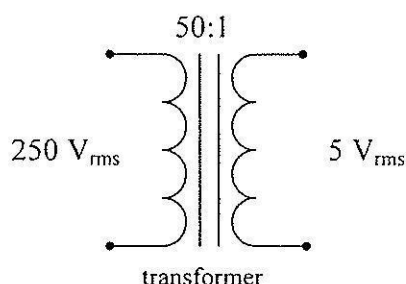
#### 4.2 อุปกรณ์ตรวจรู้แรงดันและกระแสไฟฟ้า

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ใช้แรงดันและกระแสไฟฟ้าเป็นอินพุตสำหรับการคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย ดังนั้น ในหัวข้อนี้จึงเป็นการนำเสนออุปกรณ์ที่ใช้สำหรับตรวจรู้แรงดันและกระแสไฟฟ้า ดังนี้

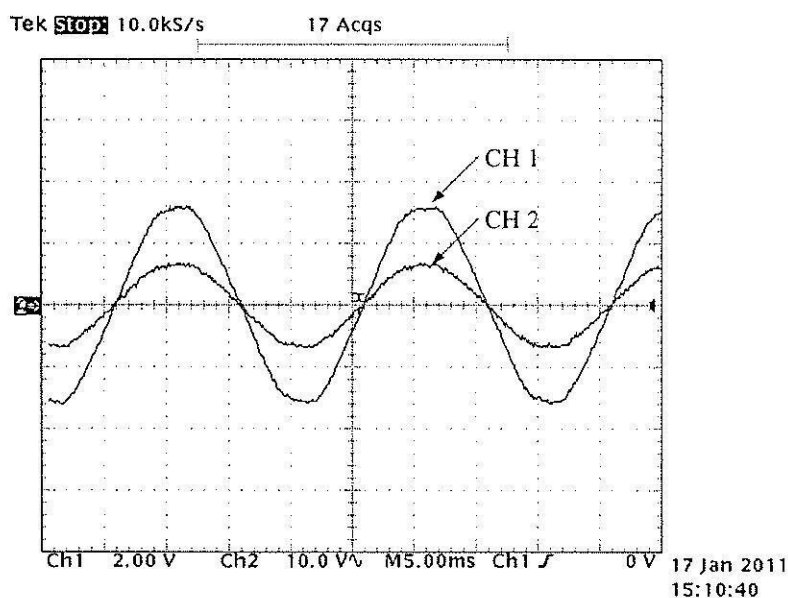
##### 4.2.1 อุปกรณ์ตรวจรู้แรงดันไฟฟ้า

การตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าสำหรับการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ทำการตรวจวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสามเฟส ( $v_{su}, v_{sb}, v_{sc}$ ) โดยในงานวิจัยนี้ใช้หม้อแปลงไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟสจำนวน 3 ตัว สำหรับการตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าในแต่ละเฟส และเนื่องจากระบบไฟฟ้าที่พิจารณามีค่าแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสเท่ากับ 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส (ระบบไฟฟ้างดรูปที่ 3.4 ในบทที่ 3) ดังนั้นหม้อแปลงดังกล่าวจึงมีค่าพิกัดแรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิเท่ากับ 250 โวลต์อาร์เอ็มเอส และพิกัดแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิเท่ากับ 5 โวลต์อาร์เอ็มเอส ดังรูปที่ 4.1 งานวิจัยได้มีการทดสอบหม้อแปลงดังกล่าว โดยการตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าของระบบที่พิจารณา ซึ่งผลการทดสอบกรณีเฟส  $a$  ดูได้จากรูปที่ 4.2 จากรูปดังกล่าว ช่องสัญญาณที่ 1 (CH 1) คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิซึ่งมีค่าเท่ากับ 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส (ค่ายอดแรงดันประมาณ 311 โวลต์) โดยค่าที่อ่านได้จากออสซิลอสโคป CH 1 ต้องคูณด้วย 100 เนื่องจากการตรวจวัด ผ่านอุปกรณ์ป้องกันความเสียหายของออสซิลอสโคป โดยอุปกรณ์

ดังกล่าวทำหน้าที่ลดทอนค่าแรงดันไฟฟ้าในอัตราส่วน 1 ต่อ 100 ก่อนเข้าออสซิลอโคป สำหรับค่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิได้จากช่องสัญญาณที่ 2 (CH 2) ซึ่งมีค่าประมาณ 4.4 โวลต์อาร์เอ็มเอส (ค่ายอดแรงดันประมาณ 6.25 โวลต์)



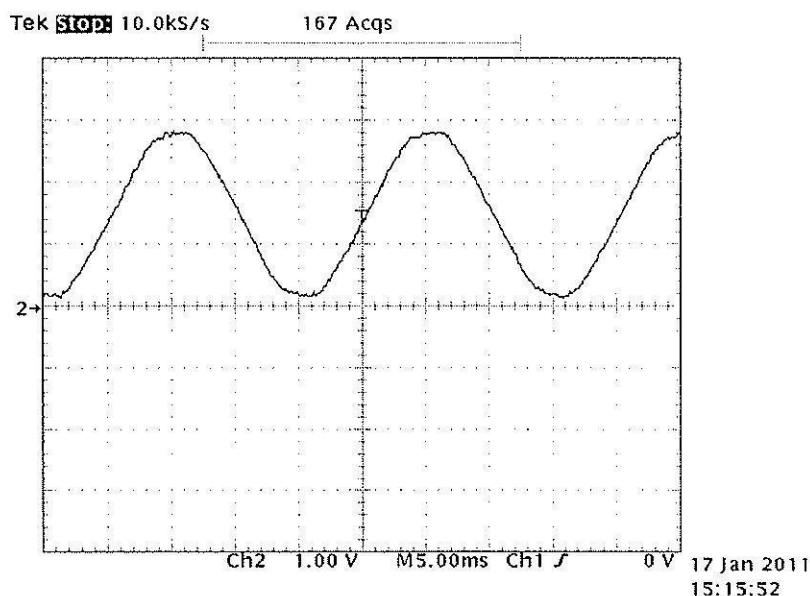
รูปที่ 4.1 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้สำหรับตรวจวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ



รูปที่ 4.2 ผลการทดสอบอุปกรณ์ตรวจรู้แรงดันไฟฟ้า

จากผลการทดสอบอุปกรณ์ตรวจรู้แรงดันไฟฟ้า สังเกตได้ว่า แรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิมีเฟสตรงกัน ซึ่งหมายถึงแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิไม่มีการเลื่อนเฟส นอกจากนี้สังเกตได้ว่า แรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิมีทั้งค่าบวกและลบ ซึ่งก่อนที่จะทำการส่งสัญญาณแรงดันไฟฟ้าง่ายๆเข้าการ์ด DSP จะต้องทำการปรับขนาดและเลือกรูปสัญญาณให้มีแต่ค่าบวก ทั้งนี้เนื่องจาก วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลภายในการ์ด DSP รับค่าอินพุตได้ในช่วง 0 ถึง 3 โวลต์ เท่านั้น การปรับขนาดและเลือกรูปสัญญาณให้อยู่ในช่วงที่กำหนดดังกล่าว

ผู้วิจัยได้ใช้วงจรปรุรงแต่งสัญญาณเป็นตัวดำเนินการ ซึ่งหลังจากรูปสัญญาณไฟฟ้าทางด้านทฤษฎีคือ CH 2 ในรูปที่ 4.2 ผ่านเข้าวงจรดังกล่าว จะมีลักษณะรูปสัญญาณเอาต์พุตแสดงได้ดังรูปที่ 4.3 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้ามีการเลื่อนขึ้นอยู่ในฝั่งบวกทั้งหมด และมีค่าไม่เกิน 3 โวลต์ ตามที่ต้องการ

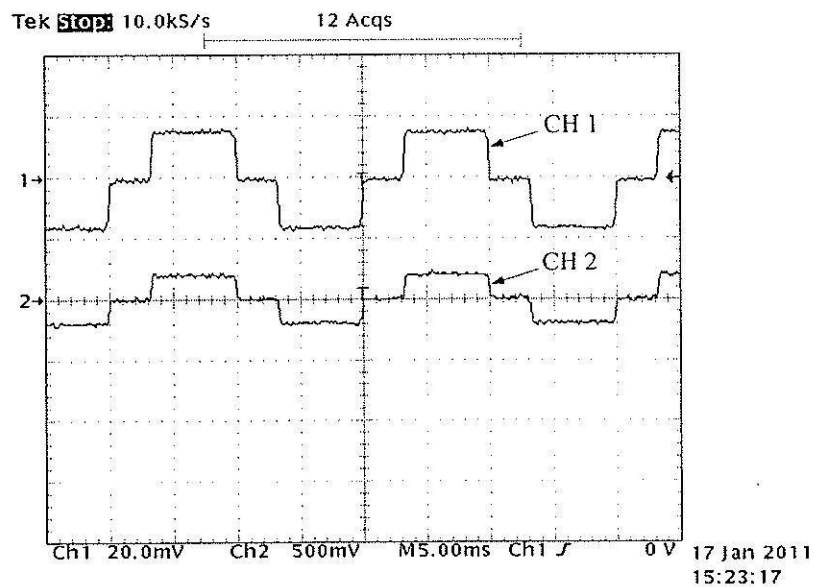


รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณเอาต์พุตของวงจรปรุรงแต่งสัญญาณกรณีตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า

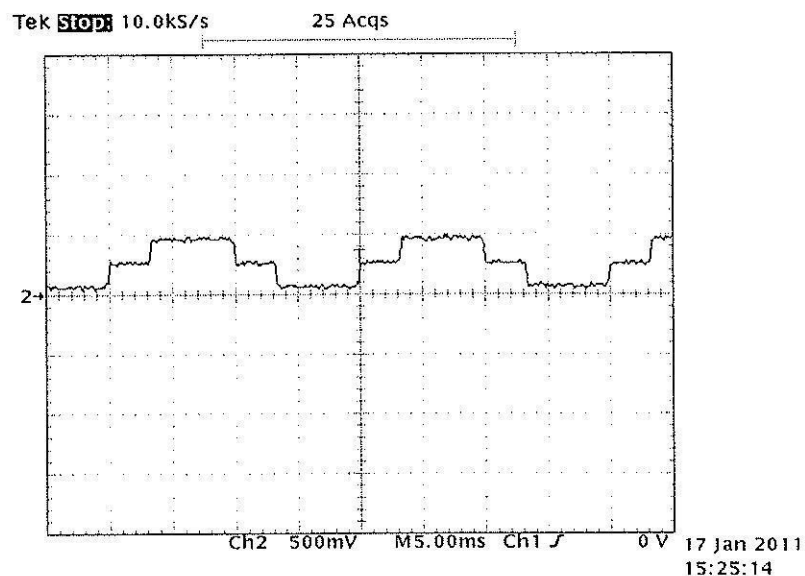
#### 4.2.2 อุปกรณ์ตรวจรู้กระแสไฟฟ้า

การตรวจวัดกระแสไฟฟ้าสำหรับการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ทำการตรวจวัดกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดของระบบไฟฟ้ากำลังทั้งสามเฟส ( $i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}$ ) โดยอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับการตรวจวัดกระแสไฟฟ้างกล่าว งานวิจัยนี้ใช้ของบริษัท Koshin Electric Corporation รุ่น HC-PSG ซึ่งเป็นอุปกรณ์ตรวจรู้กระแสไฟฟ้าแบบฮอลล์ (hall current sensor) มีย่านการตรวจวัดในช่วง 0 ถึง 3 แอมแปร์อาร์เอ็มเอส งานวิจัยได้ทำการทดสอบอุปกรณ์ดังกล่าว โดยทำการตรวจวัดกระแสของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา ซึ่งระบบดังกล่าวต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์มีโหลดความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ขนาดกระแสของโหลดดังกล่าวมีค่าเท่ากับ 0.117 แอมแปร์อาร์เอ็มเอส (ค่าขดกระแสไฟฟ้าเท่ากับ 0.165 แอมแปร์) ผลการตรวจวัดกระแสไฟฟ้ากรณีเฟส  $a$  แสดงได้ดังรูปที่ 4.4 จากรูปดังกล่าว CH 1 คือ รูปสัญญาณที่ได้จากการใช้โพรบวัดกระแส (current probe) เป็นตัวตรวจวัด ซึ่งอ่านค่าขดได้ประมาณ 16.5 มิลลิโวลต์ ซึ่งเท่ากับ 0.165 แอมแปร์ ทั้งนี้เนื่องจากโพรบ

ดังกล่าวมีอัตราส่วนในการวัด 100 มิลลิโวลต์ต่อ 1 แอมแปร์ สำหรับ CH 2 คือ รูปสัญญาณที่ได้จากการใช้อุปกรณ์ตรวจรู้กระแส โดยอุปกรณ์ดังกล่าวจะให้ค่าเอาต์พุตในรูปของค่าแรงดันไฟฟ้า ซึ่งอ่านค่ายอดของแรงดันเอาต์พุตได้เท่ากับ 200 มิลลิโวลต์ นอกจากนี้สังเกตได้ว่า เฟสของรูปสัญญาณที่ได้จากการตรวจวัดโดยใช้โพรบวัดกระแส (CH 1) และจากอุปกรณ์ตรวจรู้กระแสที่ผู้วิจัยใช้ (CH 2) มีเฟสตรงกัน



รูปที่ 4.4 ผลการทดสอบอุปกรณ์ตรวจรู้กระแสไฟฟ้า

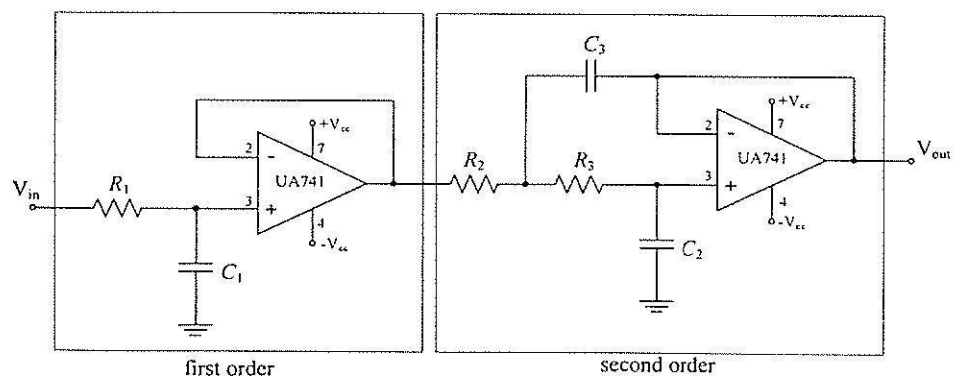


รูปที่ 4.5 รูปสัญญาณเอาต์พุตของวงจรปรับแต่งสัญญาณกรณีตรวจวัดกระแสไฟฟ้า

จากผลการทดสอบอุปกรณ์ตรวจกระแสไฟฟ้า สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณที่ได้จากอุปกรณ์ตรวจวัดดังกล่าว (CH 2) มีทั้งค่าบวกและค่าลบ ดังนั้นก่อนส่งสัญญาณดังกล่าวไปยังการ์ด DSP จำเป็นต้องผ่านวงจรปรับแต่งสัญญาณก่อน เพื่อเลือกรูปสัญญาณดังกล่าวให้มีแต่ค่าบวกทั้งหมด และอยู่ในช่วง 0 ถึง 3 โวลต์ เช่นเดียวกับกรณีการตรวจวัดค่าแรงดันไฟฟ้า ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จากวงจรปรับแต่งสัญญาณกรณีการตรวจวัดกระแสไฟฟ้า แสดงได้ดังรูปที่ 4.5 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณมีการเลื่อนขึ้นอยู่ในฝั่งบวกทั้งหมด และมีค่าไม่เกิน 3 โวลต์ ตามที่ต้องการ

### 4.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำสำหรับใช้แยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ในส่วนของการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ ( $\tilde{p}_L$ ) ออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐาน ( $\bar{p}_L$ ) โดยใช้วงจรกรอง ซึ่งงานวิจัยได้ทำการทดสอบใช้วงจรกรอง 2 ชนิดโดยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ คือ วงจรกรองผ่านสูง และวงจรกรองผ่านต่ำ ซึ่งได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.6 จากบทที่ผ่านมา โดยผลการทดสอบพบว่า วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ให้สมรรถนะในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟดีที่สุด ดังนั้น ในหัวข้อนี้จึงเป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำดังกล่าว เพื่อนำไปใช้ในการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง



รูปที่ 4.6 วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 แบบ unity-gain Sallen-Key

$$T(s) = \frac{1}{\underbrace{(s+1)}_{\text{first order}} \underbrace{(s^2+s+1)}_{\text{second order}}} \quad (4-1)$$



วงจรรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ที่สร้างขึ้นจากโอซีออปแอมป์แบบ unity-gain Sallen-Key แสดงได้ดังรูปที่ 4.6 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า วงจรรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 เกิดขึ้นจากการนำ วงจรรองผ่านต่ำอันดับที่ 1 และอันดับที่ 2 มาต่อเรียงกัน (cascade connection) โดยการออกแบบ ค่าพารามิเตอร์ความต้านทาน  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  และค่าตัวเก็บประจุ  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  ที่ปรากฏในวงจร ดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรรอง และค่าความถี่ตัด โดยในงานวิจัยนี้ใช้วงจรรองผ่านต่ำ ชนิดบัตเตอร์เวิร์ท อันดับ 3 ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังที่ได้นำเสนอไว้แล้ว ในตารางที่ 3.2 ในบทที่ 3 จากฟังก์ชันถ่ายโอนดังกล่าว เมื่อนำมาเขียนใหม่โดยการนอร์แมลไลซ์ (normalization) แสดงได้ดังสมการที่ (4-1) และจากชนิดของวงจรรองและค่าความถี่ตัด การ ออกแบบค่าพารามิเตอร์  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  และ  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  จึงมีขั้นตอนดังนี้

ขั้นที่ 1 ทำการเลือกค่าตัวเก็บประจุ  $C_1$  ซึ่งในงานวิจัยนี้เลือกใช้  $C_1 = 1 \mu\text{F}$

ขั้นที่ 2 คำนวณค่าความต้านทาน  $R_1$  โดยใช้สมการที่ (4-2) ดังนี้

$$R_1 = \frac{a_1}{2\pi f_c C_1} \quad (4-2)$$

โดยที่  $a_1$  คือ สัมประสิทธิ์หน้า  $s$  ของวงจรรองอันดับที่ 1 ในสมการที่ (4-1) ซึ่ง จากสมการดังกล่าว สังเกตได้ว่า  $a_1$  มีค่าเท่ากับ 1

จากขั้นที่ 1 ที่ได้ทำการเลือกใช้ค่า  $C_1 = 1 \mu\text{F}$  ดังนั้น จากสมการที่ (4-1) จะได้ว่า

$$R_1 = \frac{1}{2\pi(40)(1 \times 10^{-6})} = 3.978 \text{ k}\Omega$$

ขั้นที่ 3 ทำการเลือกค่าตัวเก็บประจุ  $C_2$  ซึ่งในงานวิจัยนี้เลือกใช้  $C_2 = 0.1 \mu\text{F}$

ขั้นที่ 4 คำนวณค่าตัวเก็บประจุ  $C_3$  โดยใช้สมการที่ (4-3) ดังนี้

$$C_3 \geq C_2 \frac{4b_2}{a_2^2} \quad (4-3)$$

โดยที่  $a_2$  คือ สัมประสิทธิ์หน้า  $s$  ของวงจรรองอันดับที่ 2 ในสมการที่ (4-1) ซึ่งจากสมการดังกล่าว สังเกตได้ว่า  $a_2$  มีค่าเท่ากับ 1

$b_2$  คือ สัมประสิทธิ์หน้า  $s^2$  ของวงจรรองอันดับที่ 2 ในสมการที่ (4-1) ซึ่งจากสมการดังกล่าว สังเกตได้ว่า  $b_2$  มีค่าเท่ากับ 1

จากขั้นที่ 3 ที่ได้ทำการเลือกใช้ค่า  $C_2 = 0.1 \mu\text{F}$  ดังนั้น จากสมการที่ (4-3) จะได้ว่า

$$C_3 \geq (0.1 \times 10^{-6}) \frac{4(1)}{(1)^2} = 0.4 \mu\text{F} \quad (\text{ผู้วิจัยเลือกใช้ค่า } C_2 = 1 \mu\text{F})$$

ขั้นที่ 5 คำนวณค่าความต้านทาน  $R_2$  และ  $R_3$  โดยใช้สมการที่ (4-4) และ (4-5) ดังนี้

$$R_2 = \frac{a_2 C_3 - \sqrt{a_2^2 C_3^2 - 4b_2 C_2 C_3}}{4\pi f_c C_2 C_3} \quad (4-4)$$

$$R_3 = \frac{a_2 C_3 + \sqrt{a_2^2 C_3^2 - 4b_2 C_2 C_3}}{4\pi f_c C_2 C_3} \quad (4-5)$$

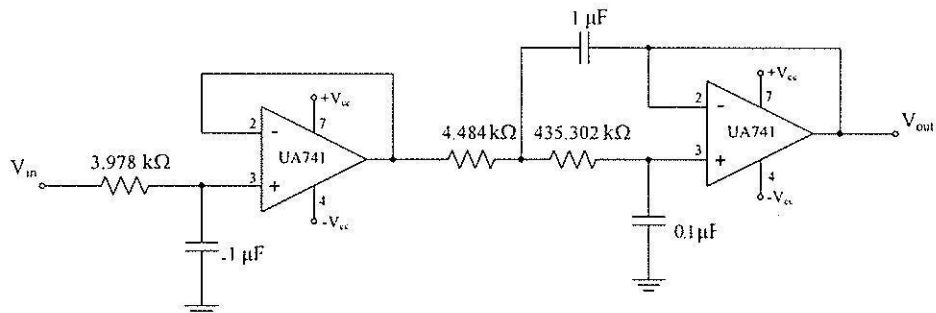
จากสมการที่ (4-4) และ (4-5) แทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตามสมการ จะได้ว่า

$$R_2 = \frac{(1)(1 \times 10^{-6}) - \sqrt{(1)^2 (1 \times 10^{-6})^2 - 4(1)(0.1 \times 10^{-6})(1 \times 10^{-6})}}{4\pi(40)(0.1 \times 10^{-6})(1 \times 10^{-6})} = 4.484 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{(1)(1 \times 10^{-6}) + \sqrt{(1)^2 (1 \times 10^{-6})^2 - 4(1)(0.1 \times 10^{-6})(1 \times 10^{-6})}}{4\pi(40)(0.1 \times 10^{-6})(1 \times 10^{-6})} = 435.302 \text{ k}\Omega$$

หมายเหตุ การออกแบบวงจรรองผ่านต่ำข้างต้นสามารถรายละเอียดเพิ่มเติมได้จากหนังสือ Ob Amps For Everyone (Ron Mancini, 2002)

จากการออกแบบค่าพารามิเตอร์  $R_1$   $R_2$   $R_3$  และค่าตัวเก็บประจุ  $C_1$   $C_2$   $C_3$  ของวงจรรองผ่านต่ำชนิดบัตเตอร์เวิร์ท อันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ทำให้ได้วงจรรองสำหรับใช้แยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟในการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง แสดงดังรูปที่ 4.7 ดังนี้



รูปที่ 4.7 วงจรกรองผ่านต่ำชนิดบัตเตอร์เวิร์ท อันดับที่ 3 ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz

#### 4.4 การ์ด DSP

การสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งในงานวิจัยนี้ใช้การ์ด DSP เป็นตัวประมวลผล ซึ่งการ์ด DSP ดังกล่าว เป็นของบริษัท Texas Instruments รุ่น eZdsp™ F2812 มีความเร็วในการประมวลผลของซีพียูเท่ากับ 150 เมกะเฮิร์ตซ์ สถาปัตยกรรมของซีพียูเป็น 32 บิต และมีวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (ADC) ภายในตัว จำนวน 16 ช่องสัญญาณ แต่ละช่องสัญญาณมีความแยกชัด (resolution) 12 บิต โดยจะกระจายอยู่ใน 2 พอร์ต คือ พอร์ต P5 และ P9 ซึ่งการจัดเรียงพินคู่ได้จากรูปที่ 4.8 และรายละเอียดของแต่ละพินแสดงไว้ดังตารางที่ 4.1

P5	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19

รูปที่ 4.8 การจัดเรียงพินของช่องสัญญาณวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลของการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812

จากตารางที่ 4.1 ส่วนที่ถูกแรเงา คือ พินที่ถูกเลือกใช้งานในงานวิจัยสำหรับสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง โดยพินที่ 1 ถึง 3 (ADCB0 ถึง ADCB2) ของพอร์ต P5 ถูกใช้เป็นช่องรับสัญญาณแอนะล็อกอินพุตแรงดันไฟฟ้าเฟส *a* เฟส *b* และเฟส *c* หรือ  $v_{sa}$   $v_{sb}$  และ  $v_{sc}$  ตามลำดับ ซึ่งสัญญาณแรงดันดังกล่าวได้จากอุปกรณ์ตรวจรู้แรงดันไฟฟ้า และผ่านวงจรปรั้งแต่งสัญญาณ ดังที่ได้นำเสนอไว้แล้วในหัวข้อที่ 4.2.1 ส่วนพินที่ 4 (ADCB3) ของพอร์ต P5 คือ พินที่ถูกใช้เป็นช่องรับสัญญาณแอนะล็อกปริมาณมูลฐานของกำลังแอกทีฟ หรือ  $\bar{p}_L$  โดยปริมาณมูลฐานดังกล่าว คือ เอาต์พุตที่ได้จากการนำกำลังแอกทีฟ ( $p_L$ ) ผ่านเข้าวงจรกรองผ่านต่ำดังรูปที่ 4.7 ในหัวข้อที่ผ่านมา สำหรับพินที่ 2 4 และ 6 (ADCA0 ถึง ADCA2) ของพอร์ต P9 ถูกใช้เป็นช่อง

รับสัญญาณแอนะล็อกอินพุตกระแสไฟฟ้า  $i_{L,a}$   $i_{L,b}$  และ  $i_{L,c}$  ตามลำดับ โดยสัญญาณกระแสดังกล่าวได้จากอุปกรณ์ตรวจรู้กระแสไฟฟ้า และผ่านวงจรปรุ้งแต่งสัญญาณเช่นกัน ดังที่ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.2.2

ตารางที่ 4.1 รายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P5 และ P9 ใน eZdsp™ F2812

พินพอร์ต P5	ช่องสัญญาณ ADC	พินพอร์ต P9	ช่องสัญญาณ ADC	พินพอร์ต P9	ช่องสัญญาณ ADC
1	ADCB0	1	GND	2	ADCA0
2	ADCB1	3	GND	4	ADCA1
3	ADCB2	5	GND	6	ADCA2
4	ADCB3	7	GND	8	ADCA3
5	ADCB4	9	GND	10	ADCA4
6	ADCB5	11	GND	12	ADCA5
7	ADCB6	13	GND	14	ADCA6
8	ADCB7	15	GND	16	ADCA7
9	ADCREFM	17	GND	18	VREFLO
10	ADCREFP	19	GND	20	No connect

นอกจากพอร์ตรับสัญญาณแอนะล็อกดังกล่าว การ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 ยังมีพอร์ตไอโอ (I/O ports) ทั้งหมด 3 พอร์ต คือ พอร์ต P4 P7 และ P8 โดยมีการจัดเรียงพินต่าง ๆ ดังรูปที่ 4.9 รายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P4 และ P8 ดูได้จากตารางที่ 4.2 และรายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P7 ดูได้จากตารางที่ 4.3

P4	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
P8	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32	34	36	38	40
	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39
P7	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10										

รูปที่ 4.9 การจัดเรียงพินพอร์ตไอโอของการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812

จากตารางที่ 4.2 พินที่ 11 13 และ 14 ของพอร์ต P4 พินที่ 6 ถึง 19 และพินที่ 30 ถึง 36 ของพอร์ต P8 (ส่วนที่แรงา) รวมถึงพินที่ 1 ถึง 3 ของพอร์ต P7 (ส่วนที่แรงา) ในตารางที่ 4.3 คือ

พินที่ถูกเลือกใช้ในงานวิจัย สำหรับใช้เชื่อมต่อและส่งข้อมูลไปยังวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกซึ่งวงจรดังกล่าวอยู่ภายนอกการ์ด DSP โดยจะนำเสนอในหัวข้อที่ 4.5

หมายเหตุ รายละเอียดอื่น ๆ เกี่ยวกับการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 สามารถค้นคว้าเพิ่มเติมได้จาก

<http://www.ti.com>

ตารางที่ 4.2 รายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P4 และ P8 ใน eZdsp™ F2812

พินพอร์ต P4	รายละเอียด ของพิน	พินพอร์ต P8	รายละเอียด ของพิน	พินพอร์ต P8	รายละเอียด ของพิน
1	+3.3 V	1	+3.3 V	2	+3.3 V
2	XINT2/ADCSOC	3	SCITXDA	4	SCIRXDA
3	MCLKXA	5	XINT1n/XBIO <sub>n</sub>	6	A8
4	MCLKRA	7	A9	8	A10
5	MFSXA	9	A0	10	A1
6	MFSRA	11	A2	12	A3
7	MDXA	13	A4	14	A5
8	MDRA	15	A6	16	A7
9	No connect	17	A11	18	A12
10	GND	19	GND	20	GND
11	B9	21	No connect	22	XINT1N/XBIO <sub>n</sub>
12	B10	B7	SPISIMOA	24	SPISOMIA
13	B6	25	SPICLKA	26	SPISTEA
14	B7	27	CANTXA	28	CANRXA
15	B11	29	XCLKOUT	30	B0
16	B12	31	B1	32	B2
17	XF/XPLLDIS <sub>n</sub>	33	B3	34	B4
18	SCITXDB	35	B5	36	B8
19	SCIRXDB	37	TICTRIP/PDPINT <sub>An</sub>	38	T3CTRIP/PDPPINT <sub>Bn</sub>
20	GND	39	GND	40	GND

ตารางที่ 4.3 รายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P7 ใน eZdsp™ F2812

พินพอร์ต P7	รายละเอียดของพิน
1	A13
2	A14
3	A15
4	T2CTRIpN/EVASOCn
5	B13
6	B14
7	B15
8	T4CTRIpN/EVBSOCn
9	No connect
10	GND

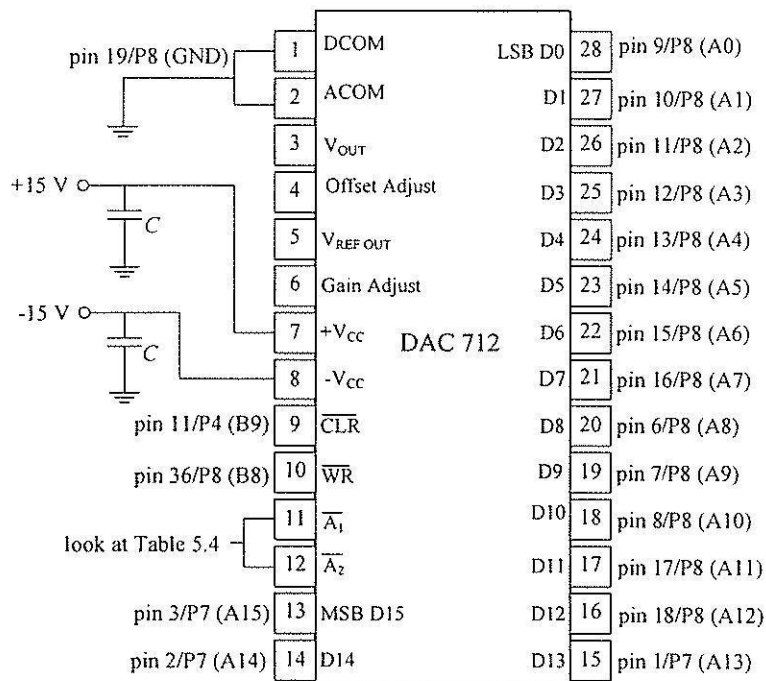
#### 4.5 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก

ชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่ใช้การ์ด DSP จำเป็นต้องใช้วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (DAC) ทั้งหมด 4 ช่องสัญญาณ โดยช่องสัญญาณที่ 1 ใช้สำหรับแปลงสัญญาณดิจิทัลของกำลังแอกทีฟให้เป็นแอนะล็อกก่อนนำเข้าวงจรกรองผ่านต่ำเพื่อแยกปริมาณฮาร์มอนิก และช่องสัญญาณที่ 2 ถึง 4 คือ กระแสอ้างอิงสามเฟสสำหรับการชดเชย ( $i_{ca}^*$ ,  $i_{cb}^*$ ,  $i_{cc}^*$ ) ที่ได้จากการคำนวณตามวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกที่นำเสนอก่อนหน้านี้ วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกดังกล่าว งานวิจัยใช้ไอซีแปลงสัญญาณเบอร์ DAC712 ของ Burr-Brown ซึ่งมีความแยกชัด 16 บิต การเชื่อมต่อไอซีทั้งสี่ตัวกับพอร์ตไอโอของการ์ด DSP จะเหมือนกันดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.10 ยกเว้นขาที่ 11 และ 12 ( $\bar{A}_0$  และ  $\bar{A}_1$ ) ซึ่งจะเป็นขาที่ใช้กำหนดหรือระบุการทำงานเฉพาะไอซีแต่ละตัว โดยการเชื่อมต่อขาที่ 11 และ 12 ของไอซี DAC712 แต่ละตัวกับการ์ด DSP ดูได้จากตารางที่ 4.4

สำหรับขั้นตอนการสั่งการทำงานของไอซีแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกตัวที่ 1 ถึง 4 ทำได้โดยการใช้คำสั่งดิจิทัลเวิร์ด 10 บิต (B0 ถึง B9) ของการ์ด DSP โดยมีลำดับขั้นตอนแสดงได้ดังตารางที่ 4.5 ถึง 4.8 ตามลำดับ จากตารางดังกล่าว B0 ถึง B5 คือ พินที่ 30 ถึง 35 ของพอร์ต P8 B6 และ B7 คือ พินที่ 13 และ 14 ของพอร์ต P4 ส่วน B8 และ B9 คือ พินที่ 36 และ 11 ของพอร์ต P8 และพอร์ต P4 ตามลำดับ โดยขั้นตอนที่ 1 เป็นการกำหนดค่าเริ่มต้นให้กับไอซี DAC712 ขั้นตอนที่ 2 เป็นการโหลดข้อมูล 16 บิต ซึ่งไอซีตัวที่ 1 คือ ข้อมูลกำลังแอกทีฟ ไอซีตัวที่ 2 คือ

ข้อมูลกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยเฟส  $a$  ไอซีตัวที่ 3 คือ ข้อมูลกระแสอ้างอิงเฟส  $b$  และไอซีตัวที่ 4 คือ ข้อมูลกระแสอ้างอิงเฟส  $c$  ขั้นตอนที่ 3 เป็นการบ่งบอกถึงการสิ้นสุดการโหลดข้อมูล ขั้นตอนที่ 4 ถึง 6 เป็นขั้นตอนสำหรับการโหลดอินพุตแลตช์ (load input lach) และขั้นตอนที่ 7 ถึง 9 เป็นขั้นตอนการโหลดดีทิวเอแลตช์ (load D/A lach) ของไอซี DAC712

หมายเหตุ รายละเอียดอื่น ๆ เกี่ยวกับไอซี DAC712 สามารถค้นคว้าเพิ่มเติมได้จาก <http://www.burr-brown.com>



รูปที่ 4.10 การเชื่อมต่อ ไอซีแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกกับพอร์ตไอโอของการ์ด DSP

ตารางที่ 4.4 การเชื่อมต่อขาที่ 11 และ 12 ของไอซี DAC712 ทั้งสี่ตัวกับการ์ด DSP

ไอซี DAC712		พิน/พอร์ต ของการ์ด DSP ที่ใช้เชื่อมต่อ	รายละเอียดของพิน
ตัวที่ 1	$\overline{A}_0$	pin 30/P8	B0
	$\overline{A}_1$	pin 31/P8	B1
ตัวที่ 2	$\overline{A}_0$	pin 32/P8	B2
	$\overline{A}_1$	pin 33/P8	B3
ตัวที่ 3	$\overline{A}_0$	pin 34/P8	B4
	$\overline{A}_1$	pin 35/P8	B5
ตัวที่ 4	$\overline{A}_0$	pin 13/P4	B6
	$\overline{A}_1$	pin 14/P4	B7

ตารางที่ 4.5 ขั้นตอนการสังการควบคุมของไอซี DAC712 ตัวที่ 1

ขั้นตอนการสังการควบคุมของไอซี DAC712 ตัวที่ 1	B9	B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
ขั้นที่ 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 2	โหลดข้อมูลกำลังแอกทีฟผ่านพิน A0 ถึง A15									
ขั้นที่ 3	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 4	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
ขั้นที่ 5	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0
ขั้นที่ 6	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
ขั้นที่ 7	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
ขั้นที่ 8	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1
ขั้นที่ 9	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1

ตารางที่ 4.6 ขั้นตอนการสังการควบคุมของไอซี DAC712 ตัวที่ 2

ขั้นตอนการสังการควบคุมของไอซี DAC712 ตัวที่ 2	B9	B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
ขั้นที่ 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 2	โหลดข้อมูลกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยเฟส $\alpha$ ผ่านพิน A0 ถึง A15									
ขั้นที่ 3	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 4	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
ขั้นที่ 5	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1
ขั้นที่ 6	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
ขั้นที่ 7	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
ขั้นที่ 8	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1
ขั้นที่ 9	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1



