

การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนแบบเหมาะสมที่สุด
สำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน



นายกฤตกานต์ เรือนมะกอก

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2557

**OPTIMAL SLIDING MODE CONTROLLER DESIGN
FOR SHUNT ACTIVE POWER FILTER**

Krittakarn Ruanmakok



**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for The
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering**

Suranaree University of Technology

Academic Year 2014

การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนแบบเหมาะสมที่สุด

สำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักศึกษานำฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร.ก้องพันธ์ อารีรักษ์)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.ก้องพล อารีรักษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(อ. ดร.วิโรจน์ แสงทอง)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิ้มปิจำนงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและนวัตกรรม

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

กฤตกานต์ เรือนมะกอก : การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนแบบเหมาะสมที่สุดสำหรับ
วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน (OPTIMAL SLIDING MODE CONTROLLER
DESIGN FOR SHUNT ACTIVE POWER FILTER) อาจารย์ที่ปรึกษา :
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์, 161 หน้า.

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน
สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล การตรวจจับฮาร์มอนิกใช้วิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งร่วมกับ
วิธีฟูริเยร์ (PQF) ที่มีการปรับปรุงโครงสร้างของตัวตรวจจับให้สามารถตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบาง
อันดับ และแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n ได้ ในส่วนการควบคุมการฉีดกระแสชดเชย และแรงดัน
บัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ จะอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวในการ
พิจารณาออกแบบตัวควบคุม ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เลือกใช้ตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุม
โหมดการเลื่อน โดยจะทำการปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีตาม
เชิงปรับตัว (ATS) ระบบควบคุมดังกล่าวจะถูกนำมาใช้งานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์ฟีดแบ็คเบิลยูเอ็ม
เพื่อทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์ควบคุมการทำงานของสวิตช์ไอจีบีที การจำลองสถานการณ์
ทั้งหมดมีวัตถุประสงค์เพื่อให้ค่า $\%THD_{av}$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายภายหลังการ
ชดเชยมีค่าน้อยที่สุด โดยพิจารณาค่า $\%THD_{av}$ อ้างอิงตามกรอบมาตรฐาน IEEE Std.519-1992
นอกจากนี้ได้ทำการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป ที่มีการประมวลผลด้วยบอร์ด
eZdspTM F28335 เพื่อให้ระบบการจำลองสถานการณ์มีความสมจริงยิ่งขึ้น

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ปีการศึกษา 2557

ลายมือชื่อนักศึกษา _____

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____

KRITTAKARN RUANMAKOK