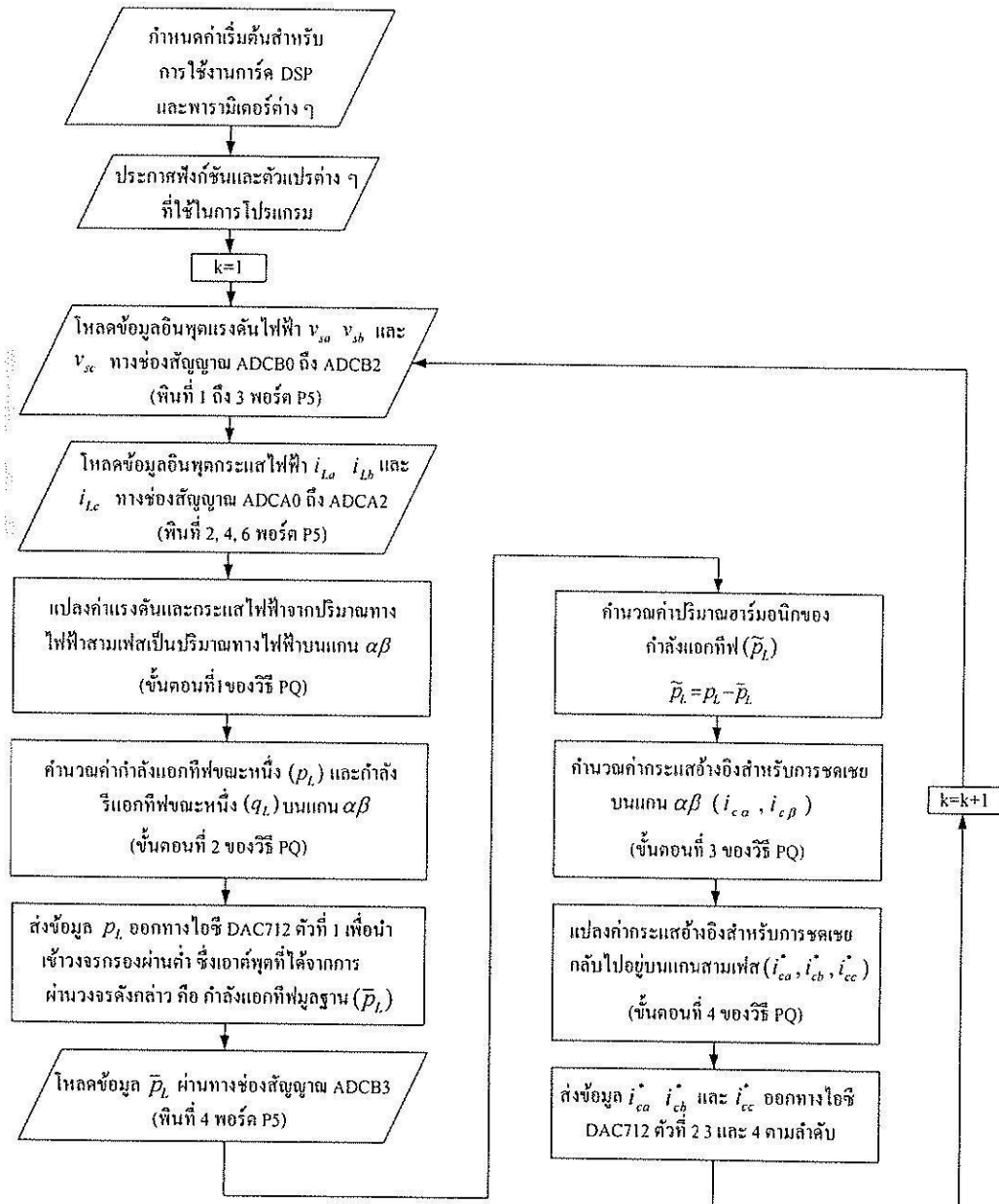
ตารางที่ 4.7 ขั้นตอนการสังการควบคุมของไอซี DAC712 ตัวที่ 3

ขั้นตอนการสังการควบคุมของไอซี DAC712 ตัวที่ 3	B9	B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
ขั้นที่ 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 2	โหลดข้อมูลกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยเฟส <i>b</i> ผ่านพิน A0 ถึง A15									
ขั้นที่ 3	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 4	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
ขั้นที่ 5	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1
ขั้นที่ 6	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
ขั้นที่ 7	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 8	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 9	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1

ตารางที่ 4.8 ขั้นตอนการสังการควบคุมสำหรับไอซี DAC712 ตัวที่ 4

ขั้นตอนการสังการควบคุมของไอซี DAC712 ตัวที่ 4	B9	B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
ขั้นที่ 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 2	โหลดข้อมูลกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยเฟส <i>c</i> ผ่านพิน A0 ถึง A15									
ขั้นที่ 3	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 4	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 5	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 6	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 7	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 8	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 9	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1

#### 4.6 ซอฟต์แวร์โปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งบนการ์ด DSP



รูปที่ 4.11 แผนภูมิการ โปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

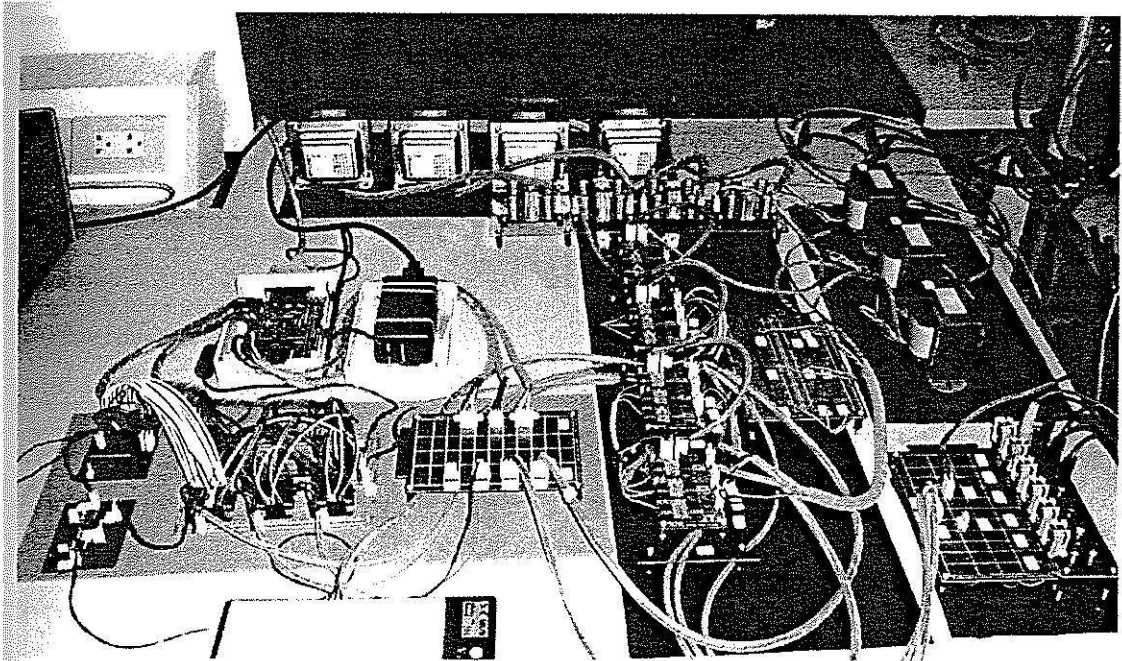
การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ที่มีขั้นตอนการคำนวณตามที่ได้นำเสนอไว้แล้วในบทที่ 3 ในหัวข้อนี้เป็นการนำเสนอการ โปรแกรมวิธีตรวจจับดังกล่าวลงบน

การ์ด DSP โดยใช้ภาษาซี ซึ่งแผนภูมิการโปรแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 3.11 จากรูปดังกล่าว เริ่มต้นจากการกำหนดค่าเริ่มต้นสำหรับการใช้งานการ์ด DSP และพารามิเตอร์ต่าง ๆ เช่น พารามิเตอร์เริ่มต้นของฟังก์ชัน ADC เป็นต้น และต่อด้วยการประกาศฟังก์ชัน และตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้เก็บค่าในการคำนวณ จากนั้นจะทำการโหลดข้อมูลอินพุตที่ใช้ในการคำนวณสำหรับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ได้แก่ แรงดันไฟฟ้า  $v_{sa}$ ,  $v_{sb}$  และ  $v_{sc}$  ผ่านทางช่องทางสัญญาณ ADCB0 ถึง ADCB2 ตามลำดับ และกระแสไฟฟ้า  $i_{La}$ ,  $i_{Lb}$  และ  $i_{Lc}$  ผ่านทางช่องทางสัญญาณ ADCA0 ถึง ADCA2 ตามลำดับ ลำดับต่อไปเป็นการคำนวณเพื่อแปลงค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าจากปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสไปอยู่บนแกน  $\alpha\beta$  (ใช้สมการที่ (3-19) และ (3-20) ในบทที่ 3 ) และนำค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าดังกล่าว ไปคำนวณค่ากำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $p_L$ ) และกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $q_L$ ) บนแกน  $\alpha\beta$  (ใช้สมการที่ (3-21) ในบทที่ 3 ) เมื่อคำนวณค่ากำลังแอกทีฟและกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งเสร็จแล้ว จะทำการส่งค่ากำลังแอกทีฟออกทางไอซีแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นแอนะล็อก (DAC712) ตัวที่ 1 เพื่อนำค่ากำลังแอกทีฟที่ได้ไปผ่านวงจรกรองผ่านต่ำเพื่อแยกปริมาณฮาร์มอนิก ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จากการผ่านวงจรดังกล่าว คือ ค่ากำลังแอกทีฟมูลฐาน หรือ  $\bar{p}_L$  จากนั้นจะนำเอาต์พุตที่ได้ดังกล่าว โหลดกลับเข้ามายังการ์ด DSP ผ่านทางช่องสัญญาณ ADCB3 อีกครั้ง เพื่อนำไปคำนวณหาค่าปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ ( $\tilde{p}_L = p_L - \bar{p}_L$ ) ลำดับต่อไปเป็นการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยบนแกน  $\alpha\beta$  ( $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$ ) (ใช้สมการที่ (3-25) ในบทที่ 3 ) และต่อด้วยการคำนวณแปลงค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยกลับมายอยู่บนแกนสามเฟส ( $i_{ca}^*$ ,  $i_{cb}^*$ ,  $i_{cc}^*$ ) (ใช้สมการที่ (3-26) ในบทที่ 3 ) เมื่อคำนวณเสร็จสิ้นจะทำการส่งข้อมูลกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยทั้งสามเฟสดังกล่าว ออกทางช่องสัญญาณไอซี DAC712 ตัวที่ 2 ถึง 4 ตามลำดับ จากการอธิบายแผนภูมิการโปรแกรมข้างต้น เป็นการคำนวณเพียงรอบแรกเท่านั้น โดยการคำนวณในรอบต่อไป จะเริ่มต้นทำการโหลดข้อมูลอินพุตแรงดันและกระแสไฟฟ้าค่าใหม่ และดำเนินการซ้ำเดิมตามลำดับขั้นตอนที่ได้อธิบายไว้อีกครั้ง ดังแผนภูมิมรูปที่ 4.11 สำหรับโค้ดโปรแกรมภาษาซีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งได้แสดงไว้ในภาคผนวก ข

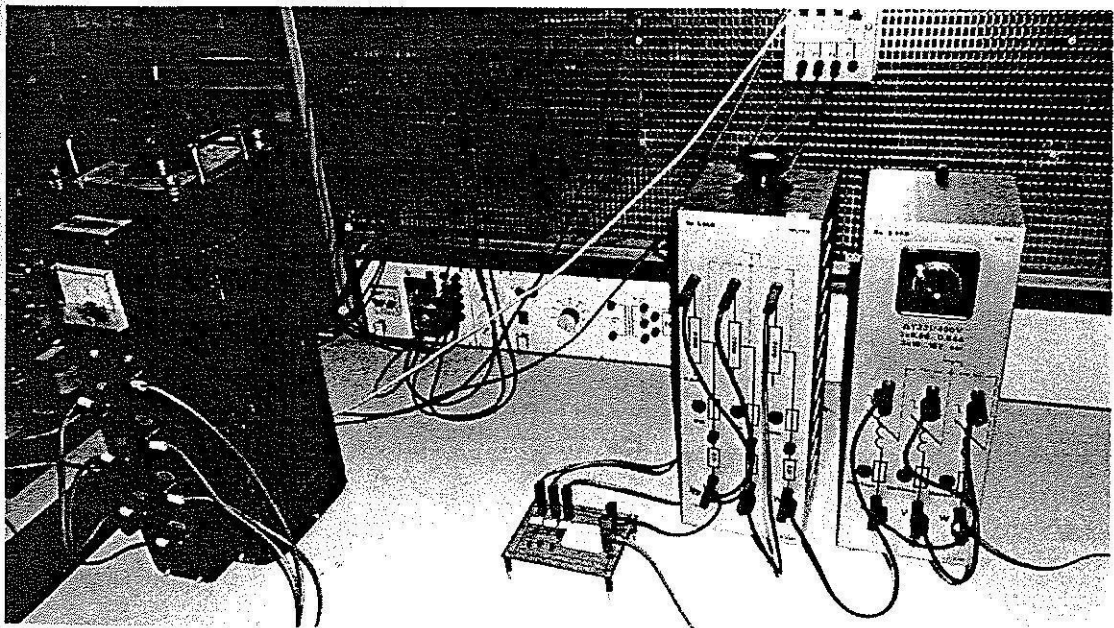
#### 4.7 ผลการทดสอบชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

การอธิบายตั้งแต่หัวข้อที่ 4.2 ถึง 4.6 เป็นการนำเสนออุปกรณ์ การเชื่อมต่อวงจร และการโปรแกรมสำหรับสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ซึ่งเมื่อทำการต่ออุปกรณ์ทั้งหมดเข้าด้วยกัน จะได้ชุดตรวจจับฮาร์มอนิกดังกล่าว ดังรูปที่ 4.12 และจากระบบไฟฟ้าที่พิจารณาดังรูปที่ 3.4 ในบทที่ 3 เมื่อนำมาสร้างจริง แสดงได้ดังรูปที่ 4.13 จากรูป

ดังกล่าว แหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้ากำลัง ถูกแทนด้วยหม้อแปลงสามเฟสและต่อเข้ากับโวลต์จอร์  
เรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโวลต์ความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

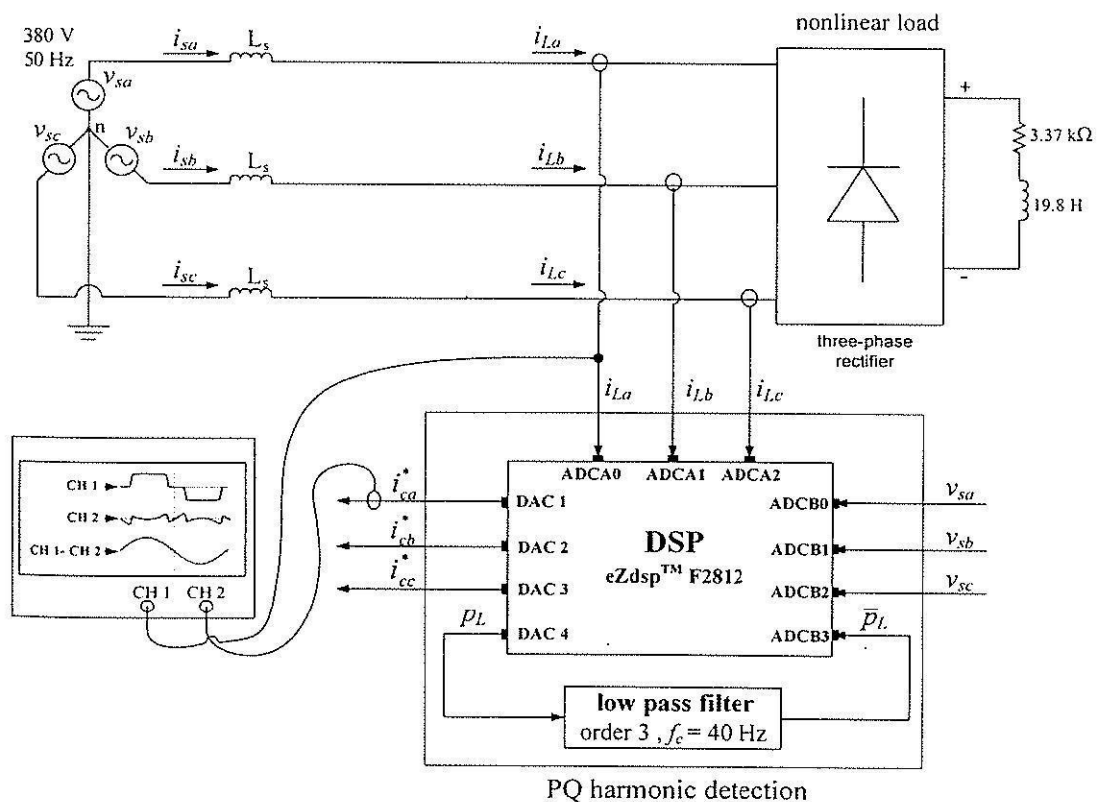


รูปที่ 4.12 ชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

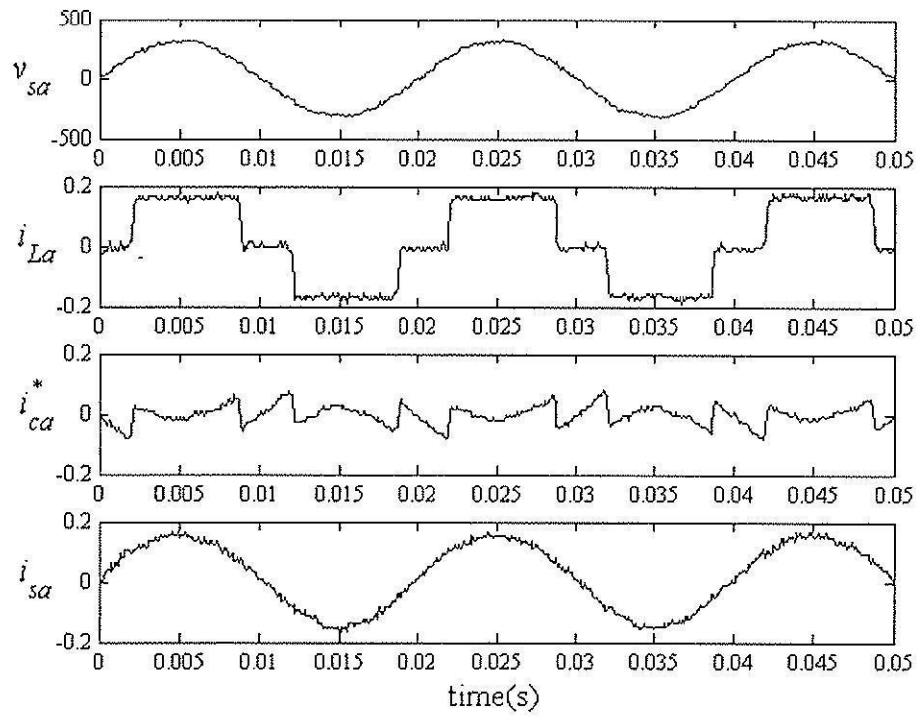


รูปที่ 4.13 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณากำจัดฮาร์มอนิก

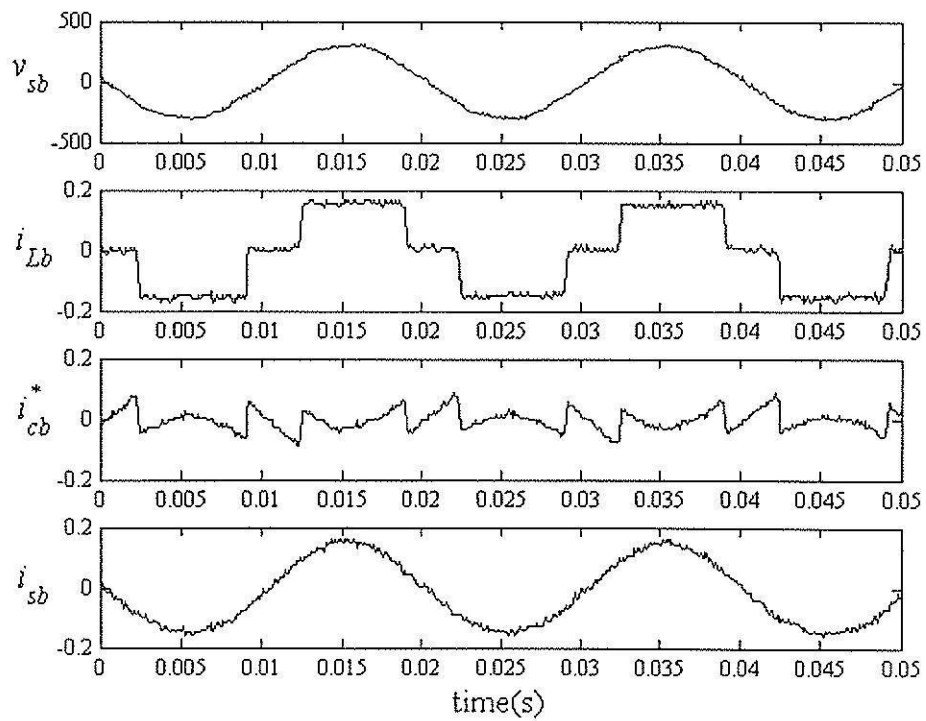
การทดสอบชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งทีสร้างขึ้นในทางปฏิบัติ จะทำการทดสอบกับระบบไฟฟ้าดังรูปที่ 4.13 โดยการตรวจสอบความถูกต้องของกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยที่ได้จากชุดตรวจจับฮาร์มอนิกดังกล่าว จะใช้วิธีการนำกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดของระบบไฟฟ้ากำลัง ( $i_L$ ) ลบด้วยกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย ( $i_c^*$ ) ที่ได้จากชุดตรวจจับฮาร์มอนิก ( $i_L - i_c^*$ ) โดยการหักลบดังกล่าวจะใช้ออสซิลโลสโคปเป็นตัวดำเนินการดังรูปที่ 4.14 จากรูปดังกล่าว ประกอบด้วย 3 ส่วน โดยส่วนแรก คือ ระบบไฟฟ้ากำลังที่พิจารณา ส่วนที่สอง คือ ชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่ใช้การ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 และส่วนที่สาม คือ ออสซิลโลสโคปที่ใช้สำหรับดำเนินการนำกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดลบด้วยกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย การดำเนินการดังกล่าวจะเปรียบเสมือนการใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสทางอุดมคติในการกำจัดฮาร์มอนิก ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จากการดำเนินการ คือ ค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ( $i_s$ ) หลังการชดเชย โดยถ้าค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยที่ได้จากชุดตรวจจับฮาร์มอนิกมีความถูกต้อง จะส่งผลให้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายมีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น ซึ่งดูได้จากผลการทดสอบรูปย่อยที่ 4 ( $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$ ) ของรูปที่ 4.15 ถึง 4.17



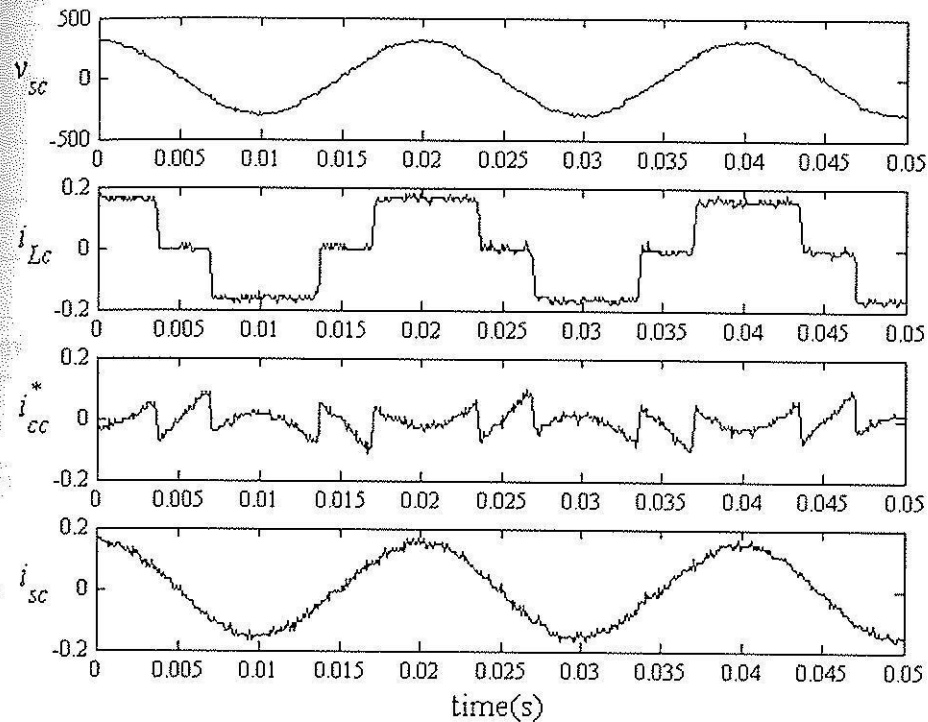
รูปที่ 4.14 การทดสอบชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง



รูปที่ 4.15 ผลการทดสอบการตรวจจับฮาร์มอนิกกรณีเฟส  $a$



รูปที่ 4.16 ผลการทดสอบการตรวจจับฮาร์มอนิกกรณีเฟส  $b$



รูปที่ 4.17 ผลการทดสอบการตรวจจับฮาร์มอนิกกรณีเฟส c

จากรูปที่ 4.15 ถึง 4.17 สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชยทั้งสามเฟส ( $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$ ) มีลักษณะเป็นรูปไซน์เพิ่มมากขึ้น เมื่อเทียบกับรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายก่อนการชดเชยซึ่งมีลักษณะรูปสัญญาณเช่นเดียวกับกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลด ( $i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}$ ) ทั้งนี้เนื่องจากกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยทั้งสามเฟส ( $i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$ ) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟมีความถูกต้อง โดยค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังชดเชยทั้งสามเฟสดูได้จากตารางที่ 4.9 จากตารางดังกล่าว ค่า %THD หลังการทดสอบของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกรณีเฟส a มีค่าเท่ากับ 3.4426% กรณีเฟส b มีค่าเท่ากับ 3.0335% และกรณีเฟส c มีค่าเท่ากับ 3.6282% โดยที่ค่า %THD เฉลี่ยทั้งสามเฟสมีค่าเท่ากับ 3.3772% (คำนวณโดยใช้สมการที่ 3.27 ในบทที่ 3) ซึ่งค่าดังกล่าวอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std.519-1992 ในขณะที่ก่อนการทดสอบค่า %THD เฉลี่ยทั้งสามเฟสมีค่าเท่ากับ 28.2860% อย่างไรก็ตาม การทดสอบดังกล่าวมิได้มีการฉีดกระแสชดเชยสู่ระบบไฟฟ้าจริง ทั้งนี้เนื่องจากต้องการทดสอบเฉพาะในส่วนการตรวจจับฮาร์มอนิกเท่านั้น แต่งานวิจัยในอนาคต จะมีการต่อยอดโดยการสร้างวงจรรอกำลังรีแอกทีฟ ที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน โดยใช้กระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่น่าเสนอในบทนี้

ตารางที่ 4.9 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายทั้งสามเฟส

เฟส	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย	
	ค่า %THD ก่อนการทดสอบ	ค่า %THD หลังการทดสอบ
a	28.8058	3.4426
b	27.9027	3.0335
c	28.1418	3.6282
เฉลี่ยทั้งสามเฟส	28.2860	3.3772

#### 4.8 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ที่ใช้การ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 สำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ผลการทดสอบในทางปฏิบัติของชุดตรวจจับฮาร์มอนิกดังกล่าว พบว่า รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการทดสอบ ที่ได้จากการนำกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดลบด้วยกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยด้วยออสซิลโลสโคปมีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น และค่า %THD ของทั้งสามเฟสอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std.519-1992 อย่างไรก็ตาม การทดสอบด้วยวิธีดังกล่าวเปรียบเสมือนการใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสทางอุดมคติ แต่ในทางปฏิบัติเพื่อนำไปใช้งานจริงวงจรดังกล่าวต้องเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งการสร้างวงจรดังกล่าว จำเป็นต้องมีการวิจัยและพัฒนาให้มีสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยให้ได้ใกล้เคียงกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสทางอุดมคติมากที่สุด ทั้งนี้เพื่อให้การกำจัดฮาร์มอนิกได้ประสิทธิภาพสูงสุด



## บทที่ 5

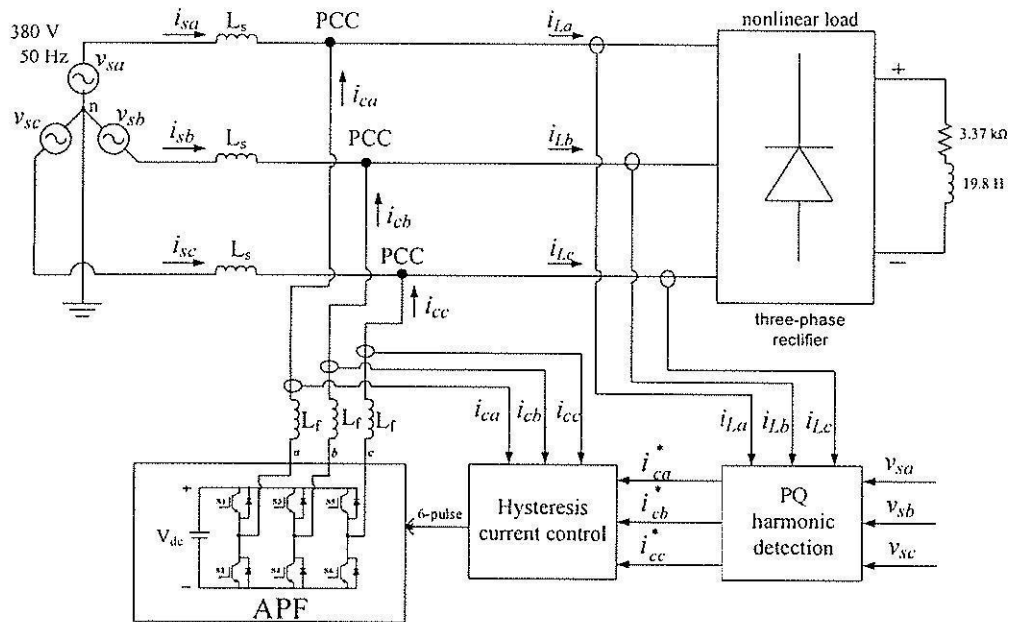
### การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์

#### 5.1 บทนำ

การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีสามารถฉีดกระแสชดเชยให้กับระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพมีความสำคัญอย่างยิ่งสำหรับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟ ในบทนี้จึงได้นำเสนอ การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเทอรีซิส โดยใช้วิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ 2 วิธี ได้แก่ วิธีจินเนติก อัลกอริทึม และวิธีการค้นหาแบบดาบุงเชิงปรับตัว อัลกอริทึมดังกล่าวจะถูกใช้สำหรับค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ โดยมีวัตถุประสงค์ในการค้นหา คือ ค่า %THD ที่น้อยที่สุด ของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักหลังการชดเชย ผลการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟของทั้งสองวิธีดังกล่าวจะถูกเปรียบเทียบกับวิธีการออกแบบของ Ingram และ Round ซึ่งเป็นวิธีการออกแบบที่ปรากฏมาก่อนหน้านี้ สำหรับระบบกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันและการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเทอรีซิส ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 5.2 การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการของ Ingram และ Round อธิบายในหัวข้อที่ 5.3 การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.4 ถึง 5.6 นอกจากนี้ผลการจำลองสถานการณ์รวมถึงการอภิปรายผลของแต่ละวิธีการ ได้ถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.7

#### 5.2 การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเทอรีซิส

การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน แสดงได้ดังรูปที่ 5.1 จากรูปดังกล่าว วงจรรอกำลังแอกทีฟสร้างขึ้นจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังไอจีบีที (IGBT) 6 ตัว สร้างเป็นวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชยให้กับระบบไฟฟ้ากำลัง การตรวจจับฮาร์มอนิกเพื่อสร้างสัญญาณกระแสอ้างอิงให้กับ



รูปที่ 5.1 ระบบกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

วงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่ได้รับการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับดังที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 ซึ่งจะปรากฏที่บล็อก PQ harmonic detection การควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟให้ผิดกระแสชดเชยได้ตามกระแสอ้างอิงใช้วิธีฮิสเตอร์ซิสต์ดังปรากฏที่บล็อก Hysteresis current control วิธีดังกล่าวเป็นวิธีที่สามารถควบคุมการผิดกระแสชดเชยอย่างได้ผล โดยโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมและลักษณะการควบคุมรูปสัญญาณของกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิสต์ แสดงได้ดังรูปที่ 5.2 และรูปที่ 5.3 ตามลำดับ

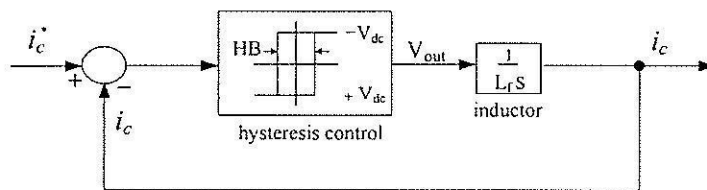
จากรูปที่ 5.2 และ 5.3 แถบฮิสเตอร์ซิสต์ (Hysteresis Band: HB) คือ ขอบเขตการสวิงของกระแสชดเชย ( $i_c$ ) ระหว่างขอบเขตบนและขอบเขตล่างของฮิสเตอร์ซิสต์ ซึ่งกระแสชดเชยดังกล่าวสามารถมีค่าเพิ่มขึ้นและลดลงได้โดยอาศัยการควบคุมการทำงานของสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่นำมาสร้างเป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งในที่นี้ใช้ไอจีบีที ถ้าพิจารณาการทำงานในกรณีหนึ่งเฟส ถ้าไอจีบีทีตัวบนนำกระแสและไอจีบีทีตัวล่างหยุดนำกระแส จะทำให้กระแสชดเชยมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อกระแสมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าขอบเขตบนของฮิสเตอร์ซิสต์ (upper hysteresis limit) ไอจีบีทีตัวบนก็จะหยุดนำกระแสในขณะที่ไอจีบีทีตัวล่างนำกระแสแทน ส่งผลให้กระแสชดเชยมีค่าลดลง เมื่อค่ากระแสลดลงจนถึงค่าขอบเขตล่างของฮิสเตอร์ซิสต์ (lower hysteresis limit) ไอจีบีทีตัวบนก็จะนำกระแสและไอจีบีทีตัวล่างจะหยุดนำกระแสอีกครั้ง โดยจะเป็นเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ ตลอดการทำงาน ผลจากการทำงานของไอจีบีทีดังกล่าว จึงทำให้กระแสชดเชยมีการสวิงอยู่ในแถบฮิสเตอร์ซิสต์ที่

มีลักษณะรูปสัญญาณเป็นไปตามรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย ( $i_c^*$ ) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง สำหรับค่าความถี่สวิตช์ของพัลส์สัญญาณในรูปที่ 5.3 จะขึ้นอยู่กับ การออกแบบค่าแถบฮิสเตอร์ซิส ค่าแรงดันบัสไฟตรง (DC bus voltage :  $V_{dc}$ ) และค่าตัวเหนี่ยวนำวงจรกรอง ( $L_f$ ) โดยที่ค่าความเหนี่ยวนำดังกล่าวจะมีความสัมพันธ์กับค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่เทียบกับเวลา ดังสมการที่ (5-1) ดังนี้

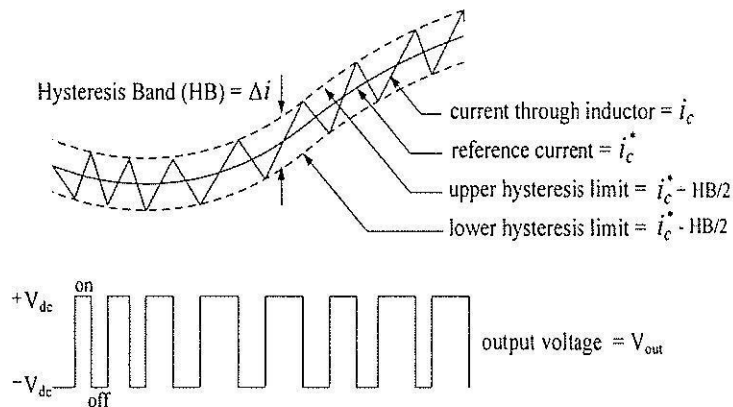
$$\frac{di_c}{dt} = \frac{V_{out} - V_{PCC}}{L_f} \tag{5-1}$$

โดยที่  $V_{PCC}$  คือ แรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC

$V_{out}$  คือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 5.2 โครงสร้างบล็อกไดอะแกรมการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส



รูปที่ 5.3 ลักษณะการควบคุมรูปคลื่นสัญญาณด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส

ค่าพารามิเตอร์ที่ทำการออกแบบของวงจรกรองกำลังรีแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส ประกอบด้วย ค่าแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc}$ ) ค่าตัวเหนี่ยวนำวงจรกรอง ( $L_f$ ) ดังปรากฏอยู่ในรูปที่ 5.1 และค่าแถบฮิสเตอร์ซิส (HB) สำหรับการควบคุมกระแสชดเชย ซึ่งการออกแบบค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว ในงานนี้ใช้วิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ 2 วิธี ได้แก่ วิธีจินเนติก

อัลกอริทึม และวิธีการค้นหาแบบตาบอดเชิงปรับตัว (อาทิตย์ ศรีแก้ว, 2552) โดยโครงสร้างของการออกแบบที่ใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ดังกล่าว จะนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.4

### 5.3 การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการของ Ingram และ Round

ในปี 1997 Ingram และ Round ได้นำเสนอวิธีการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส ซึ่งมีรายละเอียดขั้นตอนดังนี้

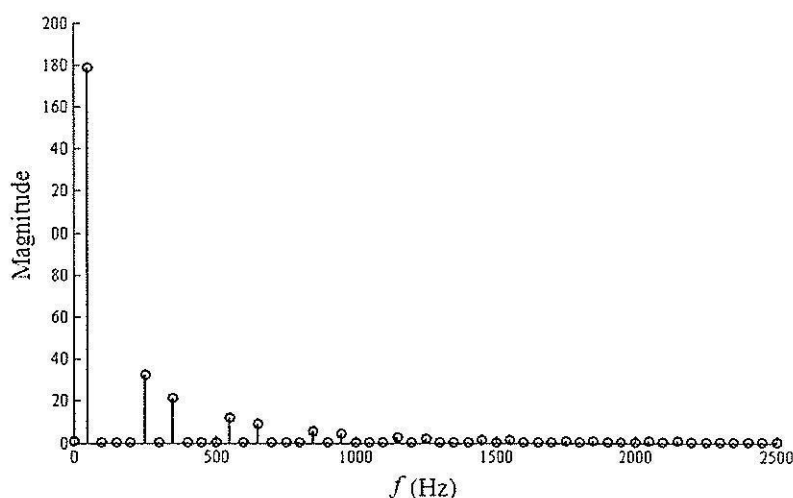
ขั้นที่ 1 ทำการคำนวณค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยสูงสุดเทียบกับเวลา ( $\max(\frac{di_c}{dt})$ ) โดยอาศัยองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่มีขนาดกระแสมากที่สุด ( $i_{h(\max)}(t)$ ) ดังสมการที่ (5-2) และสมการที่ (5-3) ดังนี้

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

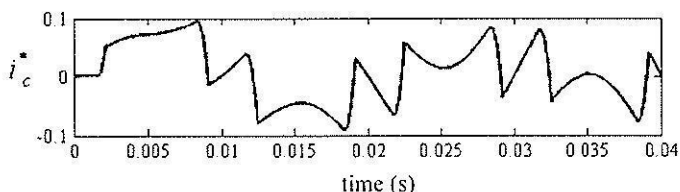
$$\max(\frac{di_c}{dt}) = A2\pi f \quad (5-3)$$

โดยที่  $A$  คือ แอมพลิจูดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่มีขนาดกระแสสูงสุด (A)

$f$  คือ ความถี่ของลำดับฮาร์มอนิกที่มีขนาดกระแสสูงสุด (Hz)



รูปที่ 5.4 สเปกตรัมฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง



รูปที่ 5.5 ผลการจำลองสถานการณ์กระแสอ้างอิงสำหรับชดเชย

จากรูปที่ 5.4 แสดงสเปกตรัมขนาดของฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังรูปที่ 5.1 ซึ่งสังเกตได้ว่า กระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ 5 ( $f = 250$  Hz) มีขนาดสูงสุด แต่เนื่องจากไม่ทราบค่าแอมพลิจูดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 ดังนั้น การออกแบบจึงเลือกใช้ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกรวมสูงสุดที่เกิดในระบบไฟฟ้าดังกล่าวแทน ซึ่งจากรูปที่ 5.5 สังเกตได้ว่า ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกรวมสูงสุดมีค่าเท่ากับ 0.1 A เพราะฉะนั้น จากสมการที่ (5-3) จะได้ว่า

$$\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right) = 0.1 \times 2\pi \times 250 = 157.08 \text{ A/s}$$

ขั้นที่ 2 ทำการออกแบบค่า  $L_r$  โดยอาศัยการเลือกค่าที่มีขนาดไม่เกินขนาดของค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุด ( $L_{r(\max)}$ ) ซึ่งค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุดสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (5-4) ดังนี้

$$L_{r(\max)} = \frac{V_{dc} - v_s}{\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)} \quad (5-4)$$

โดยที่  $v_s$  คือ แรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (V)

หมายเหตุ ค่า  $V_{dc}$  ควรออกแบบให้มีขนาดสูงกว่า 1.5 เท่าของค่าขอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมอ (ค่าขอดของ  $v_s \approx 311$  V) (Benchaita, Saadate and Nia, 1999)

จากสมการที่ (5-4) กำหนดให้ค่า  $V_{dc}$  เท่ากับ 600 V (ประมาณ 2 เท่าของ  $V_s$ ) จะได้ว่า

$$L_{r(\max)} = \frac{600 - 311}{157.08} = 1.84 \text{ H} \quad (\text{ผู้เลือกใช้ } L_r = 0.4 \text{ H})$$

ขั้นที่ 3 ทำการออกแบบค่า HB โดยอาศัยการคำนวณตามสมการที่ (5-5) ดังนี้

$$HB = \frac{2V_{dc}}{9L_r f_{sw}} \quad (5-5)$$

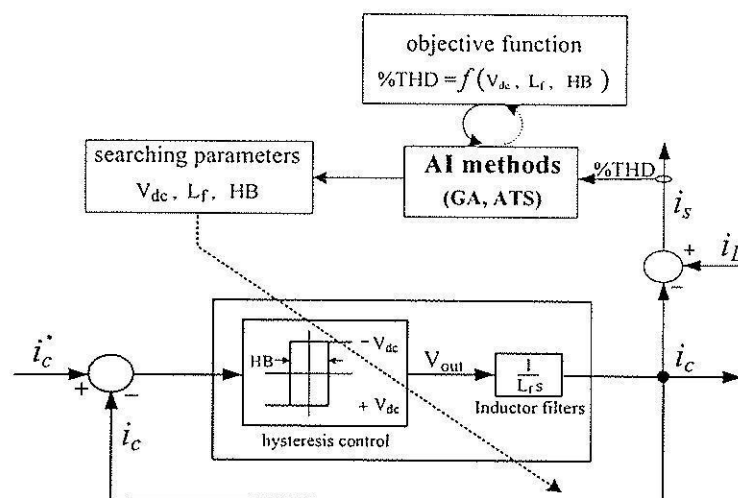
โดยที่  $f_{sw}$  คือ ค่าความถี่สวิตช์ (Hz)

จากสมการที่ (5-5) กำหนดค่าความถี่สวิตช์ในการออกแบบเท่ากับ 100 kHz (อ้างอิงจาก IGBT เมอร์ IRG4PH50UPbF) ดังนั้น

$$HB = \frac{2 \times 600}{9 \times 0.4 \times 100 \times 10^3} = 0.0033 \text{ A}$$

สรุป ค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการของ Ingram และ Round คือ ค่า  $V_{dc} = 600 \text{ V}$   $L_r = 0.4 \text{ H}$  และ  $HB = 0.0033 \text{ A}$

#### 5.4 การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์



รูปที่ 5.6 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์

จากรูปที่ 5.6 แสดงโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมการนำวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ (AI methods) ได้แก่ วิธีจีนเนตอัลกอริทึม และวิธีการค้นหาแบบตาบุงเชิงปรับตัว เข้ามาช่วยในการค้นหาค่าพารามิเตอร์  $V_{dc}$  ค่า  $L_r$  และค่า  $HB$  ที่เหมาะสมสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ โดยวัตถุประสงค์ของการค้นหา คือ ค่า %THD ที่น้อยที่สุด ของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า

หลัก ( $i_s$ ) หลังการชดเชย ซึ่งค่า %THD ที่น้อยที่สุดดังกล่าว ต้องเป็นไปตามมาตรฐาน IEEE std. 519-1992 ด้วยเช่นกัน โดยรายละเอียดของการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีเงินเนติก อัลกอริทึม และวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.5 และหัวข้อที่ 5.6 ตามลำดับ

สำหรับฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (objective function) ของการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ที่ปรากฏในรูปที่ 5.6 จะอาศัยการคำนวณตามหลักทฤษฎีการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส ซึ่งอธิบายเป็นขั้นตอนการคำนวณได้ดังนี้

ขั้นที่ 1 คำนวณค่ากระแสชดเชยโดยใช้สมการที่ (5-1) ซึ่งจากสมการดังกล่าว ทำการประมาณการคำนวณด้วยไฟไนต์ดิฟเฟอเรนซ์ (finite difference) แบบถอยหลัง (backward) แสดงได้ดังสมการ (5-6)

$$\frac{di_c}{dt} \approx \frac{\Delta i_c}{\Delta t} = \frac{i_c(k) - i_c(k-1)}{\Delta t} = \frac{V_{out}(k) - V_{PCC}(k)}{L_f} \quad (5-6)$$

จากสมการที่ (5-6) สามารถคำนวณค่ากระแสชดเชยได้จากสมการ (5-7) ดังนี้

$$i_c(k) = i_c(k-1) + \left( \frac{V_{out}(k) - V_{PCC}(k)}{L_f} \right) \times \Delta t \quad ; \quad k = 1, 2, 3, \dots, L \quad (5-7)$$

โดยที่  $\Delta t$  คือ ช่วงเวลาการซิกตัวอย่าง (sampling time)

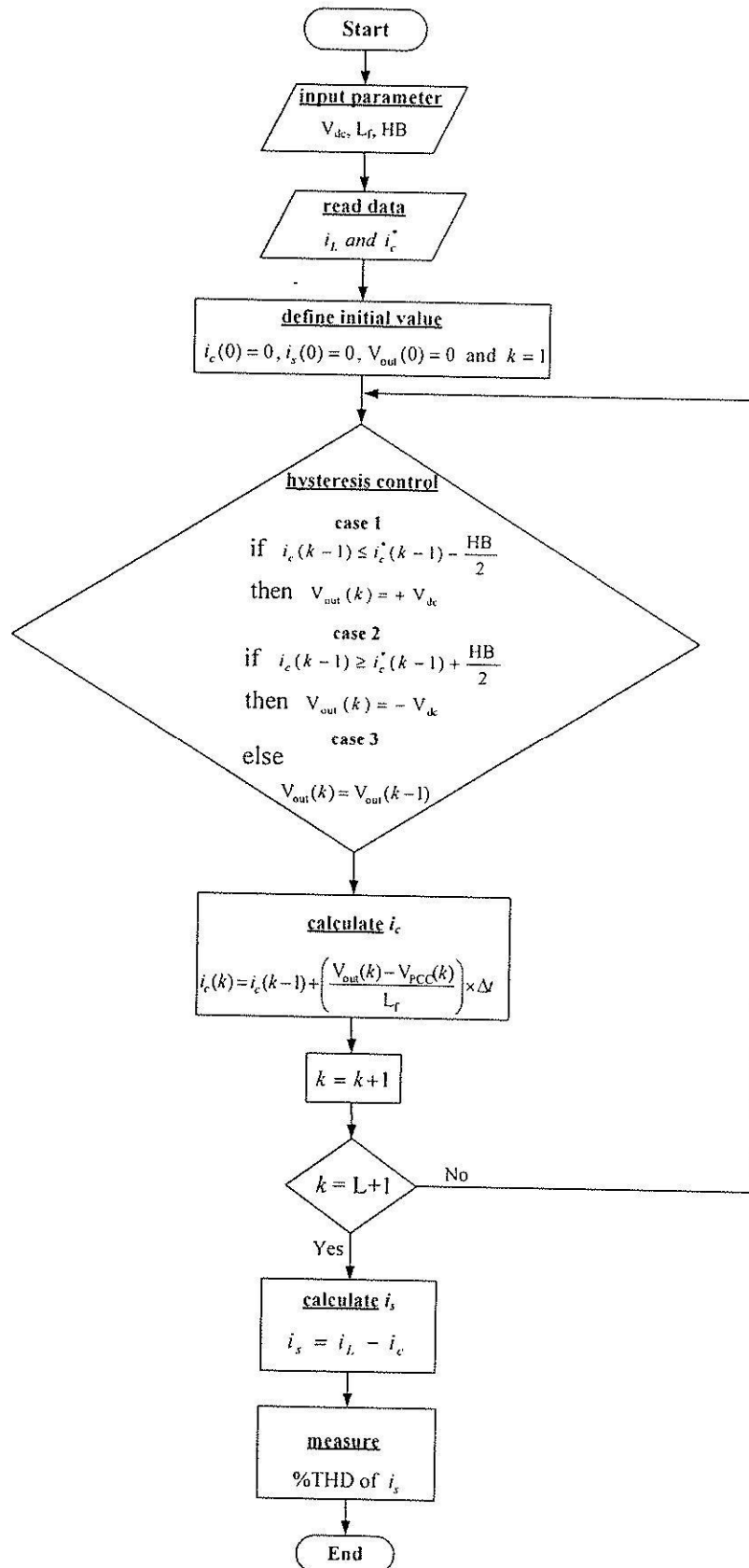
L คือ จำนวนข้อมูลทั้งหมดของการซิกตัวอย่าง

สำหรับค่าของ  $V_{out}(k)$  ในสมการที่ (5-7) เกิดจากการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส ซึ่งสามารถแบ่งออกได้ 3 กรณี คือ

กรณีที่ 1 ถ้า  $i_c(k-1) \leq i_c^*(k-1) - \frac{HB}{2}$  แล้ว กำหนดให้ค่า  $V_{out}(k)$  เท่ากับ  $+V_{dc}$

กรณีที่ 2 ถ้า  $i_c(k-1) \geq i_c^*(k-1) + \frac{HB}{2}$  แล้ว กำหนดให้ค่า  $V_{out}(k)$  เท่ากับ  $-V_{dc}$

กรณีที่ 3 ถ้า  $i_c^*(k-1) - \frac{HB}{2} < i_c(k-1) < i_c^*(k-1) + \frac{HB}{2}$  แล้ว กำหนดให้ค่าของ  $V_{out}(k)$  เท่ากับ  $V_{out}(k-1)$



รูปที่ 5.7 แผนภาพโปรแกรมการคำนวณของฟังก์ชันวัตถุประสงค์



หมายเหตุ ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย หรือ  $i_c^*$  ได้จากการจำลองสถานการณ์การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ของระบบไฟฟ้ากำลังในรูปที่ 5.1

ขั้นที่ 2 คำนวณค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชย จากสมการที่ (5-8)

$$i_s = i_L - i_c \quad (5-8)$$

หมายเหตุ ค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านโหลด หรือ  $i_L$  ได้จากการจำลองสถานการณ์ของระบบไฟฟ้ากำลังในรูปที่ 5.1 เช่นกัน

ขั้นที่ 3 ทำการวัดค่า %THD ของรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ( $i_s$ )

จากขั้นตอนการคำนวณข้างต้นสามารถเขียนเป็นแผนภาพโปรแกรมการคำนวณได้ดังรูปที่ 5.7 โดยค่าพารามิเตอร์  $V_{dc}$  ค่า  $L_f$  และค่า HB คือ อินพุต และ ค่า %THD คือ เอาต์พุตของโปรแกรมดังกล่าว

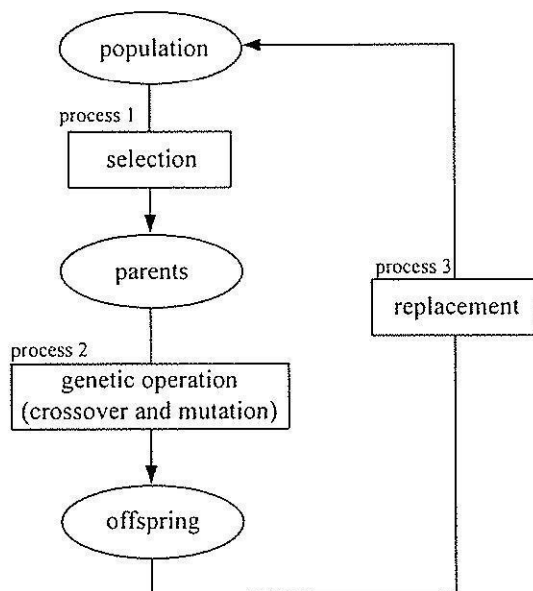
## 5.5 การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีจินเนติกอัลกอริทึม

### 5.5.1 หลักการค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึม

ในปีค.ศ. 1975 John Holland ได้นำเสนอวิธีการค้นหาค่าที่เหมาะสม (fitness value) ทางปัญญาประดิษฐ์ที่เรียกว่า จินเนติกอัลกอริทึม (Genetic Algorithm: GA) อัลกอริทึมดังกล่าวใช้แนวความคิดการวิวัฒนาการทางสายพันธุ์เพื่อความอยู่รอดของสิ่งมีชีวิตในระบบชีววิทยา มาจำลองอยู่บนคอมพิวเตอร์เพื่อใช้ในการคำนวณค้นหาคำตอบของปัญหาที่ต้องการค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด สำหรับโครงสร้างของจินเนติกอัลกอริทึมแสดงได้ดังรูปที่ 5.8 จากรูปดังกล่าว ประกอบด้วย 3 กระบวนการที่สำคัญ ดังต่อไปนี้

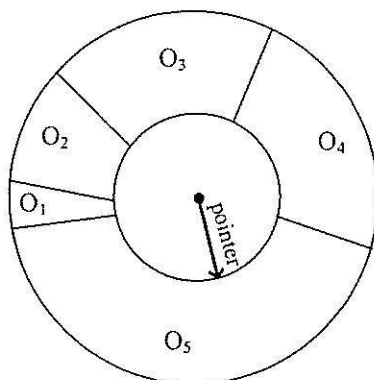
*กระบวนการที่ 1* คือ การคัดเลือกสายพันธุ์ (selection) ซึ่งจะทำการคัดเลือกประชากร (population) หรือกลุ่มโครโมโซม (chromosome : C) ที่ดีสำหรับใช้เป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ (parents) ให้กับรุ่นประชากรถัดไป (next generation) ปัจจุบันมีวิธีการคัดเลือกสายพันธุ์ที่ได้รับความนิยมหลายวิธี เช่น วิธีการวงล้อรูเล็ต (roulette) วิธีการเฟ้นสุ่มครอบอาณาจักรการค้นหา (stochastic uniform) และวิธีการจัดการแข่งขัน (tournament) เป็นต้น

การคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูเล็ต คือ การคัดเลือกต้นกำเนิดสายพันธุ์โดยการสร้างวงล้อรูเล็ตขึ้นมาหนึ่งวงล้อ จากนั้นจะทำการแบ่งพื้นที่ของวงล้อด้วยค่าโอกาส (opportunity: O) ที่จะถูกคัดเลือกใช้เป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ของแต่ละโครโมโซม ซึ่งถ้าโครโมโซมใดมีค่าความ



รูปที่ 5.8 จินเนติกอัลกอริทึม

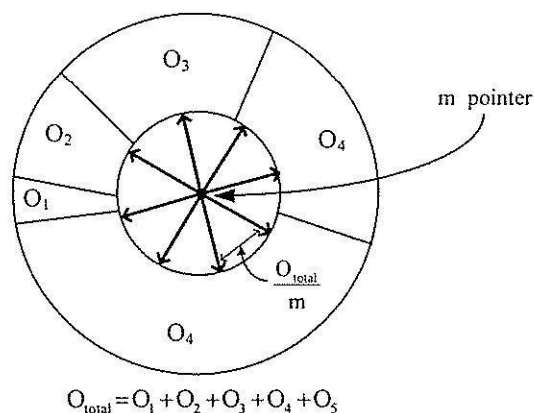
เหมาะสมที่สุดก็จะมีโอกาสถูกเลือกสูงสุดด้วยเช่นกัน ตัวอย่างเช่น กำหนดให้ประชากรจำนวน 5 โครโมโซม ( $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5$ ) มีค่าความเหมาะสมเป็น 1 5 10 20 และ 50 ตามลำดับ ดังนั้น โครโมโซมที่มีโอกาสถูกเลือกให้เป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์มากที่สุด คือ  $C_5$  ในขณะที่  $C_4, C_3, C_2$  และ  $C_1$  จะมีโอกาสในการถูกเลือกน้อยลงตามลำดับ ดังรูปที่ 5.9 จากรูปดังกล่าว กำหนดให้  $O_1, O_2, O_3, O_4$  และ  $O_5$  คือ ค่าโอกาสในการถูกเลือกเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ของ โครโมโซม  $C_1, C_2, C_3, C_4$  และ  $C_5$  ตามลำดับ โดยมีเข็มชี้ (pointer) เป็นตัวกำหนดในการคัดเลือก ซึ่งถ้าเข็มชี้หมุนไปตกที่โครโมโซมใด โครโมโซมนั้นจะถูกคัดเลือกให้เป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ต่อไป โดยแต่ละครั้งของการหมุนจะได้เพียง 1 โครโมโซม ดังนั้นการคัดเลือกโครโมโซมเพื่อเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ จำนวน  $m$  โครโมโซม เข็มชี้ของวงล้อก็จะทำการหมุนจำนวน  $m$  ครั้ง ด้วยเช่นกัน



รูปที่ 5.9 การคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูเล็ต

การคัดเลือกสายพันธุ์แบบการเฟ้นสุ่มครอบอาณาจักรการค้นหา คือ การคัดเลือกต้นกำเนิดสายพันธุ์ที่มีความคล้ายกับวิธีวงล้อเล็ก แต่ในกรณีวิธีเฟ้นสุ่มจะมีเข็มชี้เท่ากับจำนวนโครโมโซมที่ต้องการคัดเลือกเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ เช่น หากต้องการคัดเลือกโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์ จำนวน  $m$  โครโมโซม จำนวนของเข็มชี้ของวงล้อจะเท่ากับ  $m$  ตัว โดยตำแหน่งของเข็มชี้แต่ละตัวจะมีระยะห่างเท่า ๆ กัน ดังรูปที่ 5.10 จากรูปดังกล่าว ขั้นตอนการคัดเลือกโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์ เริ่มต้นจากการสุ่มตำแหน่งของเข็มชี้ตัวแรกภายในวงล้อเพื่อเป็นตำแหน่งเริ่มต้นอ้างอิงให้กับเข็มชี้ตัวถัดไป โดยแต่ละเข็มชี้จะมีระยะห่างระหว่างกันเท่ากับ  $\frac{O_{total}}{m}$

การคัดเลือกสายพันธุ์แบบจัดการแข่งขัน คือ การคัดเลือกต้นกำเนิดสายพันธุ์โดยใช้การจัดการแข่งขันระหว่างโครโมโซม ซึ่งการแข่งขันดังกล่าวจะใช้วิธีการสุ่มแบ่งโครโมโซมทั้งรุ่นประชากรออกเป็นกลุ่มเท่า ๆ กัน โครโมโซมใดที่มีค่าความเหมาะสมที่สุดภายในกลุ่มนั้น ๆ จะถูกคัดเลือกให้เป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ต่อไป

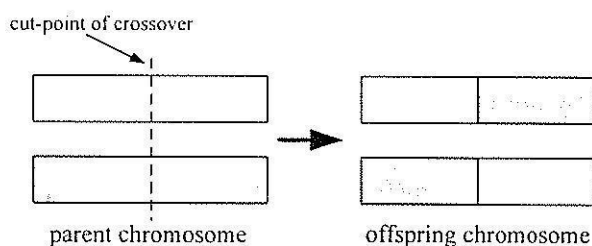


รูปที่ 5.10 การคัดเลือกสายพันธุ์แบบการเฟ้นสุ่มครอบอาณาจักรการค้นหา

กระบวนการที่ 2 คือ ปฏิบัติการทางสายพันธุ์ (genetic operation) โดยหลังจากที่ได้โครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์จากกระบวนการที่ 1 แล้ว เพื่อให้ได้โครโมโซมลูกหลาน (offspring) ที่ดี จึงมีกระบวนการที่เรียกว่า ปฏิบัติการทางสายพันธุ์ ซึ่งจะดำเนินการต่าง ๆ กับโครโมโซมต้นกำเนิดเพื่อทำให้เกิดการวิวัฒนาการนำไปสู่การได้โครโมโซมรุ่นใหม่ที่มีค่าความเหมาะสมดีขึ้นกว่าเดิม การดำเนินการต่าง ๆ ดังกล่าว ได้แก่ การทำครอสโอเวอร์ (crossover) และการทำมิวเตชัน (mutation) เป็นต้น

การทำครอสโอเวอร์ คือ วิธีการผสมผสาน (recombination) แลกเปลี่ยนส่วนประกอบย่อยของโครโมโซม หรือที่เรียกว่ายีน (gene) ระหว่างต้นกำเนิดสายพันธุ์ตั้งแต่สองโครโมโซมขึ้นไป ดังนั้น โครโมโซมลูกหลานที่ได้จากการทำครอสโอเวอร์นี้จะมีพันธุกรรม

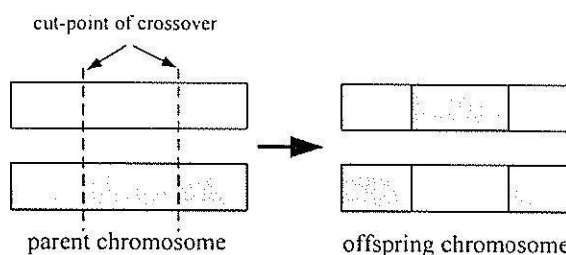
จากต้นกำเนิดสายพันธุ์หลงเหลืออยู่ โดยทั่วไปการทำครอสโอเวอร์จะมีค่าความน่าจะเป็น (crossover probability) เป็นตัวกำหนดอัตราการทำครอสโอเวอร์ให้กับโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์ ปัจจุบันมีวิธีการทำครอสโอเวอร์อยู่หลายวิธี เช่น การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว (single-point crossover) การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด (double-point crossover) และ การทำครอสโอเวอร์แบบกระจาย (scattered crossover) เป็นต้น



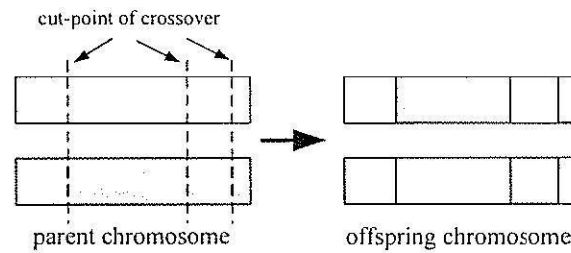
รูปที่ 5.11 การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว

การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว คือ การแลกเปลี่ยนชิ้นของโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์แบบมีหนึ่งจุดตัดครอสโอเวอร์ ซึ่งปกติตำแหน่งของจุดตัดดังกล่าวจะเกิดจากการสุ่ม ตัวอย่างการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวที่มีตำแหน่งของจุดตัดอยู่ตรงกลาง แสดงได้ดังรูปที่ 5.11

การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด คือ การแลกเปลี่ยนชิ้นของโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์แบบมีสองจุดตัดครอสโอเวอร์ ซึ่งจะทำให้โครโมโซมลูกหลานที่เกิดใหม่มีความหลากหลายมากกว่าการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว อย่างไรก็ตาม การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุดอาจมีความเสี่ยงต่อการเบี่ยงเบนของโครโมโซมลูกหลานได้มากกว่าการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวเช่นกัน สำหรับการเลือกตำแหน่งของจุดตัดครอสโอเวอร์ทั้งสองจุดที่นิยมใช้กันทั่วไป คือ การสุ่มโดยตำแหน่งที่เกิดจากการสุ่มดังกล่าว จะส่งผลต่อพันธุกรรมของโครโมโซมลูกหลานโดยตรง ตัวอย่างการทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด แสดงได้ดังรูปที่ 5.12 ดังนี้



รูปที่ 5.12 การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด

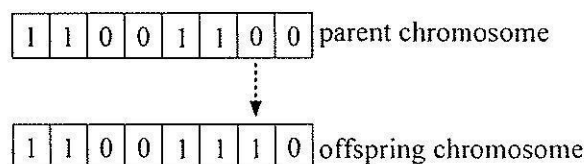


รูปที่ 5.13 การทำครอสโอเวอร์แบบกระจาย

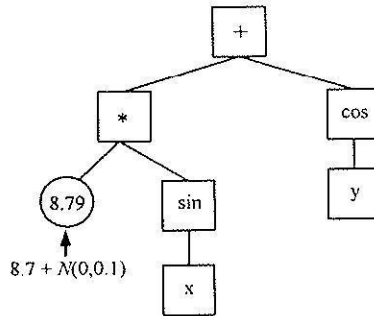
การทำครอสโอเวอร์แบบกระจาย คือ การแลกเปลี่ยนยีนของโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์แบบมีจุดตัดครอสโอเวอร์กระจายไปในโครโมโซมต้นกำเนิด ยกตัวอย่างเช่น การทำครอสโอเวอร์แบบกระจายสามจุดตัดครอสโอเวอร์ ดังรูปที่ 5.13 โดยตำแหน่งของจุดตัดทั้งสามใช้วิธีการสุ่ม

การทำมิวเตชัน คือ การเปลี่ยนแปลงยีนของโครโมโซมต้นกำเนิดนำไปสู่การกลายพันธุ์และได้โครโมโซมลูกหลานที่เกิดใหม่ ซึ่งคาดหวังให้โครโมโซมที่เกิดใหม่มีความเหมาะสมดีขึ้นกว่าเดิม โดยในปัจจุบันมีวิธีการทำมิวเตชันอยู่หลายวิธี เช่น การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม (uniform mutation) และการทำมิวเตชันแบบเกาส์เซียน (Gaussian mutation) เป็นต้น

การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม คือ การสุ่มเปลี่ยนแปลงยีนของโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์ โดยโครโมโซมลูกหลานที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงยีนดังกล่าว จะยังคงมีค่าอยู่ในช่วงกำหนดของโครโมโซม ซึ่งช่วงกำหนดของโครโมโซม คือ ขอบเขตสูงสุดและต่ำสุดของค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการค้นหา การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์มจะมีการกำหนดอัตราการใช้งานที่ค่อนข้างน้อย หรือกล่าวได้ว่าความน่าจะเป็นในการทำมิวเตชัน (mutation probability) ควรมีค่าอยู่ในในช่วง 0-10% เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงยีนมาก ๆ อาจทำให้โครโมโซมลูกหลานมีโอกาสเกิดการเบี่ยงเบนผิดปกติได้ ตัวอย่างการทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม แสดงได้ดังรูปที่ 5.14 โดยบิดในระบบตัวเลขของคอมพิวเตอร์เปรียบเสมือนยีนของแต่ละโครโมโซม



รูปที่ 5.14 การมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม



รูปที่ 5.15 การมิวเตชันแบบเกาส์เซียน

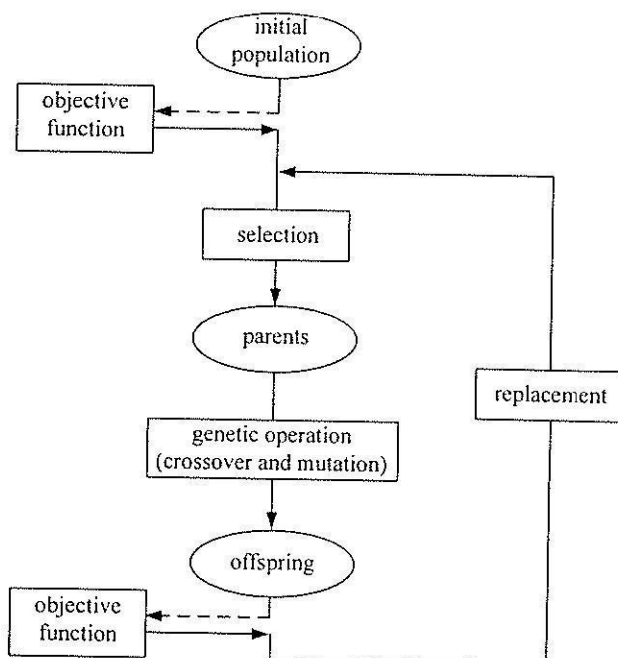
การทำมิวเตชันแบบเกาส์เซียน คือ การเปลี่ยนแปลงยีนของโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์ที่ตำแหน่งหรือ โหนดที่เป็นค่าคงที่ โดยจะทำการเพิ่มค่าสุ่มแบบเกาส์เซียนให้กับค่าคงที่ที่ โหนดนั้น ตัวอย่างการทำมิวเตชันแบบเกาส์เซียนแสดงได้รูปที่ 5.15

กระบวนการที่ 3 คือ การแทนที่ (replacement) เป็นกระบวนการนำประชากร ลูกหลานที่เกิดใหม่กลับไปแทนที่ประชากรรุ่นเก่า เพื่อเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ให้กับรุ่นประชากร ใหม่ต่อไป สำหรับวิธีการแทนที่ประชากรอาจใช้วิธีแทนที่ทั้งรุ่นประชากร หรือ แทนที่ประชากร เพียงบางส่วนก็ได้

การแทนที่ประชากรแบบทั้งรุ่น คือ การนำประชากรลูกหลานไปแทนที่ประชากร รุ่นเก่าทั้งหมด ซึ่งถ้าในระบบหนึ่งมีประชากรขนาดเท่าไร จำนวนของโครโมโซมลูกหลานที่จะมา แทนที่ที่จะต้องมียขนาดเท่ากันด้วย วิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายเนื่องจากไม่จำเป็นต้องมีขั้นตอนของการคัดเลือก ว่าโครโมโซมใดในรุ่นประชากรเก่าจะถูกแทนที่ แต่มีข้อเสีย คือ โครโมโซมที่ดี ๆ ในประชากรรุ่น เก่าจะถูกแทนที่ไปด้วย อย่างไรก็ตามวิธีแก้ปัญหาดังกล่าวทำได้โดย คัดเลือกเก็บโครโมโซมที่ดี ที่สุดของประชากรรุ่นเก่าไว้ 2 หรือ 3 ตัวแรกไว้ก่อนที่จะทำการแทนที่ด้วยประชากรรุ่นใหม่ โดย วิธีการคัดเลือกอาจใช้วิธีการที่ได้นำเสนอไว้ในกระบวนการที่ 1

การแทนที่ประชากรแบบบางส่วน คือ การนำเอาประชากรลูกหลานไปแทนที่ ประชากรรุ่นเก่าบางส่วนเท่านั้น เช่น 1 2 หรือ 3 โครโมโซม โดยโครโมโซมที่จะถูกแทนที่ คือ โครโมโซมที่มีค่าความเหมาะสมด้อยที่สุด หรือ โครโมโซมที่ถูกสุ่มให้ถูกแทนที่ก็ได้ เป็นต้น

จากกระบวนการของจินเนติกอัลกอริทึมดังกล่าวมาข้างต้น การนำจินเนติก อัลกอริทึมมาประยุกต์ใช้กับงานค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับระบบปัญหาต่าง ๆ บน คอมพิวเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 5.16 จากรูปดังกล่าว สามารถอธิบายเป็นขั้นตอนการค้นหาแบบ จินเนติกอัลกอริทึมได้ ดังนี้



รูปที่ 5.16 ขั้นตอนการค้นหาค่าที่เหมาะสมแบบจินเนติกอัลกอริทึม

ขั้นที่ 1 กำหนดให้รุ่นประชากร (generation) เป็นจำนวนรอบของการค้นหาและ  $generation_{max}$  เป็นจำนวนรุ่นประชากรสูงสุดของการค้นหา

ขั้นที่ 2 สร้างประชากรเริ่มต้น (initial population) จำนวน  $m$  โครโมโซมซึ่งแต่ละโครโมโซมจะอยู่ในรูปของตัวแปรค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการค้นหา เช่น ในกรณีของการออกแบบค่าพารามิเตอร์  $V_{dc}$ ,  $L_r$  และ  $HB$  ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ รูปแบบของโครโมโซมแสดงได้ดังสมการที่ (5-9)

$$C_i = [V_{dc,i} \quad L_{r,i} \quad HB_i] \quad ; \quad i = 1, 2, 3 \dots m \quad (5-9)$$

โดยที่  $C_i$  คือ โครโมโซมตัวที่ 1 ถึง  $m$

จากสมการที่ (5-9) ชนิดของตัวแปร  $V_{dc,i}$ ,  $L_{r,i}$  และ  $HB_i$  สามารถเป็นได้หลายรูปแบบ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับวิธีการเข้ารหัสประชากร (encoding scheme) เช่น การเข้ารหัสแบบค่าจริง (real value) ซึ่งค่าตัวแปรทั้งสามที่ได้จากการค้นหาด้วยจินเนติกอัลกอริทึม คือ ค่าพารามิเตอร์จริงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ เป็นต้น

ขั้นที่ 3 ทำการประเมินค่าความเหมาะสมของแต่ละโครโมโซม ด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์แล้วส่งค่ากลับไปให้ระบบการค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึม

ขั้นที่ 4 การคัดเลือกโครโมโซมเพื่อนำมาเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ให้กับรุ่นประชากรถัดไป โดยวิธีการคัดเลือกโครโมโซมที่ได้นำเสนอไว้ในกระบวนการที่ 1 ของ จินเนติกอัลกอริทึม

ขั้นที่ 5 นำต้นกำเนิดสายพันธุ์ที่ได้จากขั้นที่ 4 มาเข้ากระบวนการปฏิบัติการทางสายพันธุ์ เพื่อให้ได้ประชากรลูกหลานที่ดีขึ้น การปฏิบัติการทางสายพันธุ์ดังกล่าว ได้แก่ การทำครอสโอเวอร์ และการมิวเตชัน

ขั้นที่ 6 ทำการประเมินค่าความเหมาะสมของโครโมโซมลูกหลานด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์

ขั้นที่ 7 แทนที่ประชากรรุ่นเดิมด้วยโครโมโซมประชากรลูกหลาน ซึ่งอาจแทนที่เป็นบางส่วน หรือทั้งหมดก็ได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับพิจารณาของผู้ออกแบบ

ขั้นที่ 8 ถ้า  $generation < generation_{max}$  ให้กลับไปเริ่มที่ขั้นที่ 4 ใหม่ และทำการค้นหาจนกระทั่งได้ค่าเหมาะสมที่ต้องการ แต่ถ้า  $generation > generation_{max}$  ให้หยุดการค้นหา โดยโครโมโซมที่มีค่าความเหมาะสมดีที่สุดจากประชากรทั้งหมด จะเป็นคำตอบของระบบการค้นหา

### 5.5.2 การทดสอบพารามิเตอร์ของจินเนติกอัลกอริทึมสำหรับใช้ออกแบบวงจรองกำลังแอกทีฟ

การทดสอบพารามิเตอร์ของจินเนติกอัลกอริทึมถือเป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างยิ่ง ทั้งนี้เนื่องจากพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในอัลกอริทึมล้วนมีผลต่อระบบการค้นหาโดยตรง ดังนั้นในหัวข้อนี้ จึงเป็นการทดสอบพารามิเตอร์ของจินเนติกอัลกอริทึมสำหรับใช้ออกแบบวงจรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งพารามิเตอร์ดังกล่าว ได้แก่ ขนาดของประชากร วิธีการคัดเลือกสายพันธุ์ วิธีการทำครอสโอเวอร์ ค่าความน่าจะเป็นของการทำครอสโอเวอร์ วิธีการทำมิวเตชัน และค่าความน่าจะเป็นของการทำมิวเตชัน โดยการทดสอบพารามิเตอร์ดังกล่าว จะใช้วิธีการนำจินเนติกอัลกอริทึมที่มีพารามิเตอร์ตามการทดสอบ ค้นหาพารามิเตอร์ของวงจรองกำลังแอกทีฟซึ่งจะวัดผลจากค่าความเหมาะสม ในที่นี้คือค่า %THD และรุ่นประชากรที่ค้นพบคำตอบ เป็นเกณฑ์พิจารณาคัดเลือกพารามิเตอร์ของจินเนติกอัลกอริทึมที่จะใช้สำหรับการออกแบบวงจรองกำลังแอกทีฟ

#### การทดสอบขนาดของประชากร

การทดสอบขนาดของประชากรหรือจำนวนโครโมโซมสำหรับใช้ออกแบบวงจรองกำลังแอกทีฟ ทำการทดสอบใช้ขนาดประชากรเท่ากับ 10 20 30 40 50 และ 60 โครโมโซม โดยแต่ละขนาดประชากรดังกล่าว ทำการทดสอบค้นหาค่าความเหมาะสม (ค่า %THD) จำนวน 5



ครั้ง เพื่อคำนวณหาค่าเฉลี่ย ซึ่งผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 5.1 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้  
ว่า ค่าเฉลี่ย %THD ของการใช้ขนาดประชากรเท่ากับ 40 โครโมโซม มีค่าน้อยที่สุด คือ 0.9982 %  
ซึ่งค่า %THD ที่น้อยที่สุดดังกล่าว หมายถึง ค่าความเหมาะสมที่ดีที่สุดด้วยเช่นกัน นอกจากนี้  
ค่าเฉลี่ยจำนวนรุ่นประชากรที่พบคำตอบของวิธีดังกล่าวยังมีค่าน้อยที่สุดอีกด้วย เท่ากับ 38 ดังนั้น  
ในการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟโดยใช้จินเนติกอัลกอริทึม ผู้จึงเลือกใช้ขนาดประชากร  
เท่ากับ 40 โครโมโซม

ตารางที่ 5.1 ผลการทดสอบขนาดประชากร

ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่					ค่าเฉลี่ย
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	
ขนาดประชากรเท่ากับ 10 โครโมโซม						
ค่า %THD	1.0060	0.9749	1.0040	1.0080	1.0080	1.0001
จำนวนรุ่นประชากร	1288	306	396	1292	302	716
ขนาดประชากรเท่ากับ 20 โครโมโซม						
ค่า %THD	0.9847	1.0100	1.0030	0.9984	1.0080	1.0008
จำนวนรุ่นประชากร	73	67	60	54	60	63
ขนาดประชากรเท่ากับ 30 โครโมโซม						
ค่า %THD	0.9847	1.0100	1.0030	0.9984	1.0080	1.0008
จำนวนรุ่นประชากร	73	67	60	54	60	63
ขนาดประชากรเท่ากับ 40 โครโมโซม						
ค่า %THD	0.9911	1.0030	1.0080	0.9928	0.9963	0.9982
จำนวนรุ่นประชากร	43	26	35	37	49	38
ขนาดประชากรเท่ากับ 50 โครโมโซม						
ค่า %THD	1.0070	0.9952	0.9870	1.0100	0.9984	0.9995
จำนวนรุ่นประชากร	67	45	31	25	37	41
ขนาดประชากรเท่ากับ 60 โครโมโซม						
ค่า %THD	0.9859	1.0060	1.0100	1.0050	0.9958	1.0054
จำนวนรุ่นประชากร	26	35	42	30	34	39

### การทดสอบวิธีการคัดเลือกสายพันธุ์

การทดสอบวิธีการคัดเลือกสายพันธุ์ต้นกำเนิดของจินเนติกอัลกอริทึมสำหรับใช้ ออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทิฟ ทำการทดสอบทั้งหมด 3 วิธี ได้แก่ การคัดเลือกสายพันธุ์แบบวง ล้อรูปสี่เหลี่ยม การคัดเลือกสายพันธุ์แบบเฟ้นสุ่มกรอบอาณาจักรการค้นหา และการคัดเลือกสายพันธุ์ แบบจัดการแข่งขัน ซึ่งผลการทดสอบของทั้งสามวิธีแสดงได้ดังตารางที่ 5.2 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า การคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูปสี่เหลี่ยมให้ค่าเฉลี่ยของ %THD ต่ำที่สุด คือ 0.9870 % และ ค่าเฉลี่ยจำนวนรุ่นประชากรที่พบคำตอบของวิธีดังกล่าวน้อยที่สุดเช่นกัน เท่ากับ 183 ดังนั้น วิธีการ คัดเลือกสายพันธุ์ภายในจินเนติกอัลกอริทึมสำหรับใช้ออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทิฟ ผู้จึง เลือกใช้การคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูปสี่เหลี่ยม

ตารางที่ 5.2 ผลการทดสอบวิธีการคัดเลือกสายพันธุ์

ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าที่ทดสอบ						
การคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูปสี่เหลี่ยม						
ค่า %THD	0.9910	0.9980	0.9580	0.9850	1.0050	0.9870
จำนวนรุ่นประชากร	148	262	118	310	77	183
การคัดเลือกสายพันธุ์แบบเฟ้นสุ่มกรอบอาณาจักรการค้นหา						
ค่า %THD	0.9650	1.0010	0.9880	0.9990	1.0050	0.9920
จำนวนรุ่นประชากร	200	102	423	447	1522	539
การคัดเลือกแบบจัดการแข่งขัน						
ค่า %THD	0.9760	1.0010	0.9980	1.0050	0.9940	0.9950
จำนวนรุ่นประชากร	60	95	289	603	81	209

### การทดสอบวิธีการทำครอสโอเวอร์และค่าความน่าจะเป็นของการทำครอสโอเวอร์

การทดสอบวิธีการทำครอสโอเวอร์เพื่อใช้สำหรับการออกแบบวงจรรอกกำลัง แอกทิฟ ทำการทดสอบทั้งหมด 3 วิธี ได้แก่ การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว การทำครอสโอเวอร์ แบบสองจุด และการทำครอสโอเวอร์แบบกระจาย โดยผลการทดสอบของทั้งสามวิธีแสดงได้ดัง ตารางที่ 5.3 และสำหรับผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการทำครอสโอเวอร์ แสดงได้ดัง ตารางที่ 5.4 โดยทดสอบระดับค่าความน่าจะเป็นจำนวน 10 ค่า ตั้งแต่ 0.1 ถึง 1

ตารางที่ 5.3 ผลการทดสอบวิธีการทำครอสโอเวอร์

ครั้งที่ ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว						
ค่า %THD	0.9916	0.9727	0.9832	0.9698	1.0009	0.9836
จำนวนรุ่นประชากร	54	29	29	119	52	57
การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด						
ค่า %THD	0.9670	0.9830	0.9760	0.9960	0.9950	0.9840
จำนวนรุ่นประชากร	81	222	89	60	275	145
การทำครอสโอเวอร์แบบกระจาย						
ค่า %THD	0.9930	0.9800	0.9760	0.9960	0.9946	0.9879
จำนวนรุ่นประชากร	821	199	278	262	223	357

ตารางที่ 5.4 ผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการทำครอสโอเวอร์

ครั้งที่ ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.1						
ค่า %THD	0.9790	1.0090	0.9840	0.9945	1.0000	0.9933
จำนวนรุ่นประชากร	378	271	337	72	93	230
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.2						
ค่า %THD	1.0060	0.9810	1.0030	1.0070	1.0090	1.0012
จำนวนรุ่นประชากร	237	116	137	618	188	259
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.3						
ค่า %THD	0.9860	0.9925	0.9866	1.0060	0.9951	0.9972
จำนวนรุ่นประชากร	112	84	146	68	156	113
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.4						
ค่า %THD	1.0040	1.0060	1.0030	1.0070	1.0070	1.0054
จำนวนรุ่นประชากร	45	109	96	364	177	158

ตารางที่ 5.4 ผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการทำครอสโอเวอร์ (ต่อ)

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.5						
ค่า %THD	0.9709	0.9935	1.0050	0.9954	1.0030	0.9935
จำนวนรุ่นประชากร	72	75	76	74	658	191
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.6						
ค่า %THD	1.0050	1.0070	1.0040	1.0080	1.0090	1.0066
จำนวนรุ่นประชากร	43	56	56	81	165	96
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.7						
ค่า %THD	0.9350	0.9900	1.0040	1.0070	1.0090	0.9890
จำนวนรุ่นประชากร	54	29	29	134	138	77
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.8						
ค่า %THD	1.0030	1.0070	1.0080	1.0130	1.0050	1.0072
จำนวนรุ่นประชากร	41	63	59	1016	711	378
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.9						
ค่า %THD	1.0080	0.9880	0.9868	0.9829	0.9897	0.9910
จำนวนรุ่นประชากร	76	68	65	665	106	196
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 1.0						
ค่า %THD	1.0630	1.3270	1.0630	2.4260	1.115	1.3988
จำนวนรุ่นประชากร	500	500	505	507	504	503

จากผลการทดสอบวิธีการทำครอสโอเวอร์ในตารางที่ 5.3 สังเกตได้ว่า การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวให้ผลค่าเฉลี่ยของ %THD ดีที่สุด คือ 0.9836 % และค่าเฉลี่ยจำนวนรุ่นประชากรที่พบค่าต่อน้อยที่สุดเช่นกัน เท่ากับ 57 จากผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการทำครอสโอเวอร์ในตารางที่ 5.4 สังเกตได้ว่า การทำครอสโอเวอร์ที่ระดับค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.7 ให้ผลค่าเฉลี่ยของ %THD ดีที่สุด คือ 0.9890 % และค่าเฉลี่ยจำนวนรุ่นประชากรเฉลี่ยที่พบค่าต่อน้อยที่สุดเช่นกัน เท่ากับ 77 ดังนั้น การทำครอสโอเวอร์ภายในจินเนติกอัลกอริทึมสำหรับใช้ออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟ ผู้จึงเลือกใช้การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว ที่ระดับค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.7

การทดสอบวิธีการทำมิวเตชันและค่าความน่าจะเป็นของการทำมิวเตชัน

การทดสอบวิธีการทำมิวเตชันเพื่อใช้สำหรับการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟทำการทดสอบทั้งหมด 2 วิธี ได้แก่ การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม การทำมิวเตชันแบบเกาส์เซียน โดยผลการทดสอบของทั้งสองวิธีแสดงได้ดังตารางที่ 5.5 และสำหรับผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม แสดงได้ดังตารางที่ 5.6 โดยทดสอบระดับค่าความน่าจะเป็นจำนวน 10 ค่า ตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1

ตารางที่ 5.5 ผลการทดสอบวิธีการทำมิวเตชัน

ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่					ค่าเฉลี่ย
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	
การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม						
ค่า %THD	0.9840	1.0090	0.9710	0.9920	1.0100	0.9930
จำนวนรุ่นประชากร	338	244	144	91	212	206
การทำมิวเตชันแบบเกาส์เซียน						
ค่า %THD	1.0020	0.9810	0.9989	1.0020	0.9948	0.9901
จำนวนรุ่นประชากร	765	171	86	163	315	391

ตารางที่ 5.6 ผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม

ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่					ค่าเฉลี่ย
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.01						
ค่า %THD	0.9980	1.0090	0.9828	0.9824	1.0380	1.0020
จำนวนรุ่นประชากร	505	1151	133	383	2252	885
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.02						
ค่า %THD	0.9980	0.9693	1.0000	1.0570	1.0500	1.0148
จำนวนรุ่นประชากร	85	140	270	842	979	463
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.03						
ค่า %THD	1.0070	1.0030	0.9978	1.0060	0.9965	1.0020
จำนวนรุ่นประชากร	392	630	447	183	120	354

ตารางที่ 5.6 ผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการมีเวกชันแบบยูนิฟอร์ม (ต่อ)

ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าที่ทดสอบ						
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.04						
ค่า %THD	0.9986	0.9932	1.0090	1.0040	0.9499	0.9909
จำนวนรุ่นประชากร	69	98	282	91	436	195
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.05						
ค่า %THD	1.0010	1.0070	0.9900	0.9680	1.0090	0.9950
จำนวนรุ่นประชากร	94	220	274	468	571	325
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.06						
ค่า %THD	0.9950	0.9850	1.0060	0.9711	0.9683	0.9850
จำนวนรุ่นประชากร	77	158	99	98	99	106
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.07						
ค่า %THD	1.0080	1.0090	0.9864	1.0060	0.9929	1.0004
จำนวนรุ่นประชากร	157	82	335	510	108	238
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.08						
ค่า %THD	0.9620	0.9930	1.0080	1.0180	1.0020	0.9966
จำนวนรุ่นประชากร	211	167	463	1219	76	427
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.09						
ค่า %THD	0.9850	0.9730	0.9997	1.0090	0.9776	0.9886
จำนวนรุ่นประชากร	155	164	131	81	228	152
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.10						
ค่า %THD	1.0070	0.9790	0.9884	1.0020	1.0010	0.9954
จำนวนรุ่นประชากร	301	103	116	277	61	172

จากผลการทดสอบวิธีการทำมิวเตชันในตารางที่ 5.5 สังเกตได้ว่า การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์มให้ผลค่าเฉลี่ยของ %THD ดีที่สุด คือ 0.9930 % และค่าเฉลี่ยจำนวนรุ่นประชากรที่พบคำตอบน้อยที่สุดเท่ากับ 206 จากผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม ในตารางที่ 5.6 สังเกตได้ว่า การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์มที่ระดับค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.06 ให้ผลค่าเฉลี่ยของ %THD ดีที่สุด คือ 0.9850 % และค่าเฉลี่ยจำนวนรุ่นประชากรที่พบคำตอบ

น้อยที่สุดเท่ากับ 106 ดังนั้น การทำมิวเตชันภายในจีนเนติกอัลกอริทึมสำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ผู้จึงเลือกใช้การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม ที่ระดับค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.06

จากการทดสอบพารามิเตอร์ของจีนเนติกอัลกอริทึมทั้งหมดข้างต้น ผู้ได้ทำการเลือกใช้พารามิเตอร์ของจีนเนติกอัลกอริทึมสำหรับการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยสรุปได้ดังนี้

- เลือกใช้ขนาดประชากรเท่ากับ 40 โครโมโซม
- เลือกใช้การคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูเล็ก
- เลือกใช้การทำครอส โอเวอร์แบบจุดเดียว ที่ระดับค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.7
- เลือกใช้การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม ที่ระดับค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.06

### 5.5.3 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้การค้นหาแบบจีนเนติกอัลกอริทึม

การออกแบบค่าพารามิเตอร์  $V_{dc}$ ,  $L_f$  และ HB ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาแบบจีนเนติกอัลกอริทึม สำหรับระบบกำจัดฮาร์มอนิกในรูปที่ 5.1 แสดงขั้นตอนการออกแบบและการกำหนดพารามิเตอร์ของจีนเนติกอัลกอริทึม ดังนี้

ขั้นที่ 1 กำหนดค่าขอบเขตต่ำสุดและสูงสุดสำหรับการค้นหาพารามิเตอร์  $V_{dc}$  เท่ากับ 312-700 V ค่า  $L_f$  เท่ากับ 0-10 H และค่า HB เท่ากับ 0-0.02 A

ขั้นที่ 2 กำหนดการเข้ารหัสประชากรของจีนเนติกอัลกอริทึม โดยให้โครโมโซมอยู่ในรูปแบบค่าจริง

ขั้นที่ 3 กำหนดขนาดประชากรของจีนเนติกอัลกอริทึมเท่ากับ 40 โครโมโซม

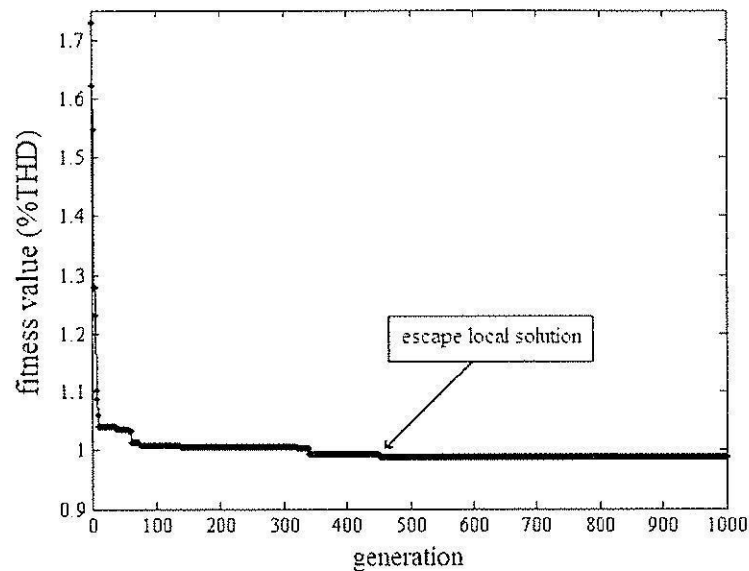
ขั้นที่ 4 กำหนดประชากรเริ่มต้นสำหรับการค้นหา โดยใช้วิธีการสุ่มค่าภายในขอบเขตของการค้นหา

ขั้นที่ 5 กำหนดจำนวนรุ่นประชากรสูงสุด หรือ  $generation_{max}$  สำหรับการค้นหาแบบจีนเนติกอัลกอริทึม เท่ากับ 1000

ขั้นที่ 6 กำหนดวิธีการคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูเล็ก การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว ที่ระดับความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.7 การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม ที่ระดับความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.06 และการแทนที่ประชากรแบบทั้งหมด

จากการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของจีนเนติกอัลกอริทึมข้างต้น ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงได้ดังรูปที่ 5.17 จากรูปดังกล่าว แสดงการลู่เข้าของ %THD ที่ค่าเท่ากับ 0.9890 % ในจำนวนรุ่นประชากรสูงสุดเท่ากับ 1000 โดยในช่วงรุ่นประชากรที่ 340 ถึง 451 ค่า %THD มีค่าเท่ากับ 0.9930 % ซึ่งค่า %THD ดังกล่าว เป็นคำตอบแบบวงแคบ

เฉพาะถิ่น (local solution) อย่างไรก็ตาม ระบบการค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึมสามารถค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองที่ทำให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกมีประสิทธิภาพมากขึ้น ที่ค่า %THD เท่ากับ 0.9890 % ในรุ่นประชากรที่ 452 ซึ่งจากผลในรูปที่ 5.17 แสดงให้เห็นถึงการหลุดออกจากจุดค่าตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (escape local solution) ผู้คำตอบที่ดีกว่า สำหรับค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ได้จากการค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึม คือ ค่า  $V_{dc}$  เท่ากับ 644 V ค่า  $L_f$  เท่ากับ 0.35 H และค่า HB เท่ากับ 0.00049 A



รูปที่ 5.17 การลู่เข้าของค่า %THD กรณีวิธีจินเนติกอัลกอริทึม

## 5.6 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

### 5.6.1 หลักการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวเป็นอัลกอริทึมที่ถูกพัฒนาขึ้นมาจากอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามู ทั้งนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพการค้นหาให้ดียิ่งขึ้น อย่างไรก็ตาม หลักการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวยังคงใช้พื้นฐานของวิธีการค้นหาแบบตามูดั้งเดิม ซึ่งมีรายละเอียดอัลกอริทึมดังต่อไปนี้

#### การค้นหาแบบตามู (Tabu Search: TS)

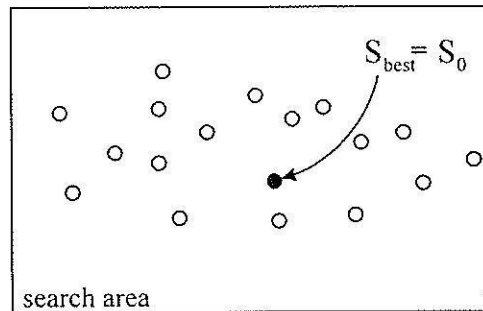
การค้นหาค่าที่เหมาะสมแบบตามูเป็นอัลกอริทึมที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการแก้ปัญหาการหาค่าเหมาะสมที่สุดเชิงผสมผสาน (combinatorial optimization) ซึ่งอัลกอริทึมดังกล่าวได้ถูกคิดค้นโดย Glover (1989) และต่อมาได้ถูกใช้กันอย่างกว้างขวางจนถึงปัจจุบันเนื่องจากเป็นอัลกอริทึมที่มีความสามารถในการหลีกเลี่ยงคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่น และยังสามารถทำการ



ค้นหาคำตอบจนกระทั่งให้คำตอบที่ใกล้เคียงกับคำตอบที่เหมาะสมที่สุดแบบวงกว้าง (near global solution) ได้ สำหรับขั้นตอนการค้นหาแบบตามอธิบายได้ดังนี้

ขั้นที่ 1 กำหนดให้ count เป็นจำนวนรอบของการค้นหาและ  $count_{max}$  เป็นจำนวนรอบสูงสุดของการค้นหา

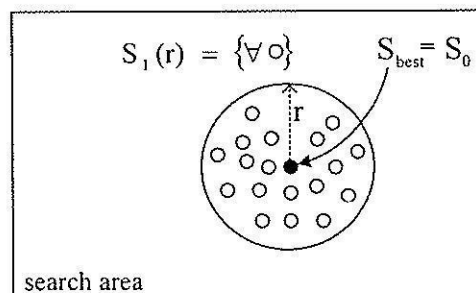
ขั้นที่ 2 ทำการสุ่มคำตอบเริ่มต้น (initial solution) หรือชุดพารามิเตอร์ที่ต้องการค้นหา ภายในพื้นที่การค้นหา (search area) จำนวน M คำตอบ แล้วเลือกคำตอบที่ดีที่สุดเป็นคำตอบเริ่มต้น ( $S_0$ ) ซึ่งหมายถึง  $S_0$  มีสถานะเป็นคำตอบที่ดีที่สุดแบบวงแคบเฉพาะถิ่น และกำหนดให้ค่า  $S_{best} = S_0$  ดังรูปที่ 5.18



○ initial M solution

รูปที่ 5.18 การสุ่มคำตอบเริ่มต้น  $S_0$  ในพื้นที่ค้นหา

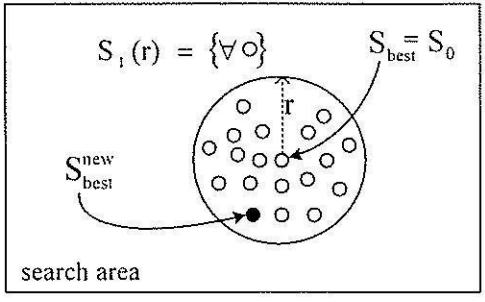
ขั้นที่ 3 ทำการสุ่มเลือกคำตอบใหม่จำนวน N คำตอบ โดยคำตอบใหม่ดังกล่าวจะอยู่รอบ ๆ บริเวณคำตอบ  $S_0$  ภายในพื้นที่รัศมีการค้นหา (radius : r) กำหนดให้  $S_1(r)$  เป็นเซตของคำตอบที่ประกอบด้วยคำตอบใหม่ทั้งหมด N คำตอบ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 5.19



○ neighborhood N solution

รูปที่ 5.19 คำตอบรอบข้างภายในรัศมีการค้นหารอบ  $S_0$

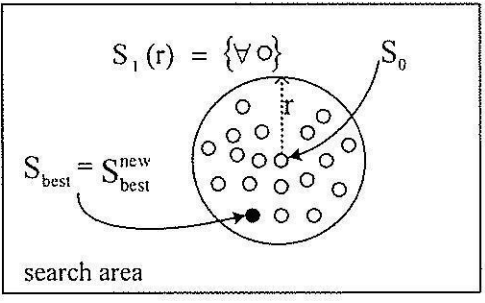
ขั้นที่ 4 ทำการประเมินค่าความเหมาะสมของคำตอบใหม่ที่อยู๋ภายใน  $S_i(r)$  ด้วย ฟังก์ชันวัตถุประสงค์แล้วเลือกคำตอบที่ดีที่สุด กำหนดให้คำตอบนั้นเป็น  $S_{best}^{new}$  แสดงดังรูปที่ 5.20



○ neighborhood N solution

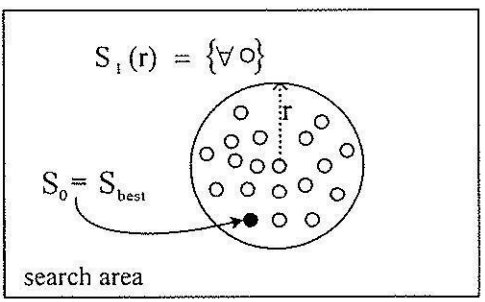
รูปที่ 5.20 การกำหนดคำตอบรอบข้างที่ดีที่สุดเป็น  $S_{best}^{new}$

ขั้นที่ 5 ถ้าคำตอบ  $S_{best}^{new}$  ดีกว่า  $S_{best}$  จะกำหนดให้  $S_{best}$  เท่ากับ  $S_{best}^{new}$  ดังรูปที่ 5.21 แต่ถ้า  $S_{best}^{new}$  ไม่ดีกว่า  $S_{best}$  จะกำหนดให้ค่า  $S_{best}$  คือค่าเดิม



○ neighborhood N solution

รูปที่ 5.21 การกำหนดให้  $S_{best}^{new}$  เป็น  $S_{best}$



○ neighborhood N solution

รูปที่ 5.22 การกำหนดให้  $S_{best}$  เป็น  $S_0$

ขั้นที่ 6 กำหนดให้  $S_0$  เท่ากับ  $S_{best}$  ดังแสดงไว้ในรูปที่ 5.22

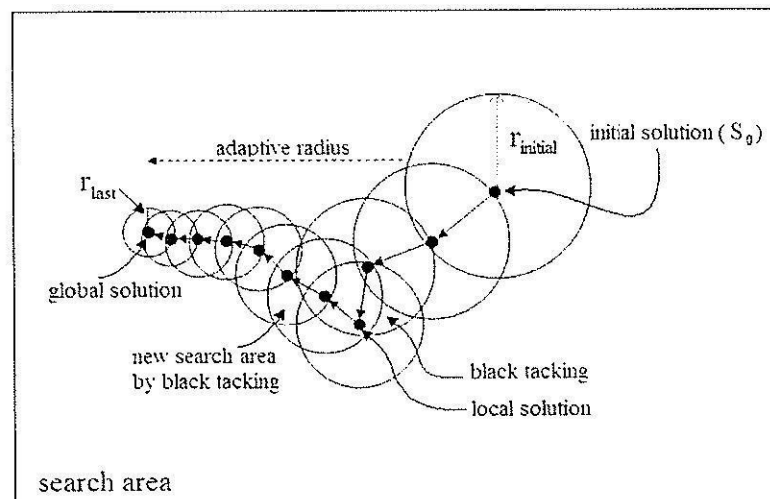
ขั้นที่ 7 ถ้า  $count < count_{max}$  ให้กลับไปเริ่มที่ขั้นที่ 3 ใหม่และทำการค้นหา จนกระทั่งได้ค่าเหมาะสมที่ต้องการ แต่ถ้า  $count > count_{max}$  ให้หยุดการค้นหา โดยคำตอบที่ดีที่สุดที่ได้จากการค้นหาจนครบจำนวนรอบสูงสุด จะเป็นคำตอบของระบบการค้นหา

การค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search: ATS)

เนื่องจากอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาบู่พื้นฐานยังมีประสิทธิภาพการค้นหาไม่ดีเพียงพอสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ ในปี พ.ศ. 2545 กองพัน อารีรักษ์ และ สราวุฒิสุจิตจร จึงได้พัฒนาและปรับปรุงประสิทธิภาพการค้นหาของอัลกอริทึมดังกล่าวโดยการเพิ่ม 2 กลไกเข้าไปในอัลกอริทึม กลไกแรก คือ การเดินย้อนรอย (black tacking) กลไกดังกล่าวเป็นขั้นตอนที่อนุญาตให้ระบบการค้นหาสามารถกลับไปค้นหาคำตอบบริเวณพื้นที่เดิมที่เคยถูกค้นหามาก่อน ซึ่งผลจากการทำดังกล่าว จะทำให้ระบบการค้นหามีโอกาสที่จะค้นหาคำตอบในบริเวณใหม่และหลุดออกจากคำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่นได้ กลไกที่สอง คือ การปรับค่ารัศมีการค้นหา (adaptive radius) ซึ่งจะทำให้การปรับลดค่ารัศมีการค้นหา (5-10) ในระหว่างการค้นหา จนกระทั่งการค้นหาเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุดแบบวงกว้าง สำหรับแผนภาพลักษณะการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวดูได้จากรูปที่ 5.23

$$r_{new} = \frac{r_{old}}{DF} \quad (5-10)$$

โดยที่ DF คือ ตัวประกอบปรับลดค่ารัศมีการค้นหา (Decreasing Factor)



รูปที่ 5.23 การค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว

### 5.6.2 การทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวสำหรับใช้ออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

การทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวสำหรับใช้ออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟ มีพารามิเตอร์ที่ต้องทำการทดสอบทั้งหมด 4 ค่า ได้แก่ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง ค่ารัศมีเริ่มต้น และค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี โดยการทดสอบพารามิเตอร์ดังกล่าว จะใช้ค่า %THD และจำนวนรอบที่ค้นพบคำตอบ เป็นเกณฑ์พิจารณาเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์เช่นเดียวกับกรณีการทดสอบพารามิเตอร์ของเงินเนติกอัลกอริทึม

#### การทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

การทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้นของการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว สำหรับใช้ออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ได้ทำการทดสอบที่ค่า 10 20 30 40 50 และ 60 ซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ดังตารางที่ 5.7 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า กรณีที่ใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 40 และ 50 ให้ผลค่าเฉลี่ย %THD ดีใกล้เคียงกัน คือ 0.9930% และ 0.9948% (ต่างกันที่ทศนิยมตำแหน่งที่ 3 เป็นต้นไป) และเมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ยจำนวนรอบการค้นหาที่พบคำตอบของทั้งสองกรณี พบว่า มีค่าใกล้เคียงเช่นกัน คือ 345 และ 332 ตามลำดับ (ต่างกันที่หลักสิบ เป็นต้นไป) แต่เนื่องจากผู้พิจารณาค่า %THD เป็นเกณฑ์หลัก ดังนั้น จึงเลือกใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 40 คำตอบ

ตารางที่ 5.7 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 10 คำตอบ						
ค่า %THD	0.9986	1.0076	1.0090	1.0080	0.9692	0.9985
จำนวนรอบการค้นหา	476	834	240	1160	659	674
คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ						
ค่า %THD	1.0066	1.0080	0.9987	1.0077	1.0066	1.0055
จำนวนรอบการค้นหา	2756	120	142	171	2756	1189
คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 30 คำตอบ						
ค่า %THD	1.0075	0.9838	1.0001	1.0060	1.0096	1.0014
จำนวนรอบการค้นหา	532	55	111	117	326	228

ตารางที่ 5.7 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น (ต่อ)

ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่					ค่าเฉลี่ย
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	
คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 40 คำตอบ						
ค่า %THD	0.9823	0.9770	1.0049	1.0006	0.9998	0.9930
จำนวนรอบการค้นหา	150	627	151	722	77	345
คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 50 คำตอบ						
ค่า %THD	0.9948	0.9845	0.9990	0.9895	1.0066	0.9948
จำนวนรอบการค้นหา	391	279	121	288	580	332
คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 60 คำตอบ						
ค่า %THD	1.0089	1.0095	1.0100	1.0066	0.9856	1.0041
จำนวนรอบการค้นหา	2462	2912	976	580	1957	1597

#### การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้างของการค้นหาแบบดาบุงเชิงปรับตัว สำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้ทำการทดสอบใช้จำนวนคำตอบคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 20 30 40 50 และ 60 เช่นกัน ซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ดังตารางที่ 5.8 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่าการใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 50 คำตอบ ให้ผลการทดสอบดีที่สุด คือ ค่าเฉลี่ย %THD เท่ากับ 0.9930 % และค่าเฉลี่ยจำนวนรอบการค้นหาที่พบคำตอบน้อยที่สุดเท่ากับ 139 ดังนั้นพารามิเตอร์จำนวนคำตอบรอบข้างของการค้นหาแบบดาบุงเชิงปรับตัวสำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ผู้จึงเลือกใช้จำนวนเท่ากับ 50 คำตอบ

ตารางที่ 5.8 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่					ค่าเฉลี่ย
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ						
ค่า %THD	1.0075	0.9838	1.0001	1.0060	1.0096	1.0014
จำนวนรอบการค้นหา	532	55	111	117	326	228

ตารางที่ 5.8 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง (ต่อ)

ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่					ค่าเฉลี่ย
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 20 คำตอบ						
ค่า %THD	0.9774	1.0014	0.9979	0.9953	1.0053	0.9954
จำนวนรอบการค้นหา	242	143	211	164	41	160
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ						
ค่า %THD	0.9958	1.0078	0.9957	0.9982	0.9759	0.9946
จำนวนรอบการค้นหา	72	1440	627	73	72	457
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 คำตอบ						
ค่า %THD	1.0273	1.0065	1.0036	1.0091	1.0072	1.0107
จำนวนรอบการค้นหา	389	89	519	60	182	248
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 50 คำตอบ						
ค่า %THD	0.9738	1.0065	1.0052	1.0072	0.9859	0.9957
จำนวนรอบการค้นหา	85	72	283	181	73	139
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 60 คำตอบ						
ค่า %THD	0.9935	1.0026	1.0023	1.0013	1.0090	1.0017
จำนวนรอบการค้นหา	136	100	156	1197	339	386

#### การทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น

การทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น ( $r_{initial}$ ) ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว สำหรับใช้ออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟ ได้ทำการทดสอบใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5 1 2 3 4 และ 5 ซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ดังตารางที่ 5.9 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่าเฉลี่ย %THD ของการใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 2 และ 3 ให้ผลการทดสอบดีที่สุดเท่ากัน คือ 0.9882% แต่เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ยจำนวนรอบการค้นหาที่ค้นพบคำตอบ พบว่า กรณีที่ใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 2 (143) มีค่าน้อยกว่ากรณีที่ใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 3 (210) ดังนั้น พารามิเตอร์ค่ารัศมีเริ่มต้นของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวสำหรับใช้ออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟ ผู้จึงเลือกใช้ค่าเท่ากับ 2

ตารางที่ 5.9 ผลการทดสอบค่ารีซีมเริ่มต้น

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่ารีซีมเริ่มต้นเท่ากับ 0.5						
ค่า %THD	0.9786	1.0070	1.0100	0.9708	1.0030	0.9938
จำนวนรอบการค้นหา	44	210	869	88	59	254
ค่ารีซีมเริ่มต้นเท่ากับ 1						
ค่า %THD	0.9959	0.9877	0.9877	0.9786	1.0071	0.9914
จำนวนรอบการค้นหา	240	77	144	58	99	124
ค่ารีซีมเริ่มต้นเท่ากับ 2						
ค่า %THD	1.0000	0.9918	1.0011	0.9799	0.9700	0.9882
จำนวนรอบการค้นหา	121	180	108	254	53	143
ค่ารีซีมเริ่มต้นเท่ากับ 3						
ค่า %THD	0.9973	0.9704	0.9932	0.9752	1.0051	0.9882
จำนวนรอบการค้นหา	113	77	63	446	353	210
ค่ารีซีมเริ่มต้นเท่ากับ 4						
ค่า %THD	0.9911	0.9982	0.9818	0.9935	0.9859	0.9901
จำนวนรอบการค้นหา	259	90	243	108	158	172
ค่ารีซีมเริ่มต้นเท่ากับ 5						
ค่า %THD	1.0051	1.0088	1.0082	0.9997	1.0044	1.0052
จำนวนรอบการค้นหา	52	127	160	112	69	104

#### การทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดรีซีม

การทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดรีซีม (DF) ของการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว สำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้ทำการทดสอบใช้ค่าตัวประกอบปรับลดรีซีม เท่ากับ 1.1 1.2 1.3 1.4 และ 1.5 ซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ดังตารางที่ 5.10 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า การใช้ค่าตัวประกอบปรับลดรีซีมเท่ากับ 1.1 ให้ผลการทดสอบค่าเฉลี่ย %THD ดีที่สุด คือ 0.9892% ที่ค่าเฉลี่ยจำนวนรอบที่พบค่าคอบเท่ากับ 180 โดยค่าจำนวนรอบดังกล่าวมีค่าน้อย เป็นอันดับสองต่อจากกรณีใช้ค่าตัวประกอบปรับลดรีซีมเท่ากับ 1.5 ซึ่งใช้มีค่าเฉลี่ยจำนวนรอบ

เท่ากับ 137 อย่างไรก็ตาม จำนวนรอบทั้งสองค่าดังกล่าว ถือว่ามีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้น ผู้จึงเลือกใช้ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.1

ตารางที่ 5.10 ผลการทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดครีมี

ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าที่ทดสอบ						
ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.1						
ค่า %THD	0.9861	0.9986	1.0054	0.9964	0.9597	0.9892
จำนวนรอบการค้นหา	200	97	401	153	49	180
ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.2						
ค่า %THD	1.0069	1.0008	1.0069	0.9893	0.9982	1.0004
จำนวนรอบการค้นหา	168	548	178	118	123	227
ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.3						
ค่า %THD	1.0097	0.9740	1.0007	0.9969	0.9842	0.9943
จำนวนรอบการค้นหา	298	76	138	212	187	182
ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.4						
ค่า %THD	0.9969	0.9981	1.0091	0.9585	1.0068	0.9938
จำนวนรอบการค้นหา	757	705	339	226	89	423
ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.5						
ค่า %THD	0.9939	0.9957	0.9841	0.9929	1.0088	0.9950
จำนวนรอบการค้นหา	57	182	174	89	182	137

จากการทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวทั้งหมดข้างต้น ผู้ได้ทำการเลือกใช้พารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าวสำหรับการออกแบบวงจรรอกกำลัง แยกทีฟ ซึ่งสรุปได้ดังนี้

- เลือกใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 40 คำตอบ
- เลือกใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 50 คำตอบ
- เลือกใช้ค่าครีมีเริ่มต้นเท่ากับ 2
- เลือกใช้ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.1



### 5.6.3 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้การค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว

การออกแบบค่าพารามิเตอร์  $V_{dc}$ ,  $L_f$  และ HB ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้การค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว สำหรับในรูปที่ 5.1 แสดงขั้นตอนการออกแบบและการกำหนดพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าว ดังนี้

ขั้นที่ 1 กำหนดค่าขอบเขตต่ำสุดและสูงสุดสำหรับการค้นหาพารามิเตอร์  $V_{dc}$  เท่ากับ 312-700 V ค่า  $L_f$  เท่ากับ 0-10 H และค่า HB เท่ากับ 0-0.02 A

ขั้นที่ 2 กำหนดการสุ่มค่าตอบเริ่มต้นจำนวน 40 ค่าตอบ

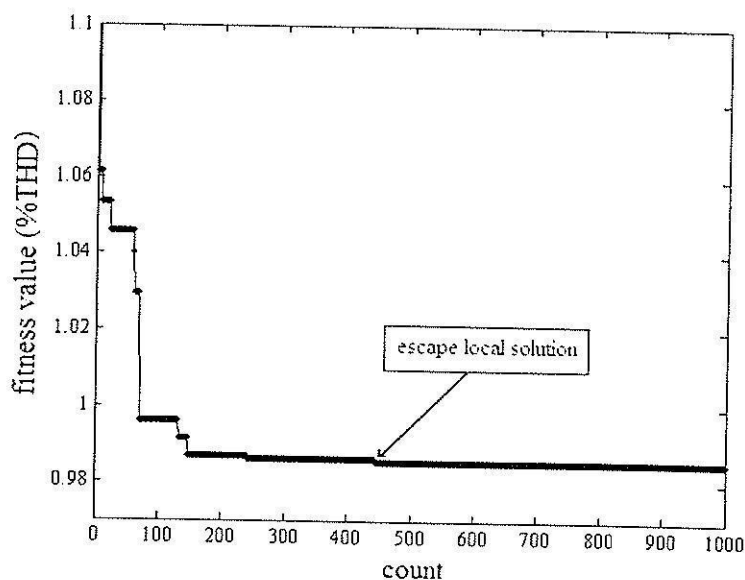
ขั้นที่ 3 กำหนดการสุ่มค่าตอบรอบข้างภายในรัศมีการค้นหาจำนวน 50 ค่าตอบ

ขั้นที่ 4 กำหนดค่ารัศมีเริ่มต้นสำหรับการค้นหาเท่ากับ 2

ขั้นที่ 5 การค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี 1.1

ขั้นที่ 6 กำหนดเงื่อนไขการเดินย้อนรอย โดยถ้าระบบการค้นหาไม่สามารถหลุดออกจากคำตอบแบบท้องถิ่นได้ เป็นจำนวน 100 รอบการค้นหา กำหนดให้มีการเดินย้อนรอยเกิดขึ้น

ขั้นที่ 7 กำหนดจำนวนรอบการค้นหาสูงสุด ( $count_{max}$ ) เท่ากับ 1000 รอบ



รูปที่ 5.24 การลู่เข้าของค่า %THD กรณีวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว

จากการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวภายในขั้นตอนการออกแบบข้างต้น ผลการค้นหาพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงได้ดังรูปที่ 5.24 จากรูปดังกล่าว แสดงการลู่เข้าของ %THD ที่ค่าเท่ากับ 0.9853 % ในจำนวนรอบ

การค้นหาสูงสุดเท่ากับ 1000 โดยในช่วงรอบการค้นหาที่ 241 ถึง 443 ค่า %THD มีค่าเท่ากับ 0.9863% ซึ่งค่า %THD ดังกล่าว เป็นคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่น อย่างไรก็ตาม อัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว สามารถค้นหาพบคำตอบค่าที่ดีกว่า ที่ค่าเท่ากับ 0.9853% ในรอบการค้นหาที่ 444 ทั้งนี้เนื่องจากผลของการเดินย้อนรอยภายในอัลกอริทึม จึงทำให้ระบบการค้นหาสามารถหลุดออกจากจุดคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่นสู่บริเวณค้นหาที่ให้คำตอบที่ดีขึ้น สำหรับค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ได้จากการค้นหา คือ ค่า  $V_{dc}$  เท่ากับ 635 V ค่า  $L_r$  เท่ากับ 0.43 H และค่า HB เท่ากับ 0.00013 A

## 5.7 ผลการจำลองสถานการณ์และการอภิปราย

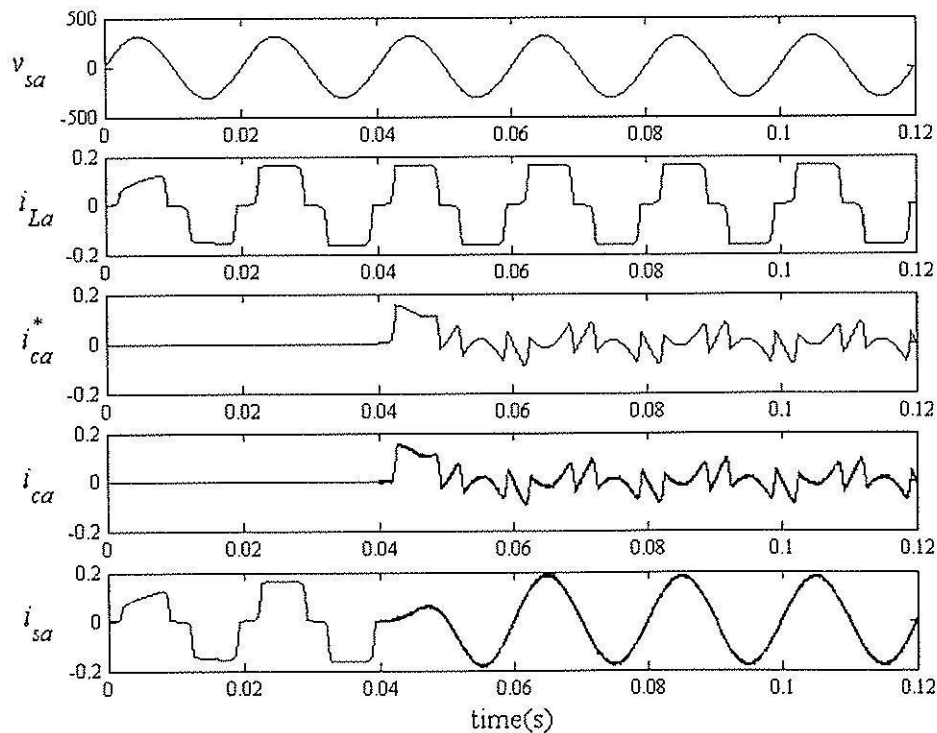
การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกของระบบในรูปแบบที่ 5.1 โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังในโปรแกรม MATLAB กรณีวงจรกรองกำลังแอกทีฟออกแบบโดยใช้วิธีการของ Ingram และ Round วิธีการค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึม และวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ซึ่งผลการออกแบบวงจรกรองแอกทีฟด้วยวิธีดังกล่าว ได้นำเสนอในรายละเอียดไว้ก่อนหน้านี้ ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่อาศัยการออกแบบด้วยวิธีดังกล่าว แสดงได้ดังรูปที่ 5.25 ถึงรูปที่ 5.27 ตามลำดับ โดยทำการจำลองสถานการณ์ตั้งแต่วเวลา 0 ถึง 0.12 วินาที และเริ่มทำการฉีดกระแสชดเชยตั้งแต่วเวลา 0.04 วินาที เป็นต้นไป

จากรูปที่ 5.25 ถึงรูปที่ 5.27 สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย หรือ  $i_{sa}$  ก่อนการชดเชยในช่วงเวลาเริ่มต้นจนถึง 0.04 วินาที มีลักษณะรูปสัญญาณเหมือนกับกระแสทางด้านโหลด ( $i_{La}$ ) ซึ่งมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ โดยวัดค่า %THD ได้ค่าเท่ากับ 25.5048% จากนั้นเมื่อพิจารณารูปสัญญาณ  $i_{sa}$  หลังการชดเชยตั้งแต่วเวลา 0.04 เป็นต้นไป สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณ  $i_{sa}$  หลังการชดเชยของทั้งสามกรณีมีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากผลของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่สามารถฉีดกระแสชดเชย ( $i_{ca}$ ) ได้ตามลักษณะรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิง ( $i_{ca}^*$ ) ซึ่งได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง โดยค่า %THD ของ  $i_{sa}$  ทั้งสามกรณีได้จากตารางที่ 5.11 จากตารางดังกล่าว ผลการกำจัดฮาร์มอนิกกรณีวงจรกรองกำลังแอกทีฟออกแบบโดยใช้วิธีการของ Ingram และ Round วัดค่า %THD ของ  $i_{sa}$  หลังการชดเชยได้ค่าเท่ากับ 1.4176% กรณีการออกแบบใช้วิธีจินเนติกอัลกอริทึมวัดค่า %THD หลังการชดเชยได้ค่าเท่ากับ 0.9890% และกรณีการออกแบบใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวค่า %THD หลังการชดเชยได้ค่าเท่ากับ 0.9853% จากค่า %THD ดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่า %THD กรณีวงจรกรองกำลังแอกทีฟออกแบบโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ทั้งสองวิธี มีค่าน้อยกว่ากรณีการออกแบบที่ใช้วิธีการของ Ingram และ Round โดยกรณีที่มีการออกแบบใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิง

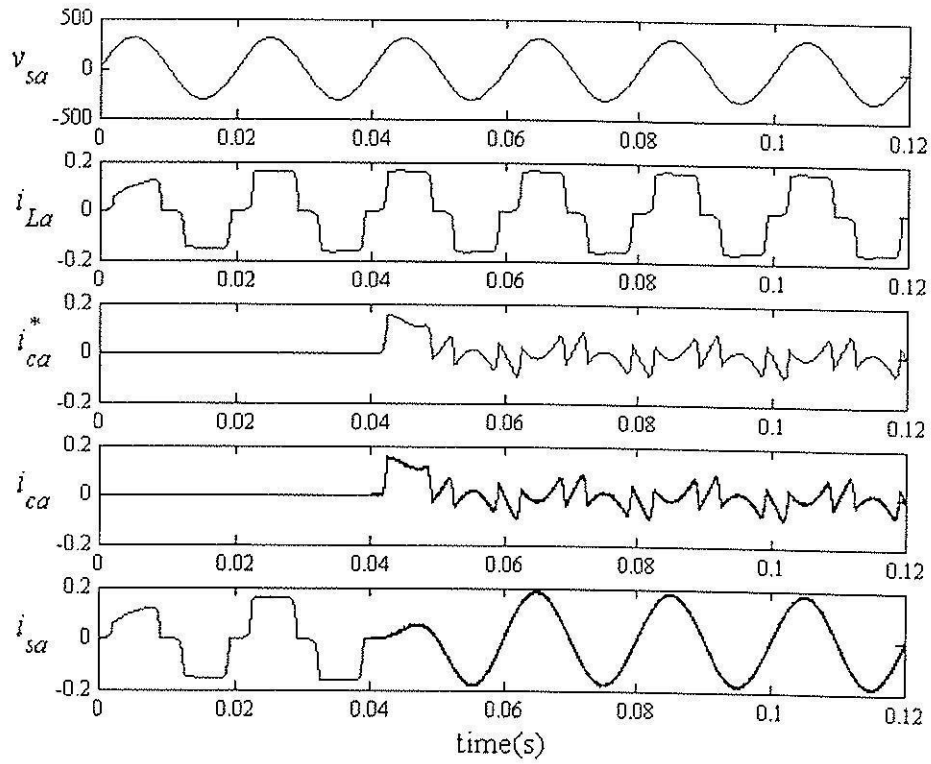
ปรับตัวมีค่าน้อยที่สุด คือ 0.9853% อย่างไรก็ตามค่า %THD ของทั้งสามกรณียังคงอยู่ในกรอบมาตรฐานของ IEEE std. 519-1992

ตารางที่ 5.11 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางค่านแหล่งจ่ายกรณีการออกแบบวงจรรอกำลัง แอกทีฟโดยใช้วิธีการของ Ingram และ Round วิธี GA และวิธี ATS

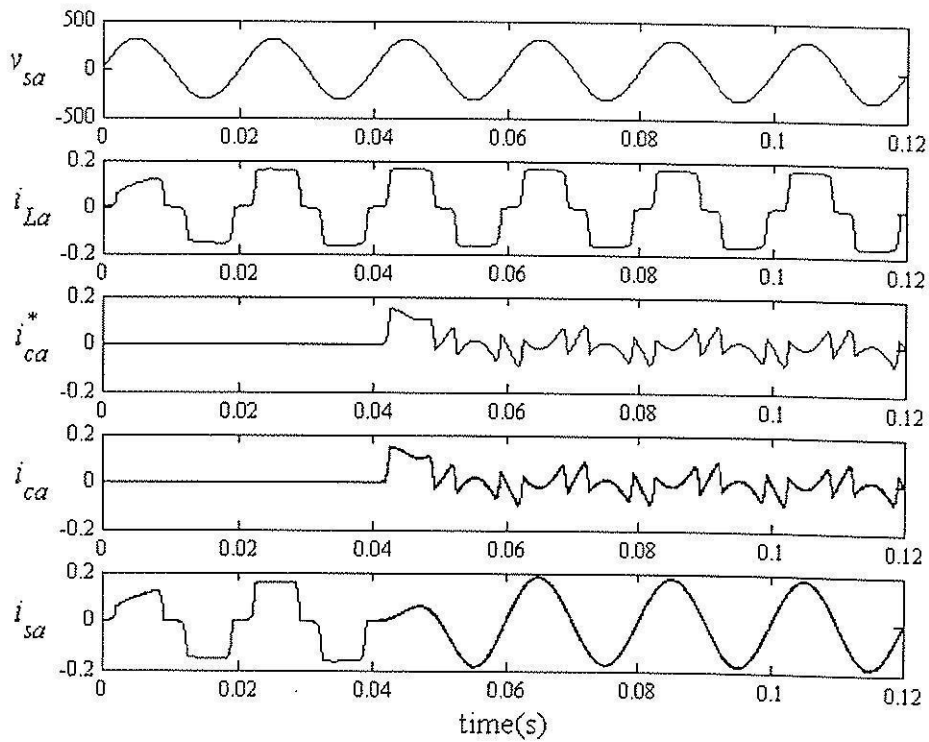
พารามิเตอร์ของ APF	วิธีการออกแบบ APF		
	วิธีการของ Ingram และ Round	วิธี GA	วิธี ATS
$V_{dc}$ (V)	600	644	635
$L_f$ (H)	0.4	0.35	0.43
HB (A)	0.0033	0.00049	0.00013
ค่า %THD ก่อนชดเชย	25.5048 %		
ค่า %THD หลังชดเชย	1.4176%	0.9890%	0.9853%



รูปที่ 5.25 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณี APF ออกแบบโดยใช้วิธีการของ Ingram และ Round



รูปที่ 5.26 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณี APF ออกแบบโดยใช้วิธี GA



รูปที่ 5.27 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณี APF ออกแบบโดยใช้วิธี ATS

## 5.8 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเทอรีซิส โดยใช้วิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ 2 วิธี ได้แก่ การค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึม และการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์ของระบบกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ออกแบบโดยใช้วิธีการค้นหาทั้งสองอัลกอริทึมดังกล่าว พบว่า ปริมาณฮาร์มอนิกของระบบไฟฟ้ากำลังหลังการชดเชยมีค่าลดน้อยลงและอยู่ในเกณฑ์มาตรฐาน IEEE std. 519-1992 โดยกรณีที่การออกแบบใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวให้ผลการออกแบบดีที่สุด โดยดูได้จากค่า %THD หลังการชดเชยของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ซึ่งกรณีดังกล่าว ให้ค่า %THD น้อยที่สุด เท่ากับ 0.9853% ดังนั้น ในบทต่อไปซึ่งจะเป็นการนำเสนอการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ผู้จึงเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว คือ ค่า  $V_{dc}$  เท่ากับ 635 V ค่า  $L_f$  เท่ากับ 0.43 H และค่า HB เท่ากับ 0.00013 A

สำหรับงานในส่วนของการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ดังที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 ได้รับการตีพิมพ์แล้ว ดังนี้

- T. Narongrit, K-L. Areerak and A. Srikaew, "Design of an Active Power Filter using Adaptive Tabu Search", Proceedings of the 8<sup>th</sup> WSEAS Int. Conf. on Artificial Intelligence Knowledge Engineering & Data bases (AIKED), 2009, pp.314-318

- T. Narongrit, K-L. Areerak and K-N. Areerak, "Design of an Active Power Filter using Genetic Algorithm Technique", Proceedings of the 9<sup>th</sup> WSEAS Int. Conf. on Artificial Intelligence Knowledge Engineering & Data bases (AIKED), 2010, pp.46-50

- K-L. Areerak and T. Narongrit, "Shunt Active Power Filter Design using Genetic Algorithm Method", *WSEAS Transactions on Systems*, Issue 4, Volume 9, April 2010, pp. 327-336.

## บทที่ 6

### การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

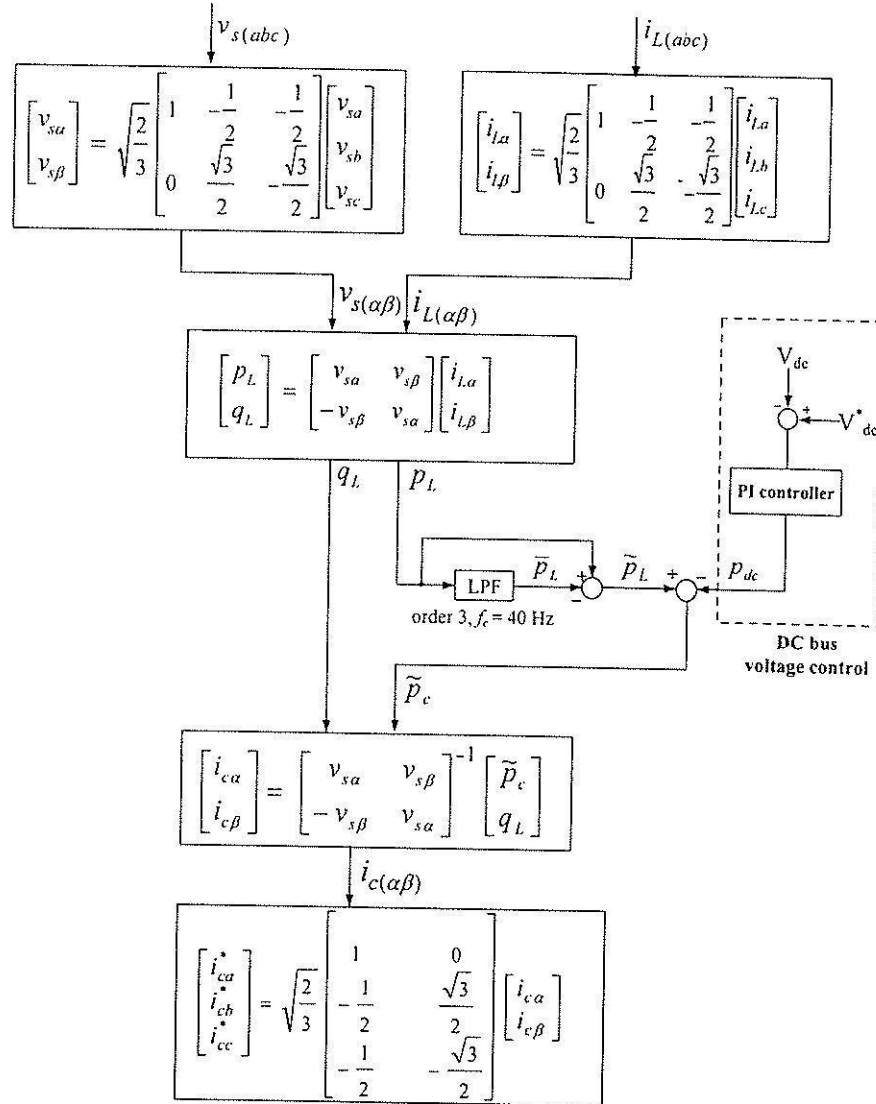
#### 6.1 บทนำ

การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน จำเป็นต้องมีการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงที่ตัวเก็บประจุของวงรดังกล่าวให้มีค่าคงที่ตามที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 5 โดยถ้าไม่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง จะทำให้ค่าแรงดันดังกล่าวมีค่าไม่ตรงตามที่ได้ทำการออกแบบ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยตรง ดังนั้นในบทนี้จึงได้นำเสนอการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ โดยเนื้อหาประกอบด้วย การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และการจำลองสถานการณ์ที่แบ่งออกเป็นสองกรณีคือ กรณีไม่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และกรณีมีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ นอกจากนี้การอภิปรายผลการจำลองสถานการณ์ของแต่ละกรณีได้ถูกนำเสนอไว้เช่นกัน

#### 6.2 การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 6.1 จากรูปดังกล่าว แสดงการนำบล็อกควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ (DC bus voltage control) โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI controller) เข้ามาแทรกอยู่ที่ส่วนของกำลังแอกทีฟภายในขั้นตอนของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ซึ่งอินพุตของตัวควบคุมดังกล่าว คือ ผลต่างระหว่างค่าแรงดันบัสไฟตรงค่าจริงที่วัดตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรอินเวอร์เตอร์ ( $V_{dc}$ ) และค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่ได้จากการออกแบบ ( $V_{dc}^*$ ) ส่วนเอาต์พุตที่ได้จากตัวควบคุมแบบพีไอ ( $P_{dc}$ ) จะถูกนำไปลบกับปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ หรือ  $\tilde{p}_l$  โดยผลต่างของทั้งสอง

ปริมาณ คือ ปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟที่ใช้ในการคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย หรือ  $\tilde{p}_c$



รูปที่ 6.1 แผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรองกำลังแอกทีฟ

### 6.3 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรองกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ทำการออกแบบโดยอาศัยสมการพลังงานที่ตัวเก็บประจุของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งโครงสร้างของวงจรดังกล่าวดูได้จากรูปที่ 6.2 จากรูปดังกล่าว วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสร้างขึ้นจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังไอจีบีที

(IGBT) 6 ตัว โดยมีตัวเก็บประจุเป็นตัวเก็บสะสมพลังงาน ซึ่งค่าพลังงานที่ตัวเก็บประจุดังกล่าวสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-1)

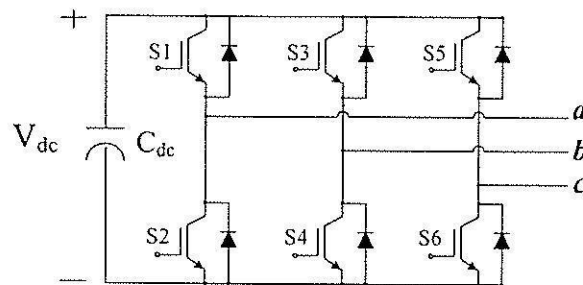
$$E_{dc} = \int p_{dc} dt = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (6-1)$$

จากสมการที่ (6-1) ทำการแก้สมการเพื่อหาค่าแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc}$ ) จะได้ดังสมการที่ (6-2)

$$V_{dc} = \sqrt{\frac{2}{C_{dc}} \int p_{dc} dt} \quad (6-2)$$

โดยที่  $p_{dc}$  คือ ค่ากำลังไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ (W)

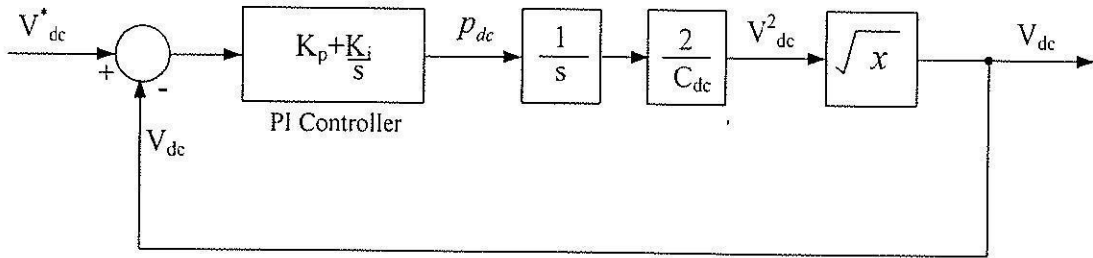
$C_{dc}$  คือ ตัวเก็บประจุของวงจรอินเวอร์เตอร์ (F)



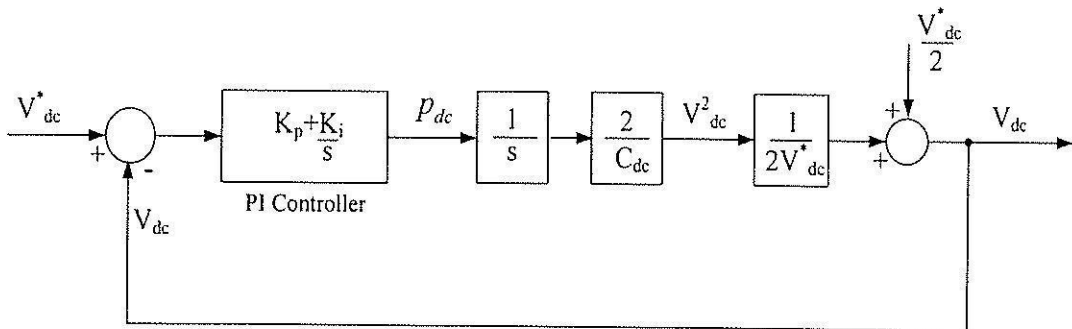
รูปที่ 6.2 โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน

จากสมการที่ (6-2) นำไปสร้างบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟได้ดังรูปที่ 6.3 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ภายในบล็อกไดอะแกรมการควบคุมมีส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้น คือ บล็อกการหาค่ารากที่สองของค่า  $x$  ใด ๆ ดังนั้น เพื่อให้ระบบควบคุมดังกล่าวเป็นระบบเชิงเส้น จึงใช้การประมาณการหาค่ารากที่สองโดยใช้การกระจายด้วยอนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor series) (Eakburanawat, Darapong, Yangyuen and Pongam, 2004) ดังสมการที่ (6-3) ถึง (6-5)





รูปที่ 6.3 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ



รูปที่ 6.4 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยประมาณค่ารากที่สองของ  $V_{dc}^2$  ด้วยอนุกรมเทย์เลอร์

$$\sqrt{x} \approx \sqrt{x_0} + \left. \frac{d\sqrt{x}}{dx} \right|_{x=x_0} \cdot (x - x_0) \tag{6-3}$$

$$\sqrt{x} \approx \sqrt{x_0} + \frac{1}{2\sqrt{x_0}}(x - x_0) \tag{6-4}$$

$$\sqrt{x} \approx \frac{\sqrt{x_0}}{2} + \frac{1}{2\sqrt{x_0}}x \tag{6-5}$$

จากสมการที่ (6-5) การหาค่ารากที่สองของ  $V_{dc}^2$  ทำได้โดยการแทนค่า  $\sqrt{x_0}$  เท่ากับ  $V_{dc}^*$  และค่า  $x$  เท่ากับ  $V_{dc}^2$  ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (6-6)

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

จากการประมาณค่าราคาที่สองของ  $V_{dc}^2$  ด้วยอนุกรมเทย์เลอร์ สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอคทีฟใหม่ได้ดังรูปที่ 6.4 จากบล็อกไดอะแกรมดังกล่าว ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function :  $T(s)$ ) ของระบบได้ดังสมการที่ (6-7) ดังนี้

$$T(s) = \frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{1}{2} \frac{s^2 + 2AK_p s + 2AK_i}{s^2 + AK_p s + AK_i} \quad (6-7)$$

$$\text{โดยที่ } A = \frac{1}{C_{dc} V_{dc}^*}$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6-8)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_p$  และค่า  $K_i$  ของตัวควบคุมแบบพีไอ จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะ (characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอน  $T(s)$  และพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐานซึ่งแสดงไว้ดังสมการที่ (6-8) โดยผลการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันทั้งสองดังกล่าว แสดงได้ดังสมการที่ (6-9) ถึง (6-11) ดังต่อไปนี้

$$s^2 + AK_p s + AK_i = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (6-9)$$

$$AK_p = 2\zeta\omega_n, \quad AK_i = \omega_n^2 \quad (6-10)$$

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n}{A}, \quad K_i = \frac{\omega_n^2}{A} \quad (6-11)$$

โดยที่  $\zeta$  คือ อัตราส่วนการหน่วง (damping ratio) มีค่าเท่ากับ 0.707

$\omega_n$  คือ ความถี่ธรรมชาติ (natural frequency) มีค่าเท่ากับ  $\frac{4}{T_s \zeta}$  เมื่อพิจารณาให้ค่า

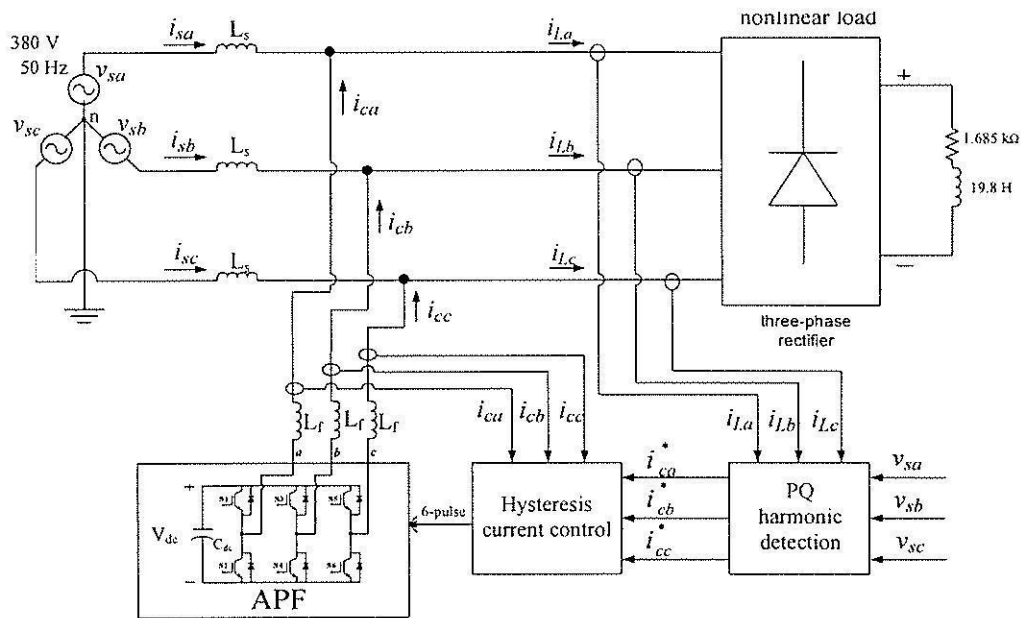
ผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว ( $e_{ss}$ ) มีค่าเท่ากับ  $\pm 2\%$

$T_s$  คือ ช่วงเวลาเข้าที่ (settling time)

## 6.4 การจำลองสถานการณ์และการอภิปรายผล

การจำลองสถานการณ์ในบทนี้ถูกแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ กรณีที่ไม่มีการควบคุมแรงดันไฟตรง และกรณีที่มีการควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ ดังนี้

### 6.4.1 การจำลองสถานการณ์กรณีไม่มีการควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ



รูปที่ 6.5 ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณีไม่มีการควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ

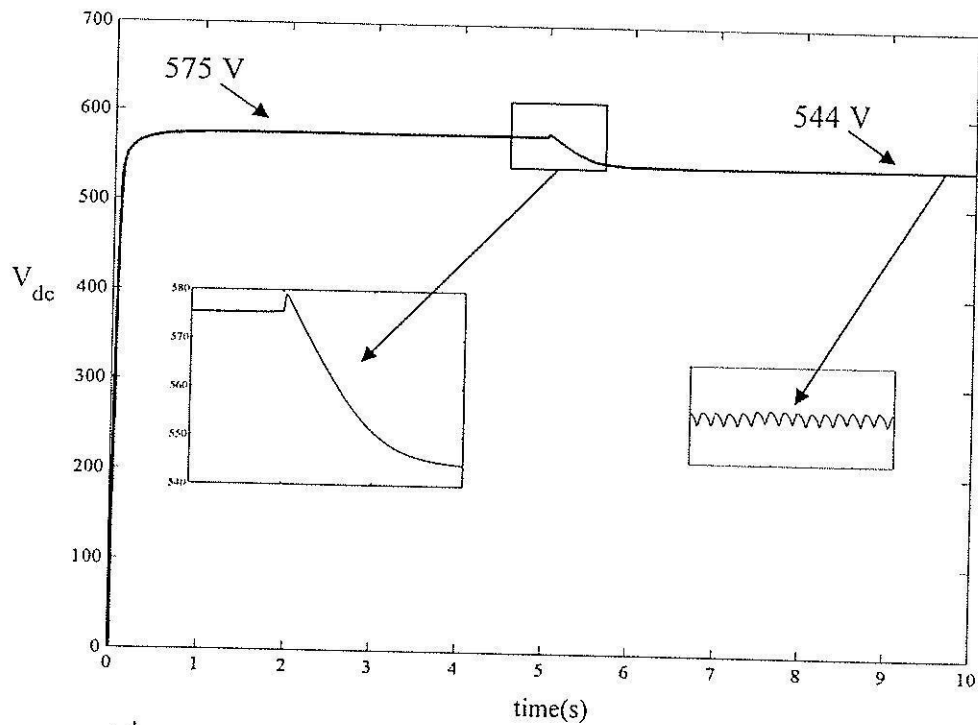
ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณีไม่มีตัวควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟแสดงได้ดังรูปที่ 6.5 จากรูปดังกล่าว คือ ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งแทนด้วยวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นค่าความต้านทาน (R) เท่ากับ 1.685 kΩ ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ (L) เท่ากับ 19.8 H การตรวจจับฮาร์มอนิกใช้วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง และการควบคุมกระแสชดเชยใช้วิธีฮิสเตอร์ซิส

การจำลองสถานการณ์ของระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 6.5 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรรองกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส คือ ค่าตัวเก็บประจุ ( $C_{dc}$ ) มีค่าเท่ากับ 200  $\mu\text{F}$  ซึ่งได้จากการเลือกค่าโดยใช้วิธีการของ Thierry Thomas (1998) ดังสมการที่ (6-12) จากสมการดังกล่าว กำหนดให้ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ( $V_{dc}^*$ ) มีค่าเท่ากับ 635 V (ได้จากการออกแบบโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวในบทที่ผ่านมา) และ

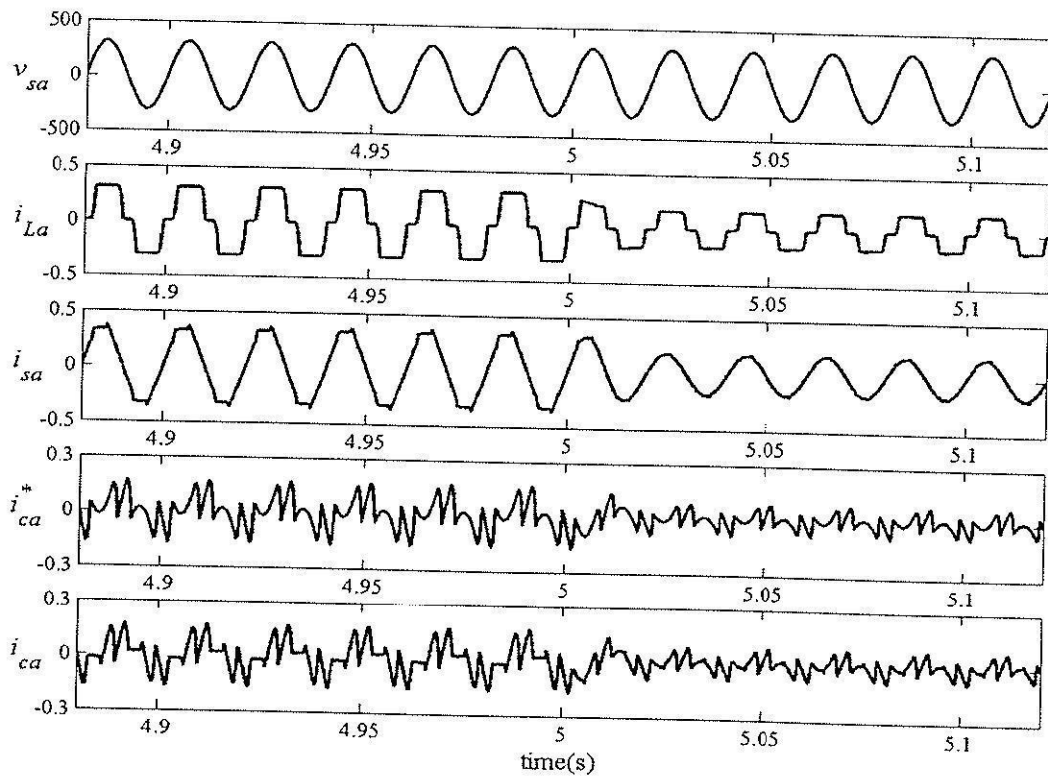
กำหนดให้ค่าผลต่างของแรงดันบัสไฟตรง ( $\Delta V_{dc}$ ) มีค่าเท่ากับ 3 V สำหรับค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำ ( $L_f$ ) มีค่าเท่ากับ 0.43 H ค่าแถบซีสเตอร์ซิส (HB) มีค่าเท่ากับ 0.00013 A โดยที่ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว ได้จากการออกแบบโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวเช่นกัน การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งใช้วงจรกรองผ่านต่ำ อันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟออกจากปริมาณกำลังแอกทีฟมูลฐาน ซึ่งได้จากการทดสอบในบทที่ 3 จากระบบข้างต้น เมื่อดำเนินการจำลองสถานการณ์ ได้ผลการจำลองสถานการณ์แสดงไว้ดังรูปที่ 6.6 และ 6.7 โดยการจำลองสถานการณ์ดังกล่าว ทำการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทานของวงจรเรียงกระแสจาก  $R=1.685\text{ k}\Omega$  เป็น  $R=3.37\text{ k}\Omega$  ตั้งแต่เวลา 5 วินาที ถึง 10 วินาที ทั้งนี้เพื่อดูการเปลี่ยนแปลงของค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

$$C_{dc,min} = \frac{0.32}{\Delta V_{dc} \times V_{dc}^*} = \frac{0.32}{3 \times 635} = 167.97 \mu\text{F} \quad (\text{ผู้วิจัยเลือกใช้ } C_{dc} = 200 \mu\text{F}) \quad (6-12)$$

จากรูปที่ 6.6 สังเกตได้ว่า ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟในช่วงเวลา 0 ถึง 5 วินาที มีค่าเท่ากับ 575 V ในสภาวะคงตัว และเมื่อโหลดความต้านทานของวงจรเรียงกระแสมีการเปลี่ยนแปลงจาก  $R=1.685\text{ k}\Omega$  เป็น  $R=3.37\text{ k}\Omega$  ในช่วงเวลา 5 วินาที ถึง 10 วินาที ค่าแรงดันบัสไฟตรงเพิ่มขึ้นประมาณ 4 V ในช่วงเวลาเริ่มต้น และตกลงเหลือ 544 V เมื่อเข้าสู่สภาวะคงตัว จากผลดังกล่าว พบว่า ระบบไม่สามารถปรับค่าแรงดันให้มีค่าเท่ากับค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ซึ่งออกแบบไว้ที่ 635 V ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีการควบคุมค่าแรงดันดังกล่าว และจากรูปที่ 6.7 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส  $a$  ในช่วงเวลา 4.88 วินาที ถึง 5.12 วินาที (ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลด) สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณของกระแสทางด้านโหลด ( $i_{La}$ ) หรือรูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าก่อนการชดเชย มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ ซึ่งวัดค่า %THD ได้ค่าเท่ากับ 25.50 % และเมื่อพิจารณารูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ( $i_{ca}$ ) หลังการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณดังกล่าวมีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น แต่เห็นได้ชัดว่ารูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายยังมีลักษณะที่ผิดเพี้ยนในบางช่วงของรูปสัญญาณ ทั้งนี้เนื่องจากผลของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ไม่สามารถฉีดกระแสชดเชย ( $i_{ca}$ ) ได้ตามลักษณะรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิง ( $i_{ca}^*$ ) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ซึ่งดูได้จากกราฟ  $i_{ca}$  ในรูปที่ 6.7 จากผลดังกล่าวจึงส่งผลให้ค่า %THD ภายหลังการชดเชยมีค่าเท่ากับ 6.40 % ซึ่งค่า %THD ดังกล่าว ไม่อยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992

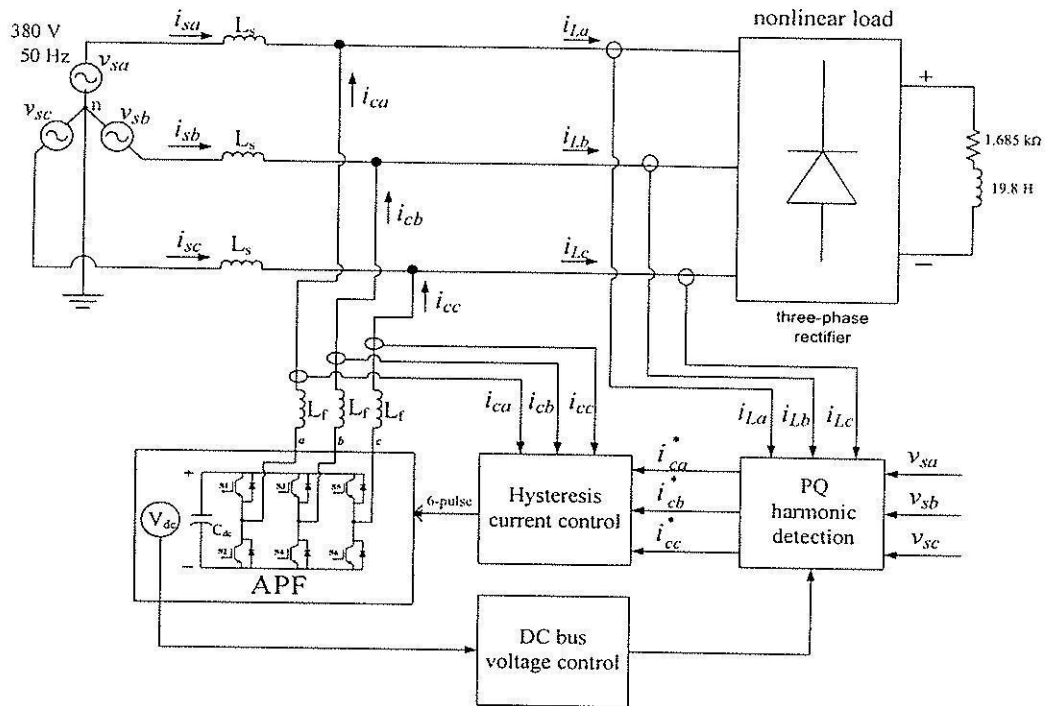


รูปที่ 6.6 ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกลางแยกที่ฟิครณีไม่มีการควบคุม



รูปที่ 6.7 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส  $\alpha$  กรณีไม่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

6.4.2 การจำลองสถานการณ์กรณีที่มีการควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจรกรองกำลัง แยกทีฟ



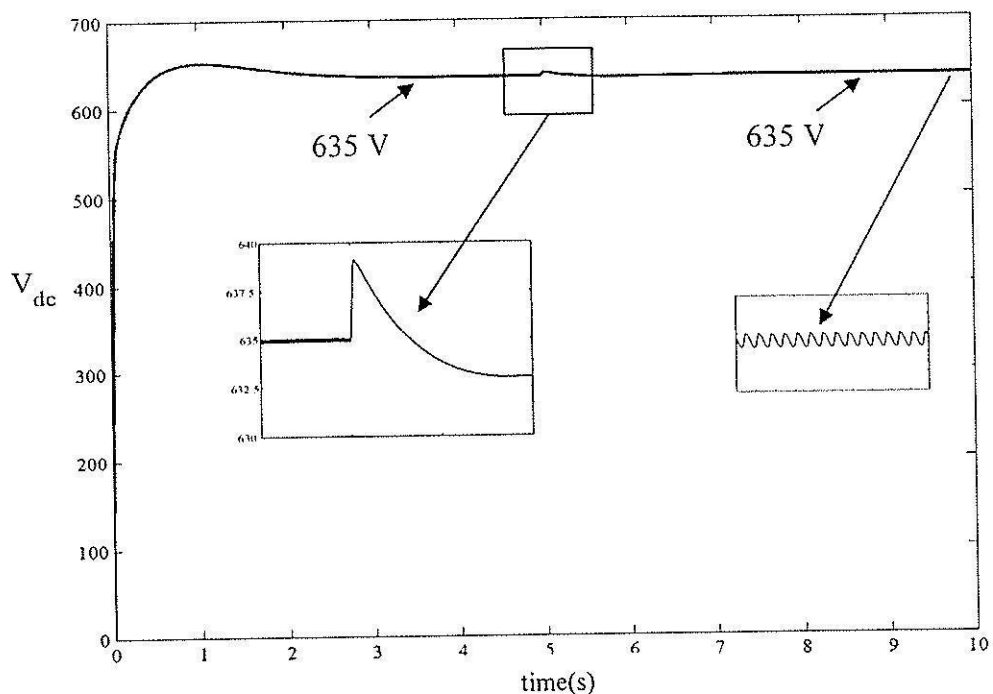
รูปที่ 6.8 ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณีที่มีการควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจรกรองกำลัง แยกทีฟ

การจำลองสถานการณ์กรณีที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลัง แยกทีฟ ใช้ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์เช่นเดียวกับระบบในรูปที่ 6.5 แต่แตกต่างกันตรงที่ ในหัวข้อนี้มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงตามค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ( $V_{dc}^*$ ) ให้มีค่าเท่ากับ 635 V ซึ่งจากระบบดังกล่าวเมื่อมีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแยกทีฟ ระบบจะเป็นดังรูปที่ 6.8 จากรูปดังกล่าว ภายในบล็อก DC bus voltage control คือ ตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลัง แยกทีฟ สามารถคำนวณได้โดยใช้สมการที่ (6-12) โดยการออกแบบกำหนดให้ช่วงเวลาเข้าที่ ( $T_s$ ) มีค่าไม่เกิน 3 วินาที ซึ่งค่า  $K_p$  และ  $K_i$  สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$K_p = 2 \times 0.707 \times \left( \frac{4}{3 \times 0.707} \right) \times 200 \times 10^{-6} \times 635 = 0.338$$

$$K_i = \left( \frac{4}{3 \times 0.707} \right)^2 \times 200 \times 10^{-6} \times 635 = 0.451$$

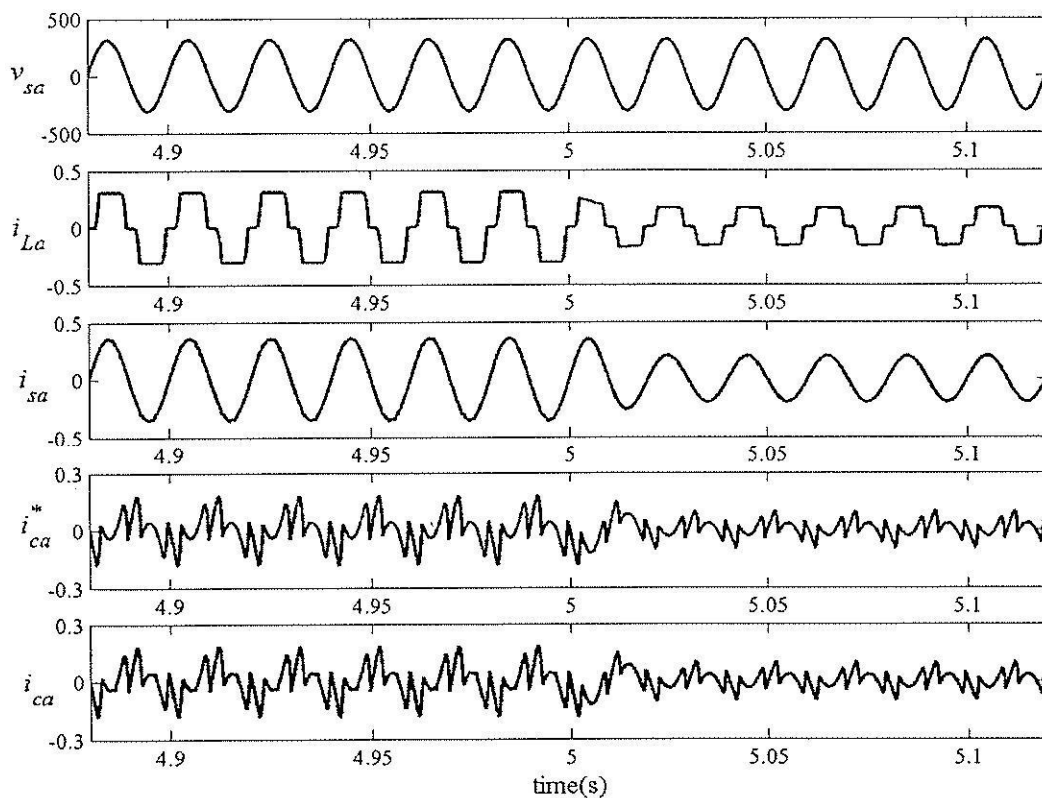
จากผลการออกแบบตัวควบคุมข้างต้น เมื่อดำเนินการจำลองสถานการณ์ระบบรูปที่ 6.8 จะได้ผลการจำลองสถานการณ์แสดงไว้ดังรูปที่ 6.9 และ 6.10 โดยการจำลองสถานการณ์ดังกล่าว ทำการเปลี่ยนแปลงโพลความต้านทานของวงจรเรียงกระแสจาก  $R = 1.685 \text{ k}\Omega$  เป็น  $R = 3.37 \text{ k}\Omega$  ตั้งแต่เวลา 5 วินาที ถึง 10 วินาที เช่นกัน



รูปที่ 6.9 ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟกรณีมีการควบคุม

จากรูปที่ 6.9 สังเกตได้ว่า ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟในช่วงเวลาก่อน 5 วินาที มีค่าเท่ากับ 635 V โดยใช้เวลาในการลู่เข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 3 วินาที และเมื่อโพลมีการเปลี่ยนแปลง ณ เวลา 5 วินาที พบว่า ค่าแรงดันบัสไฟตรงมีค่าเพิ่มขึ้นประมาณ 4 V แต่หลังจากเวลาดังกล่าวผ่านไป 3 วินาที ระบบก็สามารถปรับค่าแรงดันให้มีค่าเท่ากับ 635 V เช่นเดิม ทั้งนี้เนื่องจากการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ จึงทำให้ค่าแรงดันดังกล่าวกลับมามีค่าตามที่ได้ออกแบบไว้ คือ 635 V และจากรูปที่ 6.10 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส  $a$  ในช่วงเวลา 4.88 วินาที ถึง 5.12 วินาที สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ( $i_{sa}$ ) หลังการชดเชย มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยวงจรรอก

กำลังแอกทีฟสามารถฉีดกระแสชดเชย ( $i_{ca}$ ) ได้ตามลักษณะรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิง ( $i_{ca}^*$ ) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกตลอดรูปสัญญาณ ซึ่งดูได้จากกราฟ  $i_{ca}$  ในรูปที่ 6.10 จากผลดังกล่าว จึงทำให้ค่า %THD ภายหลังจากชดเชยมีค่าลดลง และมีค่าเท่ากับ 0.98 % ซึ่งน้อยกว่ากรณีไม่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และค่า %THD ดังกล่าวยังอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992 อีกด้วย

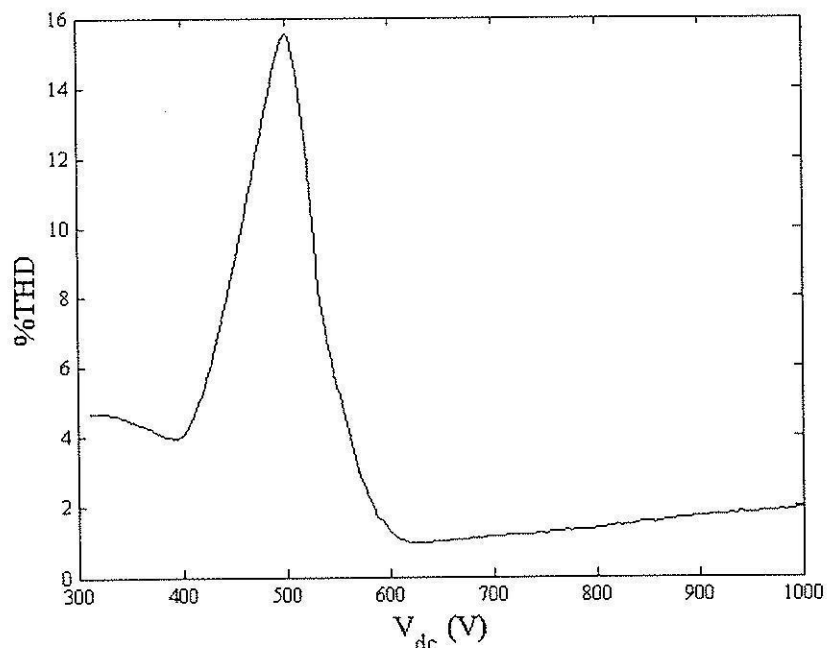


รูปที่ 6.10 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีมีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

จากผลการจำลองสถานการณ์ของกรณีที่ไม่มีการควบคุม และมีการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรองกำลังแอกทีฟ สังเกตได้ว่า ค่าแรงดันบัสไฟตรงมีผลต่อประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์มอนิก ซึ่งดูได้จากค่า %THD ของทั้งสองกรณี โดยกรณีที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงให้มีค่าตามที่ได้ออกแบบไว้ เท่ากับ 635 V ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกดีกว่ากรณีที่ไม่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง จากผลดังกล่าว งานวิจัยจึงได้ทำการทดสอบผลกระทบของค่าแรงดันบัสไฟตรงต่อค่า %THD ของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลังการชดเชยโดยในอดีตที่ผ่านมาได้มีผู้นำเสนอการเลือกใช้ค่าแรงดันดังกล่าว เช่น Benchaita et al.(1999) นำเสนอว่าค่าแรงดันบัสไฟตรงควรมีค่ามากกว่า 1.5 เท่าของค่ายอดแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย



กำลังไฟฟ้า ( $1.5v_s = 1.5 \times 311 = 467 \text{ V}$ ) และ Mazari and Mekri (2004) ได้นำเสนอใช้ค่าแรงดัน บัสไฟตรงเท่ากับ 700 V เป็นต้น ดังนั้น ผู้วิจัยจึงได้ทำการทดสอบปรับเปลี่ยนค่าแรงดันบัสไฟตรง ตั้งแต่ 312 V ถึง 1000 V โดยกำหนดให้ค่าตัวเหนี่ยวนำ ( $L_p$ ) และค่าแถบฮิสเตอร์ซิส (HB) มีค่าคงที่ ตลอดการทดสอบ คือ 0.43 H และ 0.00013 A ตามลำดับ สำหรับผลการทดสอบค่าแรงดัน ดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 6.11 ซึ่งสังเกตได้ว่า ค่าแรงดันบัสไฟตรงในช่วง 620 V ถึง 640 V ให้ผล การกำจัดฮาร์มอนิกที่ค่า %THD น้อยที่สุด ประมาณ 1 % จากผลดังกล่าว แสดงให้เห็นว่าค่า แรงดันบัสไฟตรงที่ได้จากการออกแบบโดยใช้วิธีตามูเชิงปรับตัว (635 V) มีความถูกต้องเหมาะสม กับระบบไฟฟ้าที่พิจารณากำจัดฮาร์มอนิก



รูปที่ 6.11 ค่า %THD หลังการชดเชย ที่ค่าแรงดันบัสไฟตรงต่าง ๆ

## 6.5 สรุป

การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่าย แรงดัน จำเป็นต้องมีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงรดังกล่าวให้มีค่าคงที่ตามที่ได้ออกแบบไว้ตลอดการทำงาน ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์จะเห็นได้ชัดว่า กรณีที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่มีประสิทธิภาพสูงกว่ากรณีที่ไม่มีการ ควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ทั้งนี้เนื่องจากในกรณีที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง วงจรกรองกำลัง แอกทีฟสามารถฉีดกระแสชดเชยได้ตามลักษณะกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิก

ตลอดรูปสัญญาณมากกว่ากรณีที่ไม่มี การควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ซึ่งจะส่งผลให้รูปสัญญาณ กระแสที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักมีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น จึงทำให้ค่า %THD ของกระแส ดังกล่าวมีค่าลดลง และเป็นไปตามกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992

สำหรับงานวิจัยในบทที่ 6 การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟได้รับการ ตีพิมพ์แล้วดังนี้

- ทศพร ธรรม์ฤทธิ์ และ กองพล อารีรักษ์, “การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรอง กำลังแอกทีฟโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ”, วารสารวิชาการมหาวิทยาลัยรามคำแหง (รอกการตีพิมพ์)

## บทที่ 7

### การเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก

#### 7.1 บทนำ

บทนี้นำเสนอการเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 4 วิธี ได้แก่ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง วิธีแกนหมุนดีคิว วิธีการตรวจจับซิงโครนัส และวิธีฟูรีเยร์ดีคิว โดยจะเปรียบเทียบ 2 ประเด็น คือ สมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิก และการปรับปรุงตัวประกอบกำลังให้กับระบบไฟฟ้าภายหลังการชดเชย สำหรับขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งได้นำเสนอไว้แล้วในบทที่ 3 และในบทนี้จะนำเสนอขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนดีคิว วิธีการตรวจจับซิงโครนัส และวิธีฟูรีเยร์ดีคิว นอกจากนี้ ผลการจำลองสถานการณ์รวมถึงการอภิปรายผลการเปรียบเทียบแต่ละวิธี ได้ถูกนำเสนอไว้เช่นกัน

#### 7.2 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนดีคิว (Takeda et al., 1988)

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนดีคิว (DQ axis) หรือวิธี DQ มีขั้นตอนการคำนวณทั้งหมด 5 ขั้นตอน ดังนี้

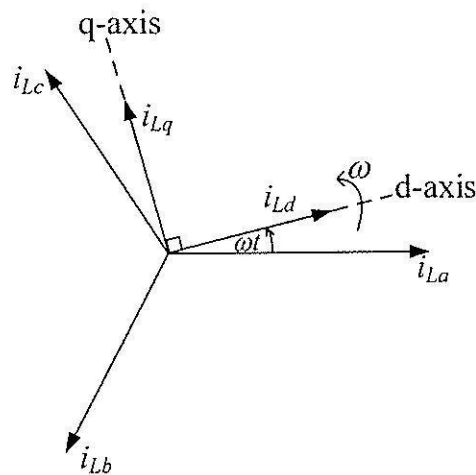
ขั้นที่ 1 แปลงค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านโหนดจากปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟส ( $i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}$ ) เป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta 0$  โดยใช้สมการที่ (7-1) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \\ i_{L0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (7-1)$$

ขั้นที่ 2 แปลงค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านโหนดบนแกน  $\alpha\beta$  ( $i_{L\alpha}, i_{L\beta}$ ) เป็นค่ากระแสไฟฟ้าบนแกนดีคิว ( $i_{Ld}, i_{Lq}$ ) ด้วยสมการที่ (7-2) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \end{bmatrix} \quad (7-2)$$

จากสมการดังกล่าวค่า  $\omega$  คือ ความถี่มูลฐานเชิงมุม (rad/s) ตัวอย่างเช่น ในประเทศไทยมีความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz หรือ 314.16 rad/s เป็นต้น



รูปที่ 7.1 เวกเตอร์กระแสไฟฟ้าทางด้านโพลบนบนแกนดีคิว

จากสองขั้นตอนแรกทำให้ได้ค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านโพลบนบนแกนดีคิว ซึ่งแสดงเวกเตอร์กระแสดังกล่าวได้ดังรูปที่ 7.1 จากรูปดังกล่าว  $i_{Ld}$  และ  $i_{Lq}$  จะหมุนด้วยความเร็วเท่ากับความถี่มูลฐานเชิงมุม ดังนั้น กระแสที่ความถี่มูลฐานจึงเปรียบเสมือนสัญญาณกระแสตรง ในขณะที่กระแสฮาร์มอนิกเปรียบเสมือนสัญญาณกระแสสลับ ซึ่งการคำนวณตรวจจับฮาร์มอนิกต้องแยกองค์ประกอบระหว่างกระแสฮาร์มอนิกออกจากกระแสที่ความถี่มูลฐานบนแกนดีคิว ดังขั้นตอนที่ 3

ขั้นที่ 3 แยกกระแสฮาร์มอนิก ( $i_{Ldh}$  และ  $i_{Lqh}$ ) ออกจากกระแสที่ความถี่มูลฐานบนแกนดีคิว โดยใช้วงจรกรองผ่านสูง ดังแสดงในรูปที่ 7.2 และ 7.3 ดังนี้



รูปที่ 7.2 การแยกกระแสฮาร์มอนิกบนแกนดี



รูปที่ 7.3 การแยกกระแสฮาร์มอนิกบนแกนคิว

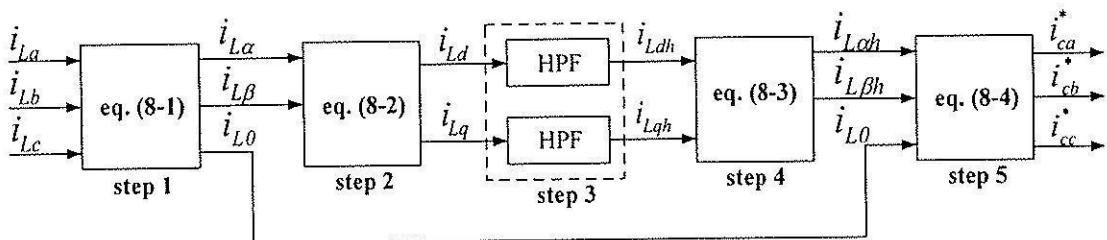
ขั้นที่ 4 แปลงค่ากระแสฮาร์มอนิกจากแกนดีคิว เป็นค่ากระแสฮาร์มอนิกบนแกน  $\alpha\beta$  ( $i_{L,ah}, i_{L,bh}$ ) โดยใช้สมการที่ (7-3) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{L,ah} \\ i_{L,bh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L,dh} \\ i_{L,qh} \end{bmatrix} \quad (7-3)$$

ขั้นที่ 5 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยทั้งสามเฟส ( $i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$ ) ให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ด้วยสมการที่ (7-4) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L,ah} \\ i_{L,bh} \\ i_{L0} \end{bmatrix} \quad (7-4)$$

จากขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนดีคิวดังกล่าวข้างต้น สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 7.4



รูปที่ 7.4 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนดีคิว

### 7.3 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส (Chen et al., 1994)

ขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส (synchronous detection) หรือวิธี SD มีทั้งหมด 4 ขั้นตอนดังนี้

ขั้นที่ 1 สมมุติว่า ภายหลังจากฉีดกระแสชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ( $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$ ) ต้องอยู่ในสภาวะสมดุล ดังสมการที่ (7-5) ถึง (7-7)

$$i_{sa} = I_s \sin(\omega t + \phi) \quad (7-5)$$

$$i_{sb} = I_s \sin(\omega t + \phi - 120^\circ) \quad (7-6)$$

$$i_{sc} = I_s \sin(\omega t + \phi + 120^\circ) \quad (7-7)$$

โดยที่  $I_s$  คือ แอมพลิจูดของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย

$\omega$  คือ ความถี่มูลฐานเชิงมุม (rad/s)

$\phi$  คือ มุมเฟสเริ่มต้น (องศา)

ขั้นที่ 2 คำนวณค่ากำลังแอกทีฟทั้งสามเฟส ( $p_a, p_b, p_c$ ) ดังสมการที่ (7-8) ถึง (7-10)

$$p_a = \frac{P_{dc} V_{sa}}{V_{tot}} \quad (7-8)$$

$$p_b = \frac{P_{dc} V_{sb}}{V_{tot}} \quad (7-9)$$

$$p_c = \frac{P_{dc} V_{sc}}{V_{tot}} \quad (7-10)$$

จากสมการที่ (7-8) ถึง (7-10) ค่า  $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  คือ แอมพลิจูดของแรงดันไฟฟ้าในแต่ละเฟส และ  $V_{tot}$  คือ ผลรวมของแอมพลิจูดแรงดันไฟฟ้าทั้งสามเฟส ( $V_{tot} = V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}$ ) สำหรับค่า  $P_{dc}$  คือ ปริมาณมูลฐานของกำลังแอกทีฟ ซึ่งได้จากการแยกออกจากปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟสามเฟส โดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำ ดังรูปที่ 7.5 ดังนี้



รูปที่ 7.5 การแยกปริมาณมูลฐานออกจากปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟสามเฟส

จากรูปที่ 7.5 ค่ากำลังแอกทีฟสามเฟส ( $P_{3\phi}$ ) คำนวณได้จากสมการที่ (7-11) ดังนี้

$$P_{3\phi} = v_{sa}i_{La} + v_{sb}i_{Lb} + v_{sc}i_{Lc} \quad (7-11)$$

ขั้นที่ 3 คำนวณค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายทั้งสามเฟส ( $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$ ) โดยใช้สมการที่ (7-12) ถึง (7-14)

$$i_{sa} = \frac{2v_{sa}P_a}{V_{sa}^2} \quad (7-12)$$

$$i_{sb} = \frac{2v_{sb}P_b}{V_{sb}^2} \quad (7-13)$$

$$i_{sc} = \frac{2v_{sc}P_c}{V_{sc}^2} \quad (7-14)$$

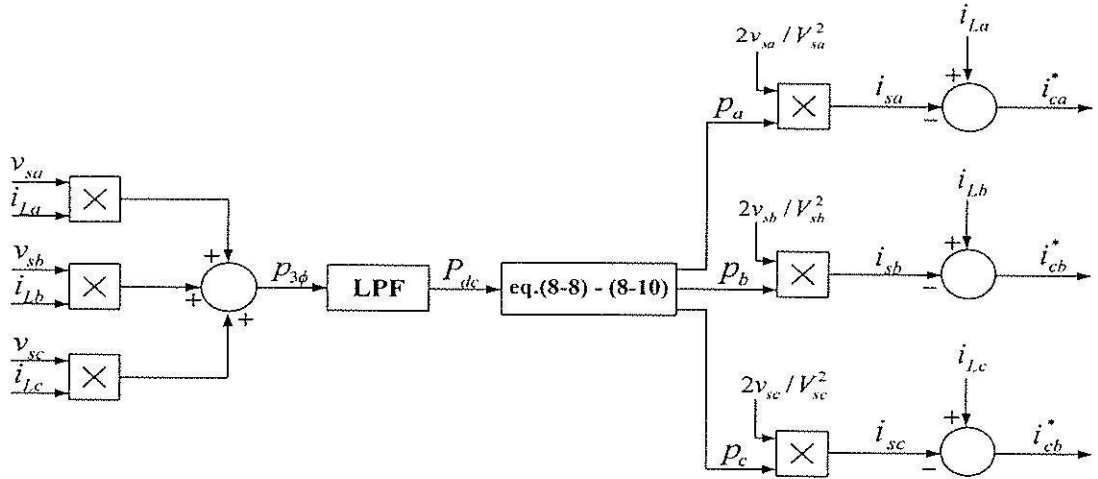
ขั้นที่ 4 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยทั้งสามเฟส ( $i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$ ) ให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ดังสมการที่ (7-15) ถึง (7-17)

$$i_{ca}^* = i_{La} - i_{sa} \quad (7-15)$$

$$i_{cb}^* = i_{Lb} - i_{sb} \quad (7-16)$$

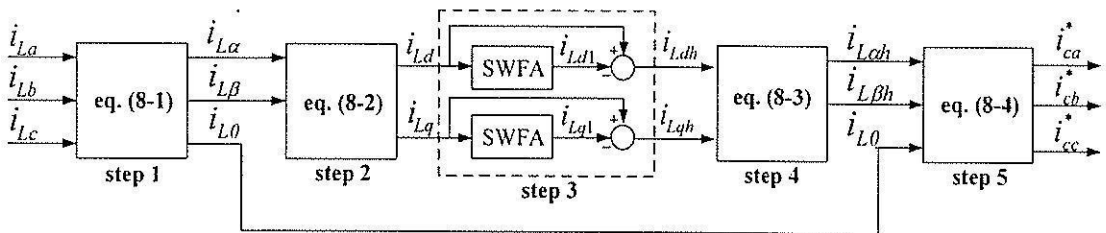
$$i_{cc}^* = i_{Lc} - i_{sc} \quad (7-17)$$

จากขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกข้างต้น สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 7.6  
 ดังนี้



รูปที่ 7.6 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส

7.4 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคิว (กองพล อารีร์ภักษ์, 2549)



รูปที่ 7.7 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคิว

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคิว (DQ axis with Fourier) หรือวิธี DQF เป็นวิธีที่พัฒนามาจากวิธีดีคิวที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 7.2 โดยความแตกต่างของทั้งสองวิธี คือ กรณิวิธีฟูริเยร์ดีคิวจะใช้หลักการวิธีวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน (SWFA) เข้ามาช่วยแยกองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกออกจากค่ากระแสที่ความถี่มูลฐาน แทนที่การใช้วงจรกรองผ่านสูงในกรณิวิธีดีคิว ดังรูปที่ 7.7 จากรูปดังกล่าว การใช้หลักการวิธี SWFA เพื่อแยกองค์ประกอบกระแสฮาร์มอนิกจะมีความแม่นยำสูงกว่าการใช้วงจรกรองผ่านสูง ซึ่งจะส่งผลให้การตรวจจับฮาร์มอนิกมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น สำหรับการใช่วิธี SWFA ในที่นี้เริ่มต้นจากการพิจารณาความสัมพันธ์ออยเลอร์-ฟูริเยร์ (Euler-Fourier formulas) ดังสมการที่ (7-18) ซึ่งมีองค์ประกอบสองเทอม คือ เทอมที่เป็น



$$i_L(kt) = \frac{A_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [A_h \cos(h\omega kt) + B_h \sin(h\omega kt)] \quad (7-18)$$

$$A_h = \frac{2}{N} + \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} i_L(nT) \cos(nh\omega T) \quad (7-19)$$

$$i_{L,d}(kT) = \frac{A_{0,d}}{2} \quad (7-20)$$

$$i_{L,q}(kT) = \frac{A_{0,q}}{2} \quad (7-21)$$

$$A_{0,d} = \frac{2}{N} + \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} i_{L,d}(nT) \quad (7-22)$$

$$A_{0,q} = \frac{2}{N} + \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} i_{L,q}(nT) \quad (7-23)$$

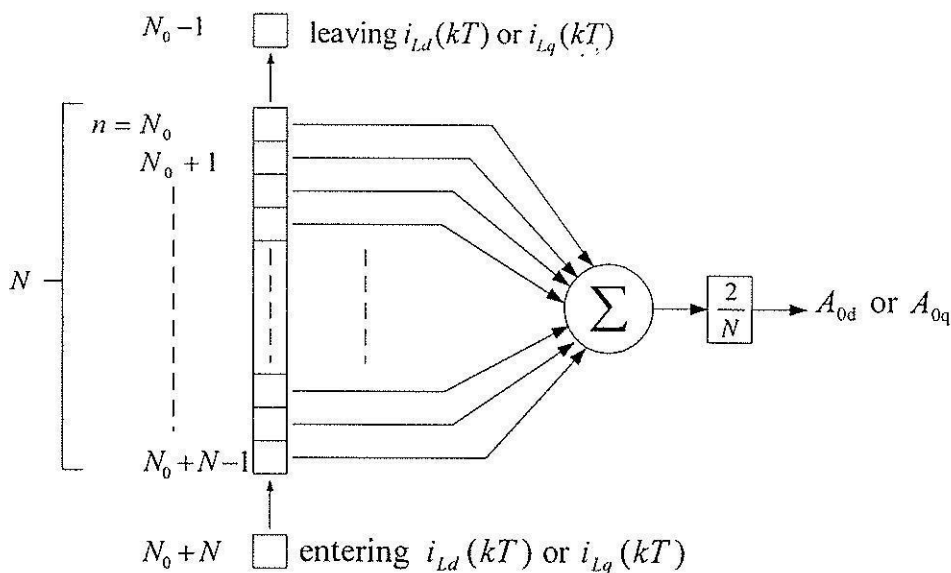
องค์ประกอบสัญญาณกระแสตรง และเทอมที่เป็นองค์ประกอบสัญญาณกระแสสลับ เมื่อกระแสที่ความถี่มูลฐานเปรียบเสมือนสัญญาณกระแสตรงการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูรีเยร์ตีความจึงคำนวณเฉพาะค่าสัมประสิทธิ์  $A_0$  เท่านั้น ซึ่งการคำนวณหาค่า  $A_0$  คำนวณได้จากการแทนค่า  $h=0$  ในสมการที่ (7-19) เพราะฉะนั้นจากรูปที่ 7.7 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานบนแกนดี ( $i_{L,d}$ ) และค่ากระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานบนแกนคว ( $i_{L,q}$ ) คำนวณได้จากสมการที่ (7-20) และ (7-21) ตามลำดับ ค่า  $A_{0,d}$  และ  $A_{0,q}$  จากสมการดังกล่าวคำนวณได้จากสมการที่ (7-22) และ (7-23) ซึ่งการคำนวณเริ่มด้วยการกำหนดค่าเริ่มต้นของ  $A_{0,d}$  และ  $A_{0,q}$  โดยรับข้อมูลกระแส  $i_{L,d}$  และ  $i_{L,q}$  มาหนึ่งคาบ ซึ่งมีทั้งหมด  $N$  ข้อมูล มาคำนวณตามสมการที่ (7-22) และ (7-23) หลังจากนั้นเก็บค่าดังกล่าวในรูปแบบของแถวลำดับดังรูปที่ 7.8 ส่วนในรอบการทำงานถัดไปเริ่มต้นจากการรับข้อมูลกระแส  $i_{L,d}$  และ  $i_{L,q}$  ค่าใหม่ ( $i_{L,d}(N_0 + N)$  และ  $i_{L,q}(N_0 + N)$ ) และลบข้อมูลกระแส  $i_{L,d}$  และ  $i_{L,q}$  ค่าเก่า ( $i_{L,d}(N_0 - 1)$  และ  $i_{L,q}(N_0 - 1)$ ) เพื่อคำนวณค่าสัมประสิทธิ์  $A_{0,d}$  ค่าใหม่ ( $A_{0,d}^{(new)}$ ) และค่าสัมประสิทธิ์  $A_{0,q}$  ค่าใหม่ ( $A_{0,q}^{(new)}$ ) ดังสมการที่ (7-24) โดยที่ ( $A_{0,d}^{(old)}$ ) คือ ค่าสัมประสิทธิ์  $A_{0,d}$  ค่าเก่าที่ได้จากการคำนวณก่อนหน้านี้ และ  $A_{0,q}^{(old)}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์  $A_{0,q}$  ค่าเก่าที่ได้จากการคำนวณก่อนหน้านี้เช่นกัน ซึ่งการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์  $A_{0,d}^{(new)}$  และ  $A_{0,q}^{(new)}$  ในทุกรอบของการรับข้อมูล

กระแส  $i_{L,d}$  และ  $i_{L,q}$  ค่าใหม่ ทำให้ได้ค่ากระแส  $i_{L,d1}$  และ  $i_{L,q1}$  ในทุกรอบของการคำนวณ โดยช่วงเวลารับข้อมูลในแต่ละรอบจะเท่ากับ  $T$  วินาที หลังจากทีคำนวณค่ากระแส  $i_{L,d1}$  และ  $i_{L,q1}$  เรียบร้อยแล้ว นำค่ากระแสดังกล่าวไปหักลบออกจากค่ากระแส  $i_{L,d}$  และ  $i_{L,q}$  ดังสมการที่ (7-25) และ (7-26) สุดท้ายจะได้กระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบบนแกนหมุนคือคิว ( $i_{L,dh}$  และ  $i_{L,qh}$ ) เมื่อได้ค่ากระแสดังกล่าว ก็ดำเนินการคำนวณตรวจจับฮาร์มอนิกตามวิธีคิควินชั้นที่ 4 ต่อไป (ดูได้จากหัวข้อที่ 7.2) ดังรูปที่ 7.7

$$\begin{bmatrix} A_{0d}^{(new)} \\ A_{0q}^{(new)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{0d}^{(old)} \\ A_{0q}^{(old)} \end{bmatrix} - \frac{2}{N} \begin{bmatrix} i_{L,d}(N_0 - 1)T \\ i_{L,q}(N_0 - 1)T \end{bmatrix} + \frac{2}{N} \begin{bmatrix} i_{L,d}(N_0 + N)T \\ i_{L,q}(N_0 + NT) \end{bmatrix} \quad (7-24)$$

$$i_{L,dh} = i_{L,d} - i_{L,d1} \quad (7-25)$$

$$i_{L,qh} = i_{L,q} - i_{L,q1} \quad (7-26)$$



รูปที่ 7.8 แผนภาพอธิบายการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์  $A_{0d}$  และ  $A_{0q}$

## 7.5 การจำลองสถานการณ์และการเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก

การเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 4 วิธี ได้แก่ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (PQ) วิธีแกนหมุนดีคิว (DQ) วิธีการตรวจจับซิงโครนัส (SD) และวิธีฟูรีเยร์ดีคิว (DQF) จะทำการเปรียบเทียบ 2 ประเด็น โดยประเด็นแรก คือ สมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก โดยจะใช้ค่า %THD หลังการชดเชยเป็นตัวชี้วัด และประเด็นที่สอง คือ การปรับปรุงตัวประกอบกำลังให้กับระบบไฟฟ้า หลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งค่าตัวประกอบกำลังดังกล่าวแบ่งออกเป็นสามชนิด คือ ค่าตัวประกอบกำลังการกระจัด (displacement power factor :  $pf_{disp}$ ) ค่าตัวประกอบกำลังความเพี้ยน (distortion power factor :  $pf_{dist}$ ) และค่าตัวประกอบกำลังรวม (power factor :  $pf$ ) โดยแต่ละค่าสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (7-27) ถึง (7-29) ตามลำดับ

$$pf_{disp} = \frac{p}{s_1} \quad (7-27)$$

โดยที่  $p$  คือ กำลังไฟฟ้าจริง

$s_1$  คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏที่ความถี่มูลฐาน มีค่าเท่ากับ  $v_{1,rms} \cdot i_{1,rms}$

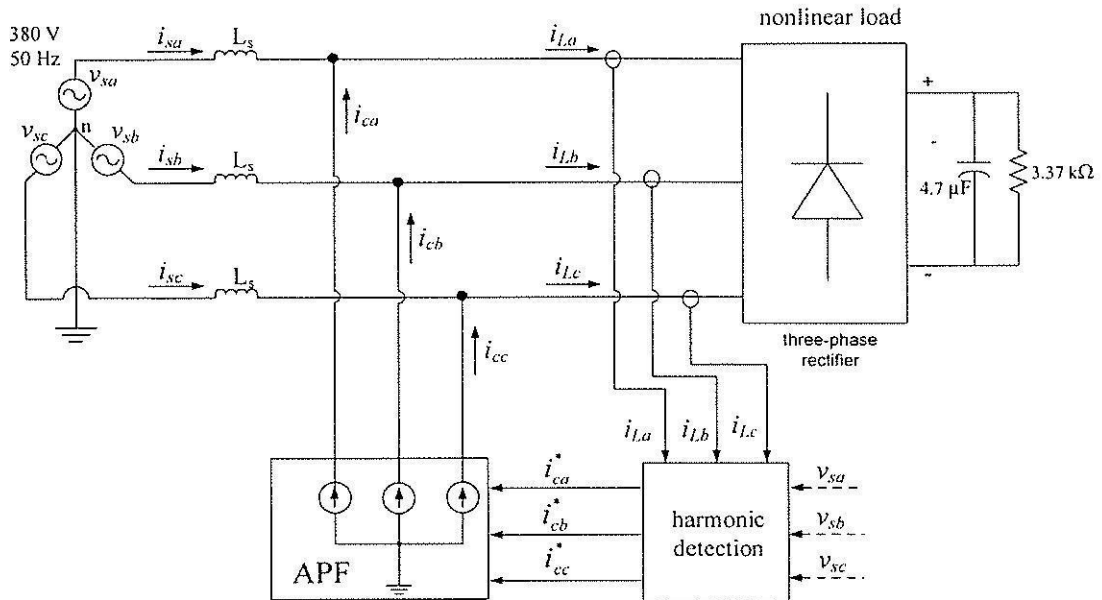
$$pf_{dist} = \frac{s_1}{s} = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{THD}_v^2} \cdot \sqrt{1 + \text{THD}_i^2}} \quad (7-28)$$

โดยที่  $s_1$  คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏ มีค่าเท่ากับ  $v_{rms} \cdot i_{rms}$

$$pf = \frac{P}{S} = pf_{disp} \cdot pf_{dist} \quad (7-29)$$

วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ใช้ในการทดสอบเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกดังกล่าว เป็นแหล่งจ่ายกระแสทางอุดมคติ ทั้งนี้เพื่อความเหมาะสมสำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก โดยไม่คำนึงถึงโครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (ค่ากระแสชดเชย ( $i_c$ ) จะมีค่าเท่ากับกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย ( $i_c^*$ ) ทุกประการ) ดังแสดงไว้ในรูปที่ 7.9 จากรูปดังกล่าว โหลดไม่เป็นเชิงเส้นถูกแทนด้วยวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นความต้านทานเท่ากับ 3.37 k $\Omega$  ขนานกับตัวเก็บประจุเท่ากับ 4.7  $\mu\text{F}$  และสำหรับบล็อก harmonic detection จะถูกแทนที่ด้วยวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 4 วิธีดังกล่าวข้างต้น โดยกรณีวิธี PQ และ วิธี

SD ใช้อินพุตกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลด และ แรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย (แสดงไว้เป็นเส้นประ) แต่ในกรณีวิธี DQ และวิธี DQF จะใช้อินพุตเพียงกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดเท่านั้น

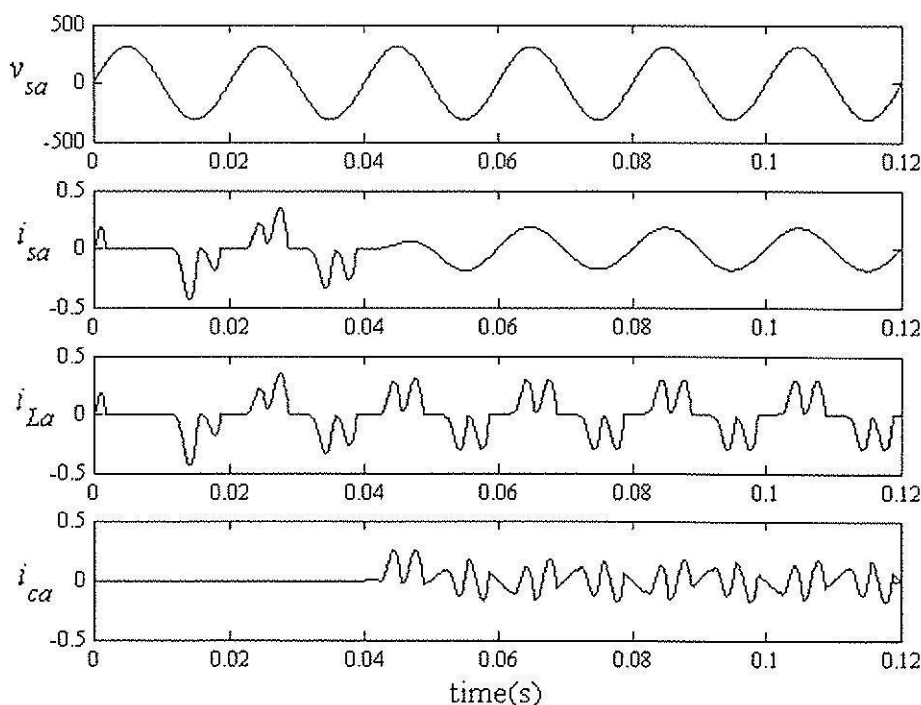


รูปที่ 7.9 ระบบสำหรับการทดสอบเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก

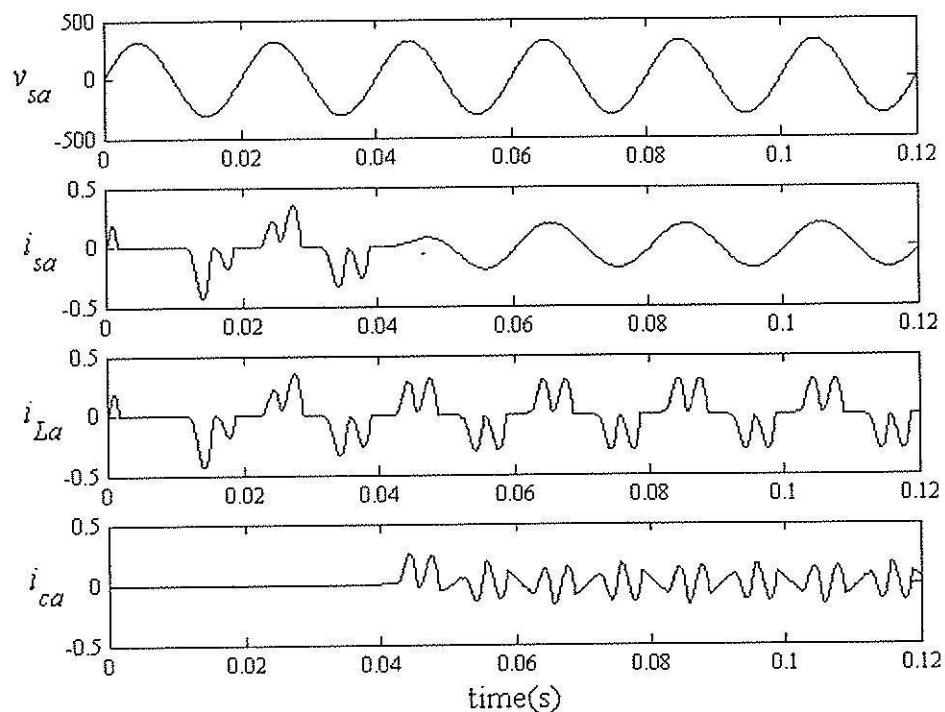
จากระบบดังรูปที่ 7.9 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส  $a$  กรณีที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ DQ SD และ DQF แสดงได้ดังรูปที่ 7.10 ถึง 7.13 ตามลำดับ โดยการจำลองสถานการณ์เริ่มทำการฉีดกระแสชดเชยตั้งแต่วันที่ 0.04 วินาที เป็นต้นไป

จากรูปที่ 7.10 ถึง 7.13 สังเกตได้ว่า ก่อนการฉีดกระแสชดเชยในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 วินาที ถึงก่อนหน้า 0.04 วินาที รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ( $i_{sa}$ ) มีลักษณะเช่นเดียวกับกระแสทางด้านโหลด ( $i_{La}$ ) ซึ่งเพี้ยนไปจากรูปไซน์มาก โดยวัดค่า %THD ได้เท่ากับ 71.0134% นอกจากนี้ เมื่อพิจารณาถึงค่าตัวประกอบกำลัง ค่าพหุคูณค่า  $pf_{disp}$  ได้เท่ากับ 0.96 ค่า  $pf_{dist}$  เท่ากับ 0.81 และ ค่า  $pf$  เท่ากับ 0.77 จากนั้นเมื่อทำการฉีดกระแสชดเชย ตั้งแต่วันที่ 0.04 วินาที เป็นต้นไป สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย หรือ  $i_{sa}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์เพิ่มมากขึ้น โดยในกรณีที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี SD วัดค่า %THD ได้เท่ากับ 0.4141% กรณีที่ใช้วิธี DQ วัดค่า %THD ได้เท่ากับ 0.4186% และกรณีที่ใช้วิธี DQF วัดค่า %THD ได้เท่ากับ 0.0026% โดยในกรณีวิธี DQF สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณกระแสชดเชย ( $i_{ca}$ ) จะมีค่าเท่ากับศูนย์ในช่วงเวลา 0.04 ถึง 0.06 วินาที ทั้งนี้เนื่องจากวิธีดังกล่าวต้องกำหนดค่าเริ่มต้นให้กับการคำนวณ (initialization) ซึ่งจะใช้เวลา 0.02 วินาที (1 คาบสัญญาณ) สำหรับค่าประกอบกำลังของระบบไฟฟ้า ภายหลังการชดเชย กรณีที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ค่าพหุคูณค่า  $pf_{disp}$  ได้เท่ากับ 1 ค่า

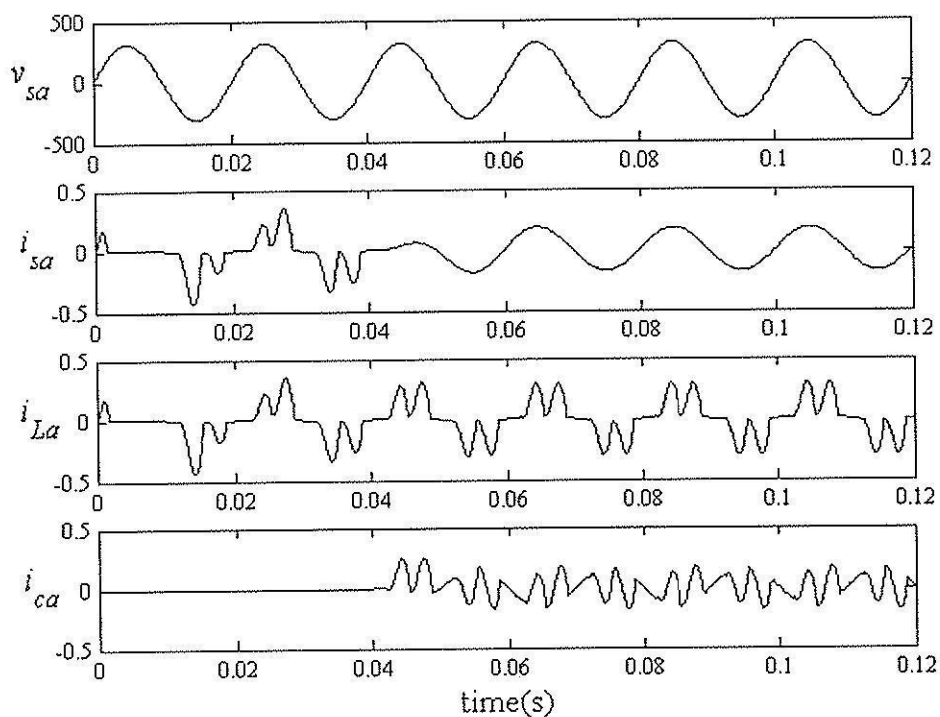
$pf_{dist}$  เท่ากับ 1 และค่า  $pf$  เท่ากับ 1 ทั้งนี้เนื่องจากภายในขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ได้มีการกำหนดวัตถุประสงค์การชดเชยทั้งฮาร์มอนิก และกำลังรีแอกทีฟ ดังที่ได้นำเสนอไว้แล้วใน บทที่ 3 ซึ่งวัตถุประสงค์ดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยเป็น 1 กรณีที่ใช้ วิธี SD ค่าตัวประกอบกำลังทั้งสามชนิดมีค่าเท่ากับ 1 เช่นกัน ทั้งนี้เนื่องจากการคำนวณตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดังกล่าวถูกตั้งต้นที่ความเป็นอุดมคติ โดยสมมุติให้กระแสทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชยทั้งสามเฟสอยู่ในสภาวะสมดุลดังสมการที่ (7-5) ถึง (7-7) สำหรับกรณีที่ใช้วิธี DQ และวิธี DQF คำนวณค่า  $pf_{disp}$  ได้เท่ากับ 0.96 ค่า  $pf_{dist}$  เท่ากับ 1 และ ค่า  $pf$  เท่ากับ 0.96 จากค่าดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่าตัวประกอบกำลังที่ดีขึ้นมีเพียงค่า  $pf_{dist}$  เท่านั้น ทั้งนี้เนื่องจากผลของปริมาณฮาร์มอนิกที่ลดลงภายหลังการชดเชยนั่นเอง จากการอภิปรายดังกล่าว สามารถสรุปเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกทั้ง 4 วิธี ได้ดังตารางที่ 7.1 จากตารางดังกล่าว ประเด็นสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก พบว่า กรณีที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ดีที่สุด ที่ค่า %THD เท่ากับ 0.0026% ในขณะที่อีกสามวิธีที่เหลือมีสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกดีใกล้เคียงกัน ที่ค่า %THD ประมาณ 0.41 % และสำหรับการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง พบว่า กรณีที่ใช้วิธี PQ และวิธี SD ดีกว่า วิธี DQ และวิธี DQF โดยค่าตัวประกอบกำลังรวม หรือ  $pf$  ของระบบไฟฟ้าภายหลังการชดเชยของ กรณีที่ใช้วิธี PQ และวิธี SD มีค่าเท่ากับ 1 ในขณะที่วิธี DQ และวิธี DQF มีค่าตัวประกอบกำลัง เท่ากับ 0.96



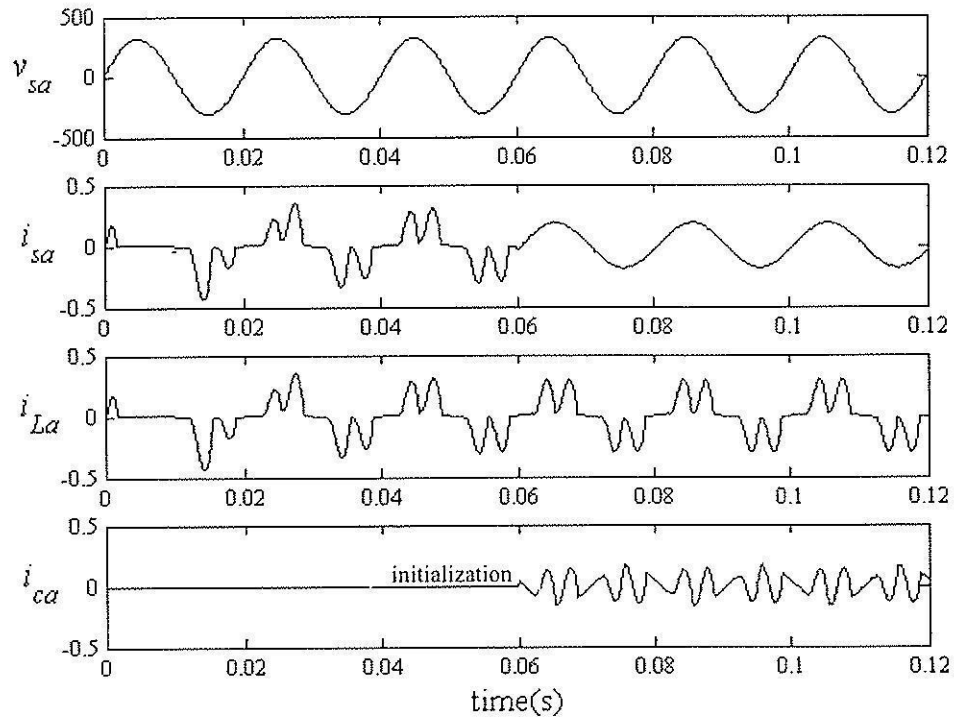
รูปที่ 7.10 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส  $a$  กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ



รูปที่ 7.11 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส  $a$  กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQ



รูปที่ 7.12 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส  $a$  กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SD



รูปที่ 7.13 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส  $a$  กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF

ตารางที่ 7.1 เปรียบเทียบการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ วิธี DQ วิธี SD และวิธี DQF

วิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก	ค่า %THD ของ $i_{sa}$	ค่าตัวประกอบกำลัง		
		$Pf_{disp}$	$Pf_{dist}$	$Pf$
ก่อนการชดเชย				
วิธี PQ	71.0134%	0.96	0.81	0.77
วิธี DQ				
วิธี SD				
วิธี DQF				
หลังการชดเชย				
วิธี PQ	0.4141%	1	1	1
วิธี DQ	0.4186%	0.96	1	0.96
วิธี SD	0.4141%	1	1	1
วิธี DQF	0.0026%	0.96	1	0.96

## 7.6 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 4 วิธี ได้แก่ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ ขณะหนึ่ง วิธีแกนหมุนคีคิว วิธีการตรวจจับซิงโครไนส์ และวิธีฟูรีเยร์คีคิว โดยทำการเปรียบเทียบ 2 ประเด็น คือ สมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิก และการปรับปรุงตัวประกอบกำลังให้กับระบบ ไฟฟ้าภายหลังการชดเชย ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์ พบว่า วิธีฟูรีเยร์คีคิวมีสมรรถนะการ ตรวจจับฮาร์มอนิกดีกว่าสามวิธีที่เหลือ ในขณะที่ประเด็นการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง วิธีทฤษฎี กำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง และวิธีการตรวจจับซิงโครไนส์ สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้ ดีกว่าวิธีแกนหมุนคีคิว และวิธีฟูรีเยร์คีคิว



## บทที่ 8

### สรุปและข้อเสนอแนะ

#### 8.1 สรุป

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล โดยงานวิจัยได้เริ่มต้นจากการค้นคว้าปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในอดีตที่ผ่านมา ซึ่งพบว่า การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟดังกล่าวสามารถแบ่งออกได้เป็น 5 ส่วน คือ โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน วิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ วิธีการควบคุมกระแสชดเชย การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งผลงานวิจัยดังกล่าวได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งเป็นวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกที่มีประสิทธิภาพวิธีหนึ่งสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งทฤษฎีดังกล่าวสามารถใช้ได้กับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่มีลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าเป็นรูปไซน์ หรือไม่เป็นรูปไซน์ และใช้ได้กับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่สมดุล หรือ ไม่สมดุล โดยรายละเอียดเนื้อหาของ การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 นอกจากนี้ในบทดังกล่าวยังได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง โดยทำการปรับปรุงที่วงจรกรองสำหรับใช้แยกปริมาณฮาร์มอนิกออกจากกำลังมูลฐาน ซึ่งผลทดสอบ พบว่า วงจรกรองผ่านต่ำ อันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ให้สมรรถนะการตรวจจับดีที่สุด สำหรับการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกดังกล่าวที่ใช้การ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 4 โดยผลการทดสอบในทางปฏิบัติ พบว่า รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการทดสอบ มีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น และค่า %THD ของทั้งสามเฟสอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992

การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันและใช้การควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส ให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีสามารถฉีดกระแสชดเชยให้กับระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพมีความสำคัญอย่างยิ่งสำหรับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยงานวิจัยได้นำเสนอ การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทาง

ปัญหาประดิษฐ์ 2 วิธี ได้แก่ วิธีจินเนติกอัลกอริทึม และวิธีการค้นหาแบบดาบุงเชิงปรับตัว ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ ของระบบกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่ออกแบบโดยใช้วิธีการค้นหาทั้งสองอัลกอริทึมดังกล่าว พบว่า ปริมาณฮาร์มอนิกของระบบไฟฟ้ากำลังหลังการชดเชยมีค่าลดน้อยลงและอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992 โดยกรณีการออกแบบที่ใช้วิธีการค้นหาแบบดาบุงเชิงปรับตัวให้ผลการออกแบบที่ดีที่สุด รายละเอียดต่าง ๆ ของการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญหาประดิษฐ์ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5

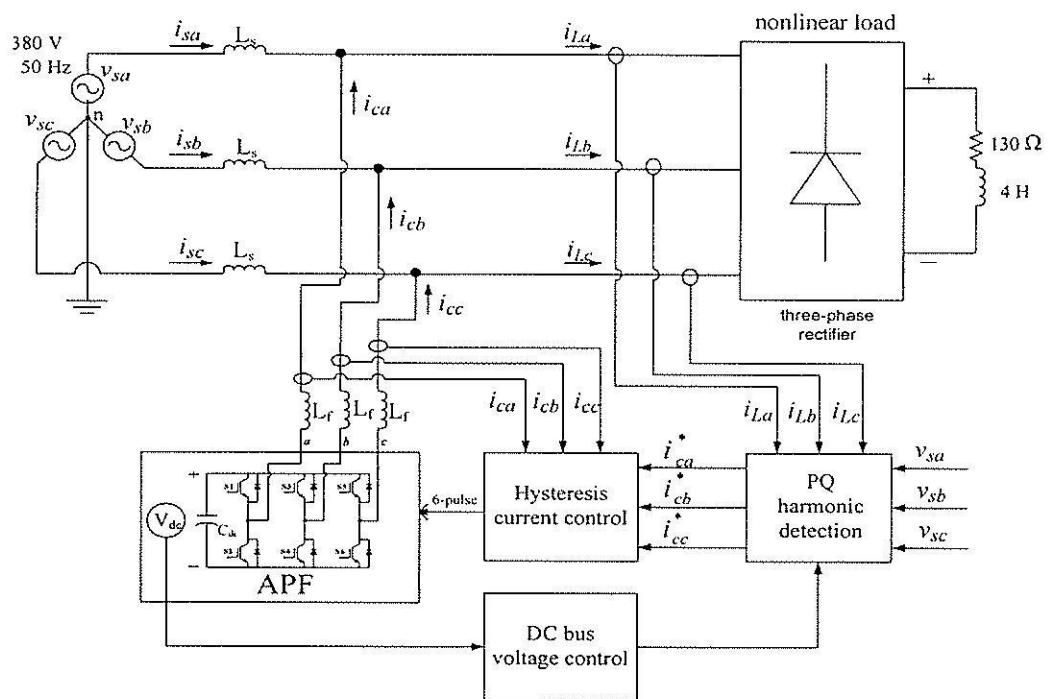
การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงที่ตัวเก็บประจุของวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันให้มีค่าคงที่ตามที่ได้ออกแบบไว้ตลอดการทำงานเป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างยิ่ง ทั้งนี้เนื่องจากค่าแรงดันดังกล่าวมีผลต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอกทีฟโดยตรง ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอการควบคุมค่าแรงดันดังกล่าวโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์ พบว่า กรณีที่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกดีกว่ากรณีที่ไม่มี การควบคุม โดยดูได้จาก %THD ภายหลังจากการชดเชย สำหรับรายละเอียดเกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัลไฟตรงได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6

งานวิจัยนี้ได้ทำการเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 4 วิธี ได้แก่ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (วิธี PQ) วิธีแกนหมุนดีคิว (วิธี DQ) วิธีการตรวจจับซิงโครนัส (วิธี SD) และวิธีฟูรีเยร์ดีคิว (วิธี DQ) โดยทำการเปรียบเทียบ 2 ประเด็น คือ สมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิก และการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้กับระบบไฟฟ้าภายหลังการชดเชย ระบบที่ใช้ในการทดสอบเปรียบเทียบ คือ ระบบไฟฟ้ากำลังสามสมดุคที่ต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งแทนด้วยวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นความต้านทานขนานกับตัวเก็บประจุ ซึ่งโหลดดังกล่าวจะทำให้เกิดฮาร์มอนิก และค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.77 ผลการเปรียบเทียบโดยใช้วิธีการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ พบว่า วิธีฟูรีเยร์ดีคิวให้สมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดีกว่าสามวิธีที่เหลือ ในขณะที่ประเด็นการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง และวิธีการตรวจจับซิงโครนัส สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้ดีกว่าวิธีแกนหมุนดีคิว และวิธีฟูรีเยร์ดีคิว โดยรายละเอียดดูได้จากบทที่ 7

## 8.2 การออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟสำหรับระบบใหม่

จากการนำเสนอผลงานวิจัยทั้งหมด ถ้าต้องการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟสำหรับใช้กำจัดฮาร์มอนิกกรณีระบบใหม่ สามารถดำเนินการออกแบบได้ตามตัวอย่างดังต่อไปนี้

ตัวอย่างระบบไฟฟ้าที่พิจารณากำจัดฮาร์มอนิกใหม่แสดงได้ดังรูปที่ 8.1 จากรูปดังกล่าว ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา คือ ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมมูล แรงดันไฟฟ้า 380 V<sub>L-L</sub> ความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz ต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งแทนด้วยวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มี โหลดความต้านทานเท่ากับ 130 Ω อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 4 H ผลจากการต่อโหลดดังกล่าว จะทำให้มีกระแสฮาร์มอนิกเกิดขึ้นในระบบไฟฟ้า การตรวจจับฮาร์มอนิกเพื่อสร้างกระแสอ้างอิง สำหรับการชดเชยให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง การควบคุมกระแสชดเชยใช้วิธีฮิสเตอร์ซิส และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ดังบล็อกที่ปรากฏในรูปที่ 8.1



รูปที่ 8.1 ระบบที่พิจารณาในการกำจัดฮาร์มอนิก

จากระบบพิจารณาดังกล่าว ทำการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ดังนี้

-การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

การออกแบบค่าพารามิเตอร์  $V_{dc}$ ,  $L_r$  และ HB ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบในรูปที่ 8.1 ใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว หรือวิธี ATS ซึ่งขั้นตอนการออกแบบ และ

พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของอัลกอริทึมดังกล่าวเป็นเช่นเดียวกับที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 ดังนี้

ขั้นที่ 1 กำหนดค่าขอบเขตต่ำสุดและสูงสุดสำหรับการค้นหาพารามิเตอร์  $V_{dc}$  เท่ากับ 312-800 V ค่า  $L_r$  เท่ากับ 0-10 H และค่า HB เท่ากับ 0-0.4 A (ขอบเขตสำหรับระบบพิจารณาใหม่)

ขั้นที่ 2 กำหนดการสุ่มค่าตอบเริ่มต้นจำนวน 40 ค่าตอบ

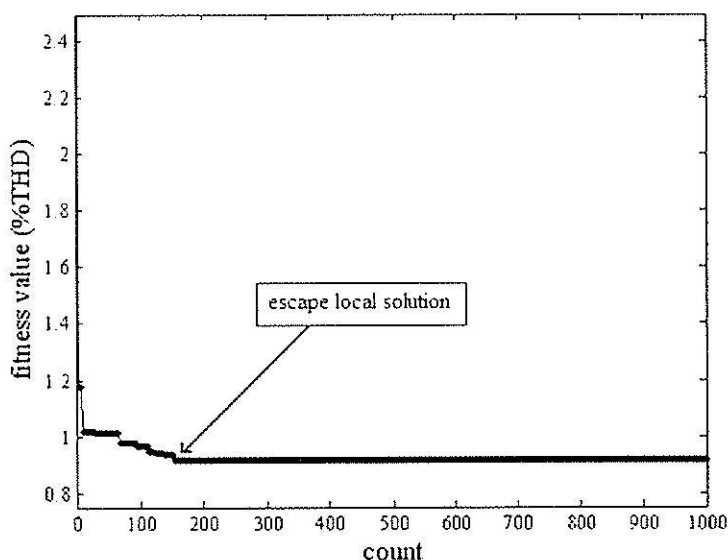
ขั้นที่ 3 กำหนดการสุ่มค่าตอบรอบข้างภายในรัศมีการค้นหาจำนวน 50 ค่าตอบ

ขั้นที่ 4 กำหนดค่ารัศมีเริ่มต้นสำหรับการค้นหาเท่ากับ 2

ขั้นที่ 5 การค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี 1.1

ขั้นที่ 6 กำหนดเงื่อนไขการเดินย้อนรอย โดยถ้าระบบการค้นหาไม่สามารถหลุดออกจากคำตอบแบบท้องถิ่นได้ เป็นจำนวน 100 รอบการค้นหา กำหนดให้มีการเดินย้อนรอยเกิดขึ้น

ขั้นที่ 7 กำหนดจำนวนรอบการค้นหาสูงสุด ( $count_{max}$ ) เท่ากับ 1000 รอบ



รูปที่ 8.2 การลู่เข้าของค่า %THD

จากขั้นตอนการออกแบบดังกล่าว ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟ แสดงได้ดังรูปที่ 8.2 จากรูปดังกล่าว แสดงการลู่เข้าของค่า %THD เท่ากับ 0.9159 % ในจำนวนรอบการค้นหาทั้งหมด 1000 รอบ โดยในช่วงรอบการค้นหาที่ 152 ถึง 153 ค่า %THD มีค่าเท่ากับ 0.9171 % ซึ่งถือเป็นคำตอบแบบเฉพาะถิ่น อย่างไรก็ตาม ระบบการค้นหาแบบดาวยูเชิงปรับ สามารถค้นหาคำตอบที่ดีกว่าได้อย่างรวดเร็วในรอบการค้นหาที่ 154 (escape local solution) ที่

ค่า %THD เท่ากับ 0.9159 % โดยค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่ได้จากการค้นหา คือ ค่า  $V_{dc}$  เท่ากับ 750 V ค่า  $L_r$  เท่ากับ 0.039 H และค่า HB เท่ากับ 0.0057 A จากค่า  $V_{dc}$  ที่ได้จากการออกแบบดังกล่าว ทำการเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ ( $C_{dc}$ ) เท่ากับ 150  $\mu$ F (Thierry Thomas (1998))

*-การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟตรง*

การออกแบบค่า  $K_p$  และ  $K_i$  ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟในรูปที่ 8.1 จำนวนได้โดยใช้สมการที่ (6-11) ในบทที่ 6 จากสมการดังกล่าว กำหนดให้ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ( $V_{dc}^*$ ) มีค่าตามที่ได้จากการออกแบบ คือ 750 V และการกำหนดให้ช่วงเวลาเข้าที่ ( $T_s$ ) มีค่าไม่เกิน 3 วินาที แสดงการคำนวณได้ดังนี้

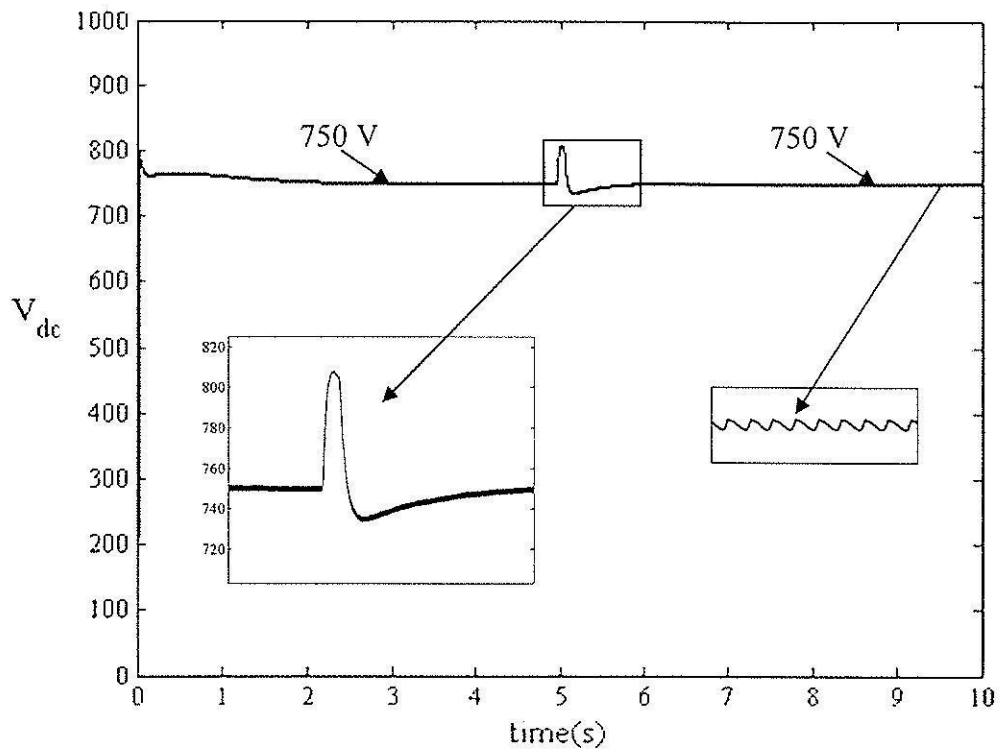
$$K_p = 2 \times 0.707 \times \left( \frac{4}{3 \times 0.707} \right) \times 150 \times 10^{-6} \times 750 = 0.3$$

$$K_i = \left( \frac{4}{3 \times 0.707} \right)^2 \times 150 \times 10^{-6} \times 750 = 0.4001$$

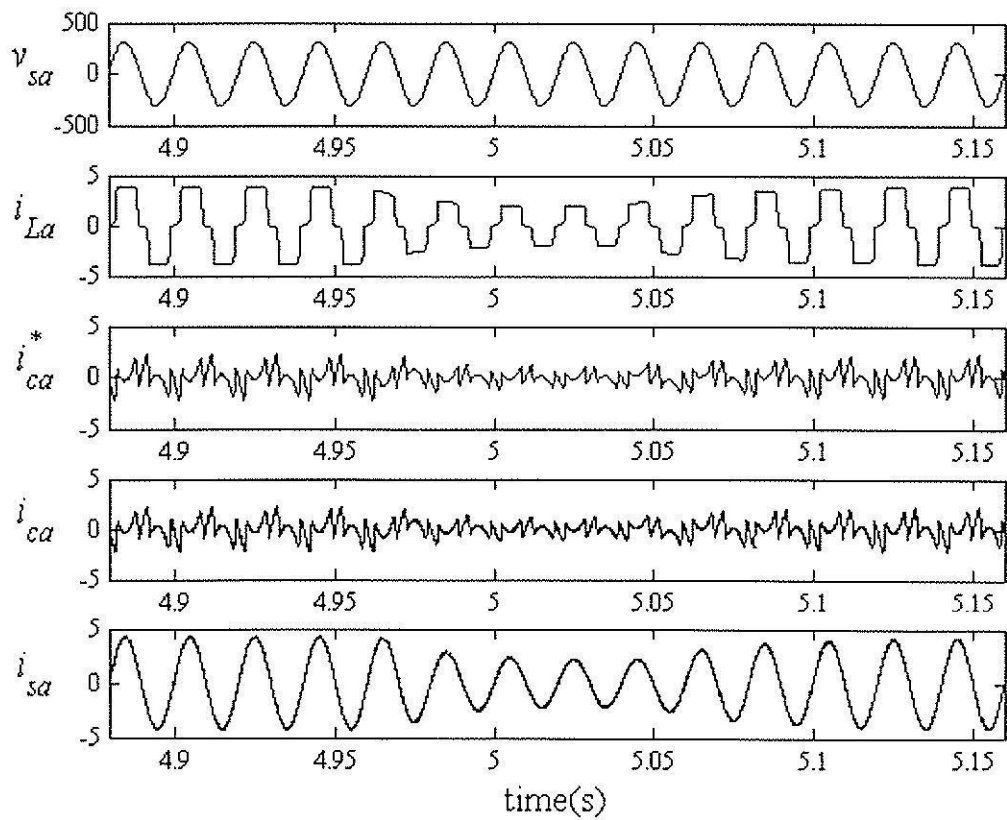
*-การจำลองสถานการณ์เพื่อตรวจสอบผลการออกแบบ*

จากการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟ รวมถึงการออกแบบตัวควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ สำหรับระบบในรูปที่ 8.1 ทำการจำลองสถานการณ์กำจัดฮาร์มอนิก ได้ผลแสดงดังรูปที่ 8.3 และ 8.4 โดยทำการจำลองสถานการณ์ตั้งแต่เวลา 0 ถึง 10 วินาที และให้มีการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทานของวงจรเรียงกระแสจาก  $R=130 \Omega$  เป็น  $R=260 \Omega$  ในช่วงเวลา 4.96 ถึง 5.04 วินาที

จากรูปที่ 8.3 สังเกตได้ว่า ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ในช่วงก่อนมีการเปลี่ยนแปลงโหลด มีค่าประมาณ 750 V ตรงตามที่ได้ออกแบบไว้ โดยใช้เวลาในการเข้าสู่สถานะคงตัวประมาณ 3 วินาที ทั้งนี้เนื่องจากการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับควบคุมแรงดันดังกล่าวได้กำหนดให้ช่วงเวลาเข้าที่ไม่เกิน 3 วินาที จากนั้นเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลา 4.96 ถึง 5.04 วินาที สังเกตได้ว่า ค่าแรงดันบัสไฟตรงมีค่าเพิ่มขึ้นถึงประมาณ 808 V และลดลงสู่เข้าสู่ 750 V เช่นเดิม โดยใช้เวลาประมาณ 1 วินาที สำหรับรูปที่ 8.4 ผลการจำลองรูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ( $i_{sa}$ ) หลังการชดเชยรูปกรวยย่อยที่ 5 พบว่า รูปสัญญาณดังกล่าวมีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น (กรณีโหลด  $R=130 \Omega$  ค่าขดกระแสไฟฟ้าประมาณ 4 A



รูปที่ 8.3 ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรองกำลังแอกทีฟ



รูปที่ 8.4 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกกรณีเฟส  $\alpha$

และกรณีโหลด  $R=260 \Omega$  ค่ายอดกระแสไฟฟ้าประมาณ 2 A) ทั้งนี้เนื่องจากวงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถฉีดกระแสชดเชย ( $i_{ca}$ ) ได้ตามลักษณะรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิง ( $i_{ca}^*$ ) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ซึ่งดูได้จากกราฟย่อยที่ 4 ในรูปที่ 8.4 จากผลดังกล่าว จึงทำให้ค่า %THD ภายหลังการชดเชยมีค่าลดน้อยลง เท่ากับ 0.91 % ซึ่งค่า %THD ดังกล่าว อยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992

### 8.3 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

- ควรมีการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งให้ดียิ่งขึ้น โดยอาจพัฒนาในส่วนของการแยกปริมาณฮาร์มอนิกออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐานภายในขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยให้ดียิ่งขึ้น

- ควรมีการกำจัดสัญญาณรบกวนเนื่องจากการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังไอจีบีที ที่นำมาสร้างเป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

- ควรมีการสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันตามที่ได้ออกแบบ โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อการใช้งานจริง พร้อมทั้งมีการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรดังกล่าว และพัฒนาวงจรดังกล่าวให้มีประสิทธิภาพการฉีดกระแสชดเชยได้ใกล้เคียงกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟในทางอุดมคติให้มากที่สุด โดยใช้ค่า %THD ภายหลังการชดเชยเป็นตัวเปรียบเทียบ

- ควรมีการพัฒนาในส่วนของการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงให้ดียิ่งขึ้น โดยอาจใช้ตัวควบคุมแบบฟัซซี่ซึ่งจะมีประสิทธิภาพการควบคุมสูงกว่าตัวควบคุมแบบพีไอ

## รายการอ้างอิง

- กองพัน อารีรักษ์ และ สราวุฒิ สุจิตจร. (2545). การเปรียบเทียบสมรรถนะของการค้นหาด้วย  
จินเนติกอัลกอริทึมกับวิธีตาม. วารสารเทคโนโลยีสุรนารี. 9: 61-68.
- กองพล อารีรักษ์. (2549). การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ.  
วิทยานิพนธ์ปริญญาคุณวุฒิปรัชญา. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- อาทิตย์ ศรีแก้ว. (2552). 1. ปัญญาเชิงคำนวณ. สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยี  
สุรนารี.
- Abaali, H., Lamchich, M.T. and Raoufi, M. (2005). Shunt Power Active Filter Control under  
Non Ideal Voltages Conditions. **International Journal of Information Technology**.  
2(3): 164-169.
- Abdelkhalik, O., and Benachaiba, C. (2009). Sensitivity Assessment of PQ Theory and  
Synchronous Detection Identification Methods of Current Harmonics Under Non-  
Sinusoidal Condition for Shunt Active Power Filter. **Journal of Electrical &  
Electronics Engineering**. 9(1): 801-807.
- Akagi, H., Kanazawa, Y. and Nabae, A. (1983). Generalized theory of the instantaneous reactive  
power in three-phase circuits. **Proc. in Int. Power Electronics Conf.** :1375-1386.
- Akagi, H., Kanazawa, Y., and Nabae, A. (1984). Instantaneous Reactive Power Compensators  
Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. **IEEE Trans. Ind.  
Appl.** 20: 625-630.
- Benchaïta, 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 on** 1998. 45: 722–729.
- 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.
- Chang, G.W. and Chen, S.K., An a-b-c Reference Frame-Based Control Strategy for the Three-Phase Four-Wire Shunt Active Power Filter. **IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power**. 1: 26-29.
- Chen, C.L., Lin, C.E. and Huang, C.L. (1994). An Active Filter for Unbalanced Three-Phase System Using Synchronous Detection Method. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1994 (PESC '94)**. 2: 1451-1455.
- Chen, C.L., Lin, C.E. and Huang, C.L. (1994). The Reference Active Source Current for Active Power Filter in an Unbalanced Three-Phase Power System via the Method of Instantaneous Power Theory. **IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC/94)**. : 1020-1023.
- 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 Reference Frame-Based Simple Active Power Filter with Voltage Regulation. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2001**. 3: 2044-2048.
- Cupertino, F., Marinelli, M., Zanchetta, P. and Sumner, M. (2005). Modelling and Design of Shunt Active Power Filters using Genetic Algorithms. **European Conference on Power Electronics and Applications**. : 5-9.
- 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.

- Eakburanawat, J., Darapong, P. Yangyuen, U. and Po-ngam S. (2004). A Simple Control Scheme of Single Phase Universal Active Filter for Power Quality Improvement. **IEEE Conference on TENCON 2004**. 3: 248-251.
- Glover., F. (1989). Tabu search - part I. **ORSA Journal on Computing**. 1(3): 190-206.
- 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.
- Hao, R., Cheng, Z. and You, X. (2004). A Novel Harmonic Currents Detection Method Based on Rotating d-q Reference Frame for Active Power Filter. **IEEE Specialists Conference on Power Electronics 2004 (PESC '04)**. 4: 3034–3038.
- 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.
- Holland, H. (1975). **Adaptation in Natural and Artificial Systems**. Ann Arbor: The University of Michigan Press, Michigan.
- Holtz, J. (1994). Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion. **IEEE Transactions**. :1194–1214.
- IEEE std. 519-1992. (1993). **IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**.
- Ingram, D.M.E. and Round, S.D. (1997). A Novel Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter. **IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems**. 2: 744-749.
- Kale, M. and Ozdemir, E. (2003). A Novel Adaptive Hysteresis Band Current Controller for Shunt Active Power Filter. **IEEE Conference on Control Applications, CCA 2003**. 2: 1118-1123.
- 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.
- Malesani, L., Mattavelli, P. and Buso, S. (1998). Dead-Beat Current Control for Active Filters. **IEEE Conference on Industrial Electronics Society 1998 (IECON '98)**. 3: 1859-1864.
- Mancini, R. (2002). **Op Amps For Everyone**. Texas: Texas Instruments Incorporated.
- Mazari, B. and Mekri, F. (2005). Fuzzy Hysteresis Control and Parameter Optimization of a Shunt Active Power Filter. **Journal of Information Science and Engineering**. 21: 1139-1156.
- Narongrit T., Areerak K-L. and Srikaew A. (2009). Design of an Active Power Filter using Adaptive Tabu Search. **WSEAS 8<sup>th</sup> Int. Conf. on Artificial Intelligence**. :314-318.
- Ozdemir, E., Ucar, M., Kesler, M. and Kale, M. (2006). A Simplified Control Algorithm for Shunt Active Power Filter Without Load and Filter Current Measurement. **IEEE Conference on Industrial Electronics 2006 (IECON '06)**. :2599 – 2604.
- Peng, F.Z., and Lai, J-S. (1996). Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-phase Power Systems. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. 45(1): 293-297.
- Peng, F.Z., Ott, G.W. and Adams, D.J. (1998). Harmonic and Reactive Power Compensation Based on the Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for 3-phase 4-Wire Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 13(6): 1174-1181.
- 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.
- Soares, V., Verdelho P. and Marques, G. (1997). Active Power Filter Control Circuit Based on the Instantaneous Active and Reactive Current  $i_d$ - $i_q$  Method. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1997 (PESC '97)**. 2: 1096-1101.
- Sujitjorn, S., Areerak, K.-L. and Kulworawanichpong, T. (2007). The DQ Axis With Fourier (DQF) Method for Harmonic Identification, **IEEE Transactions on Power Delivery**. 22(1): 737-739.

- Takeda, M. Ikeda, K. Teramoto, A. and Aritsuka, T. (1988). Harmonic Current and Reactive Power Compensation with an Active Filter. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1988 (PESC '88)**. 2: 1174-1179.
- Valouch, V., Lin C.E., and Chen C-L. (1999). Synchronous Detection Method for Three-Phase Three-Wire Systems in Reactive and Harmonic Power Compensation. **Proc. Natl. Sci. Counc. ROC(A)**. 23(3): 429-435.
- Zare, F. and Nami, A. (2007). A New Random Current Control Technique for a Single-Phase Inverter with Bipolar and Unipolar Modulations. **Power Conversion Conference - Nagoya 2007 (PCC '07)**. : 149–156.
- Zawawi, A. E., Youssef, K.H. and Sebakhy, O. A. (2007). Recursive Least Squares Harmonic Identification in Active Power Filters. **European Control Conference 2007,(ECC'07)**.
- Zhang, B., Yi, S., and He, X. (2000). A Novel Harmonic Current Detection Technique Based on A Generalized dq, Coordinate Transform for Active Power Filter and Fault Protection of power system. **Proceedings of the 5th International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management 2000 (APSCOM '2000)**. :543-547
- 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.
- Zhuo, F. Yang, J. Hu, J. and Wang, Z. (2000). Study on Active Power Filter Used in Three-phase Four-wire System. **Proceedings of the Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2000)**. 3: 1037–1040.

ภาคผนวก ก

บทความที่ให้บริการตีพิมพ์เผยแพร่

### บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

#### รายชื่อบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการชาติและนานาชาติ

1. ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ และ กองพล อารีรักษ์, “การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ”, ประชุมวิชาการ ม.อบ. วิจัย ครั้งที่ 2, มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี, 28-29 กรกฎาคม 2551, หน้า 1-8.
2. T.Narongrit, K-L Areerak and A. Srikaew, “Design of an Active power Filter using Adaptive Tabu Search”, Proceedings of the 8<sup>th</sup> WSEAS Int. Conf. on Artificial Intelligence, Knowledge Engineering & Data bases (AIKED), 2009, pp. 314-318.
3. T.Narongrit, K-L Areerak and K-N Areerak, “Design of an Active power Filter using Genetic Algorithm Technique”, Proceedings of the 9<sup>th</sup> WSEAS Int. Conf. on Artificial Intelligence, Knowledge Engineering & Data bases (AIKED), 2010, pp.46-50.

#### รายชื่อบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับชาติและนานาชาติ

1. ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ และ กองพล อารีรักษ์, “การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง”, วารสารวิชาการมหาวิทยาลัยอุบลราชธานี, ปีที่ 12 ฉบับที่ 1 มกราคม-เมษายน 2553, หน้า 9-18.
2. ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ และ กองพล อารีรักษ์, “การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ”, วารสารวิชาการมหาวิทยาลัยรามคำแหง (รอกการตีพิมพ์)
3. K-L. Areerak and T. Narongrit, “Shunt Active Power Filter Design using Genetic Algorithm Method”, *WSEAS Transactions on Systems*, Issue 4, Volume 9, April 2010, pp. 327-336.

ภาคผนวก ข

โค้ดโปรแกรมภาษาซีการตรวจจับฮาร์ดมอริกด้วยวิธีทฤษฎี  
กำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

## โค้ดโปรแกรมภาษาซีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

```

1: //===== headerfile for DSP eZdsp™ F2812 =====//
2: #include "DSP281x_Device.h" // DSP281x Headerfile Include File
3: #include "DSP281x_Examples.h" // DSP281x Examples Include File
4: #include "stdio.h"
5: #include "math.h"
6:
7: //===== define ADC parameters=====//
8: #define ADC_MODCLK 0x3 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 =
9: // 150/(2*3) = 25MHz
10: #define ADC_CKPS 0x1 // ADC module clock = HSPCLK/2*ADC_CKPS =
11: // 5MHz/(1*2) = 12.5MHz
12: #define ADC_SHCLK 0xf // S/H width in ADC module periods = 16 ADC clocks
13:
14: //===== function name in use =====//
15: interrupt void cpu_timer0_isr(void);
16: void delay_loop(void);
17: void delay_loopTIME(void);
18: void Gpio_select(void);
19: void DACport(int16 kkk,int Chan);
20:
21: //===== global variable for this program=====//
22: int32 adc_0,adc_1,adc_2,adc_3,adc_4,adc_5,adc_6;
23: int16 dac,dac_1,dac_2,dac_3,dac_4;
24: int32 va,vb,vc,iLa,iLb,iLc,v_al,v_Ba,iL_al,iL_Ba;
25: int32 pL,qL,Pav,Pdc,ic_al1,ic_Ba1,ic_al,ic_Ba,div,ica,icb,icc;
26: int Chan;
27:
28: //===== main program=====//
29: main()
30: {
31: // Step 1. Initialize System Control:
32: //PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
33: // This example function is found in the DSP281x_SysCtrl.c file.
34: InitSysCtrl();
35:
36: // Specific clock setting for this example:
37: EALLOW;
38: SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK; // HSPCLK =
39: // CLKOUT/ADC_MODCLK
40: EDIS;
41:
42: // Step 2. Initialize GPIO:
43: // This example function is found in the DSP281x_Gpio.c file and
44: // illustrates how to set the GPIO to it's default state.
45: // InitGpio(); // Skipped for this example
46: // For this example use the following configuration:
47: Gpio_select();
48:
49: // Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:

```



```

50:           // Disable CPU interrupts
51:   DINT;
52:
53:           // Initialize the PIE control registers to their default state.
54:           // The default state is all PIE interrupts disabled and flags
55:           // are cleared.
56:           // This function is found in the DSP281x_PieCtrl.c file.
57:   InitPieCtrl();
58:
59:           // Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
60:   IER = 0x0000;
61:   IFR = 0x0000;
62:
63:           // Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
64:           // Service Routines (ISR).
65:           // This will populate the entire table, even if the interrupt
66:           // is not used in this example. This is useful for debug purposes.
67:           // The shell ISR routines are found in DSP281x_DefaultIsr.c.
68:           // This function is found in DSP281x_PieVect.c.
69:   InitPieVectTable();
70:
71:           // Interrupts that are used in this example are re-mapped to
72:           // ISR functions found within this file.
73:   EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
74:   PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
75:   EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers
76:
77:           // Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
78:           // This function is found in DSP281x_InitPeripherals.c
79:           // InitPeripherals(); // Not required for this example
80:   InitCpuTimers(); // For this example, only initialize the Cpu Timers
81:   InitAdc(); // For this example, init the ADC
82:
83:           // Specific ADC setup for this example:
84:   AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK;
85:   AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CKPS;
86:   AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS=1;
87:
88:           // 16 ch simultaneous or all ch
89:   AdcRegs.ADCTRL3.bit.SMODE_SEL=0;
90:   AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN=0;
91:   AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC=1;
92:   AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_MOD_SEQ1=0;
93:   AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1=0xf;
94:
95:   AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; //A0
96:   AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1; //A1
97:   AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2; //A2
98:   AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3; //A3
99:           //AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x4; //A4
100:           //AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x5; //A5
101:           //AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x6; //A6

```

```

102:             //AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 0x7;      //A7
103:         AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV08 = 0x8;      //B0
104:         AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV09 = 0x9;      //B1
105:         AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV10 = 0x0A;     //B2
106:             //AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV11 = 0x0B;     //B3
107:             //AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV12 = 0x0C;     //B4
108:             //AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV13 = 0x0D;     //B5
109:             //AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV14 = 0x0E;     //B6
110:             //AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV15 = 0x0F;     //B7
111:
112:         // Step 5. User specific code:
113:         Gpio_select();
114:
115:             // Configure CPU-Timer 0 to interrupt every second:
116:             // 100MHz CPU Freq, 1 second Period (in Seconds)
117:         ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 150, 50);
118:         StartCpuTimer0();
119:
120:             // Enable CPU INT1 which is connected to CPU-Timer 0:
121:         IER |= M_INT1;
122:
123:             // Enable TINT0 in the PIE: Group 1 interrupt 7
124:         PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
125:
126:             // Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
127:         EINT; // Enable Global interrupt INTM
128:         ERTM; // Enable Global real time interrupt DBGM
129:
130:         // Step 6. IDLE loop. Just sit and loop forever (optional):
131:         for(;;);
132:     }
133:
134: interrupt void cpu_timer0_isr(void)
135: {
136:     GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB9 =1;
137:
138:         //T++;
139:         // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 1
140:     PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
141:
142:     delay_loopTIME();
143:     GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB9 =0;
144:
145:     //===== for ADC =====//
146:     AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
147:     AdcRegs.ADCCTRL2.bit.SOC_SEQ1=1;
148:
149:         //while (AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1== 0) {} // Wait for interrupt
150:         // Software wait = (HISPCP*2) * (ADCCLKPS*2) * (CPS+1) cycles
151:         // = (3*2)*(1*2) * (0+1) = 12 cycles
152:         //asm(" RPT #11 || NOP");
153:     //===== //

```

```

154: //===== START PROGRAM PQ HARMONIC DETECTION =====//
155: //===== recieve data v and i from ADC =====//
156: adc_0=(AdcRegs.ADCRESULT8>>4); // recieve data  $v_{sa}$  from ADCB0
157: va=((adc_0*62224)/4096)-31112;
158:
159: adc_1=(AdcRegs.ADCRESULT9>>4); // recieve data  $v_{sb}$  from ADCB1
160: vb=((adc_1*62224)/4096)-31112;
161:
162: adc_2=(AdcRegs.ADCRESULT10>>4); // recieve data  $v_{sc}$  from ADCB2
163: vc=((adc_2*62224)/4096)-31112;
164:
165: adc_3=(AdcRegs.ADCRESULT0>>4); // recieve data  $i_{La}$  from ADCA0
166: iLa=((adc_3*3332)/546)-1666;
167:
168: adc_4=(AdcRegs.ADCRESULT1>>4); // recieve data  $i_{Lb}$  from ADCA1
169: iLb=((adc_4*3332)/546)-1666;
170:
171: adc_5=(AdcRegs.ADCRESULT2>>4); // recieve data  $i_{Lc}$  from ADCA2
172: iLc=((adc_5*3332)/546)-1666;
173: //=====//
174:
175: //=====PQ algorithm =====//
176: //----calculation convert v and i from 3-phase to alpha & beta axis----//
177: v_al=((8165*va)-(4082*vb)-(4082*vc))/100000;
178: v_Ba=((vb*7071)-(vc*7071))/100000;
179: iL_al=((8165*iLa)-(4082*iLb)-(4082*iLc))/100000;
180: iL_Ba=((iLb*7071)-(iLc*7071))/100000;
181:
182: //----calculation  $p_L$  and  $q_L$  in alpha & beta axis----//
183: pL=((v_al*iL_al)+(v_Ba*iL_Ba));
184: qL=((v_al*iL_Ba)-(v_Ba*iL_al))/1000;
185:
186: //----sending  $p_L$  to low pass filter----//
187: dac_1=(pL*30)/100000;
188: DACport(dac_1,1); //→ send data  $p_L$  to DAC712 #1
189:
190: //----loading  $p_L$  (dc=fundamental) form low pass filter----//
191: adc_6=(AdcRegs.ADCRESULT3>>4); //← load data  $p_L$ (dc) from ADCA3
192: Pdc=((adc_6*240000)/30);
193:
194: //----calculation  $p_L$  (ac = harmonic) in alpha & beta axis----//
195: Pav=pL-Pdc;
196: Pav=Pav/1000;
197:
198: //----calculation ref compensation current ( $i_c$ ) in alpha & beta axis----//
199: ic_al1=(v_al*Pav)-(v_Ba*qL);
200: ic_Ba1=(v_Ba*Pav)+(v_al*qL);
201: div=((v_al*v_al)+(v_Ba*v_Ba))/1000;
202: ic_al=ic_al1/div;
203: ic_Ba=ic_Ba1/div;
204:

```

```

205:          //----calculation convert  $i_c$  from alpha & beta axis to 3-phase axis----//
206:          ica=(8165*ic_al)/13000;
207:          icb=((7071*ic_Ba)-(4082*ic_al))/13000;
208:          icc=(-7071*ic_Ba)-(4082*ic_al))/13000;
209:
210:          //----sending  $i_c$  to DAC712----//
211:          dac_2=ica+1500;
212:          DACport(dac_2,2); // send  $i_{ca}$  to DAC712 #2
213:          dac_3=icb+1500;
214:          DACport(dac_3,3); // send  $i_{cb}$  to DAC712 #3
215:          dac_4=icc+1500;
216:          DACport(dac_4,4); // send  $i_{cc}$  to DAC712 #3
217:      }
218:  //===== END PROGRAM PQ HARMONIC DETECTION =====//
219:
220:  //===== function in use =====//
221:  void Gpio_select(void)
222:  {
223:      Uint16 var1;
224:      Uint16 var2;
225:
226:      var1= 0x0000; // sets GPIO Muxs as I/Os
227:      var2= 0xFFFF; // sets GPIO DIR as outputs
228:
229:      EALLOW;
230:
231:      GpioMuxRegs.GPAMUX.all=var1;
232:      GpioMuxRegs.GPBMUX.all=var1;
233:      GpioMuxRegs.GPADIR.all=var2;
234:      GpioMuxRegs.GPBDIR.all=var2;
235:
236:      EDIS;
237:  }
238:  //-----
239:  void delay_loopTIME(viod) //5 us(55)
240:  {
241:      short i;
242:      for (i = 0; i < 55; i++) {}
243:  }
244:  //-----
245:  void DACport(int16 dac,int Chan) // for IC DAC 712//
246:  {
247:      if (Chan==1)
248:      {
249:          GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff; //initial
250:          GpioDataRegs.GPADAT.all=dac; //load data
251:          GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff;
252:          GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07fe; // load input latch WR=1
253:          delay_loop();
254:          GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x05fe; // WR=0
255:          delay_loop();
256:          GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07fe; // WR=1
257:          delay_loop();

```

```

236:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07fd; //load D/A latch WR=1
237:         delay_loop();
238:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x05fd; // WR=0
239:         delay_loop();
240:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07fd; // WR=1
241:         delay_loop();
242:     }
243:
244:     if (Chan==2)
245:     {
246:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff; // initial
247:         GpioDataRegs.GPADAT.all=dac; // load data
248:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff;
249:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07fb; // load input latch WR=1
250:         delay_loop();
251:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x05fb; // WR=0
252:         delay_loop();
253:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07fb; // WR=1
254:         delay_loop();
255:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07f7; // load D/A latch WR=1
256:         delay_loop();
257:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x05f7; // WR=0
258:         delay_loop();
259:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07f7; // WR=1
260:         delay_loop();
261:     }
262:
263:     if (Chan==3)
264:     {
265:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff; // initial
266:         GpioDataRegs.GPADAT.all=dac; // load data
267:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff;
268:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ef; // load input latch WR=1
269:         delay_loop();
270:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x05ef; // WR=0
271:         delay_loop();
272:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ef; // WR=1
273:         delay_loop();
274:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07df; // load D/A latch WR=1
275:         delay_loop();
276:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x05df; // WR=0
277:         delay_loop();
278:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07df; // WR=1
279:         delay_loop();
280:     }
281:
282:     if (Chan==4)
283:     {
284:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff; // initial
285:         GpioDataRegs.GPADAT.all=dac; // load data
286:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff;
287:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07bf; //load input latch WR=1

```

```

298:         delay_loop();
299:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x05bf; // WR=0
300:         delay_loop();
301:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07bf; // WR=1
302:         delay_loop();
303:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x077f; // load D/A latch WR=1
304:         delay_loop();
305:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x057f; // WR=0
306:         delay_loop();
307:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x077f; // WR=1
308:         delay_loop();
309:     }
310: }
311: //-----
313: void delay_loop(void);
314: { short i;
315:   for (i = 0; i < 1; i++) {}
316: }
317: //-----

```

## การอธิบายโค้ดโปรแกรมภาษาซีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ ขณะหนึ่ง

บรรทัดที่ 1 ถึง 5 คือ การประกาศไลบรารี (library) สำหรับเรียกใช้งานการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 และการประกาศไลบรารีมาตรฐานของภาษาซีที่ต้องการใช้งาน คือ stdio.h และ math.h

บรรทัดที่ 7 ถึง 12 คือ การกำหนดค่าคงที่แบบมาโครให้กับพารามิเตอร์ของฟังก์ชันแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (ADC) ภายในการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 สำหรับการใช้งานในโปรแกรม

บรรทัดที่ 14 ถึง 19 คือ การประกาศรายชื่อฟังก์ชันต่าง ๆ ที่ใช้ในการโปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

บรรทัดที่ 21 ถึง 26 คือ การประกาศชื่อตัวแปรต่าง ๆ สำหรับใช้เก็บค่า ที่ใช้ในการโปรแกรม

บรรทัดที่ 28 ถึง 132 คือ ส่วนของฟังก์ชันหลักที่ใช้ควบคุมสั่งการ โปรแกรมทั้งหมด ซึ่งประกอบด้วย การกำหนดค่าเริ่มต้นของฟังก์ชันควบคุมต่าง ๆ และการกำหนดเปิดใช้งานฟังก์ชันอินเตอร์รัปต์ซีพียู รวมถึงฟังก์ชัน ADC โดยคำสั่งที่ใช้ควบคุมดังกล่าว เป็นการดัดแปลงจากตัวอย่างของการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 เพื่อนำมาใช้สำหรับการโปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

บรรทัดที่ 134 ถึง 218 คือ ฟังก์ชันอินเตอร์พรีตซีพียูโทรมเมอร์ ซึ่งภายในฟังก์ชันดังกล่าวคือ โปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

บรรทัดที่ 155 ถึง 173 คือ ส่วนคำสั่งที่ใช้สำหรับโหลดข้อมูลอินพุตที่ใช้ในการคำนวณตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ได้แก่ แรงดันไฟฟ้า  $v_{sa}$   $v_{sb}$  และ  $v_{sc}$  ผ่านทางช่องทางสัญญาณ ADCB0 ถึง ADCB2 ตามลำดับ และกระแสไฟฟ้า  $i_{La}$   $i_{Lb}$  และ  $i_{Lc}$  ผ่านทางช่องทางสัญญาณ ADCA0 ถึง ADCA2 ตามลำดับ

บรรทัดที่ 176 ถึง 180 คือ การคำนวณเพื่อแปลงค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าจากปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสไปอยู่บนแกน  $\alpha\beta$  (ขั้นที่ 1 ของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง)

บรรทัดที่ 182 ถึง 184 คือ การคำนวณค่ากำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $p_L$ ) และกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ( $q_L$ ) บนแกน  $\alpha\beta$  (ขั้นที่ 2 ของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง)

บรรทัดที่ 186 ถึง 188 คือ ส่วนคำสั่งที่ใช้ในการส่งข้อมูลค่ากำลังแอกทีฟออกทางไอซีแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (DAC712) ตัวที่ เพื่อนำค่ากำลังแอกทีฟที่ได้ไปผ่าน 1 วงจรกรองผ่านต่ำเพื่อแยกปริมาณฮาร์มอนิก ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จากการผ่านวงจรดังกล่าว คือ ค่ากำลังแอกทีฟมูลฐาน

บรรทัดที่ 190 ถึง 192 คือ ส่วนคำสั่งโหลดข้อมูลค่ากำลังแอกทีฟมูลฐานกลับเข้ามายังการ์ด DSP ผ่านทางช่องสัญญาณ ADCB3

บรรทัดที่ 194 ถึง 196 คือ การคำนวณค่าปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ

บรรทัดที่ 198 ถึง 203 คือ การคำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยบนแกน  $\alpha\beta$  (ขั้นที่ 3 ของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง)

บรรทัดที่ 205 ถึง 208 คือ การคำนวณแปลงค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยกลับมายู่บนแกนสามเฟส (ขั้นที่ 4 ของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง)

บรรทัดที่ 210 ถึง 216 คือ ส่วนคำสั่งสำหรับส่งข้อมูลกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยทั้งสามเฟส ออกทางช่องสัญญาณไอซี DAC712 ตัวที่ 2 ถึง 4 ตามลำดับ

บรรทัดที่ 211 ถึง 216 คือ รายละเอียดของฟังก์ชัน Gpio\_select สำหรับการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812

บรรทัดที่ 218 ถึง 221 คือ รายละเอียดของฟังก์ชันหน่วงเวลาประมาณ 5  $\mu$ s (delay\_loopTIME)

บรรทัดที่ 223 ถึง 310 คือ รายละเอียดของฟังก์ชันแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกทั้งสี่ช่องสัญญาณ (DAC712 ตัวที่ 1 ถึง 4) ซึ่งมีขั้นตอนการสั่งการควบคุมแต่ละช่องสัญญาณตามรายละเอียดที่ได้อธิบายไว้ในตารางที่ 5.5 ถึง 5.8 ในบทที่ 5 ตามลำดับ

บรรทัดที่ 313 ถึง 316 คือ รายละเอียดของฟังก์ชันหน่วงเวลาประมาณ  $0.1 \mu\text{s}$  (delay\_loop)



## ประวัติผู้วิจัย

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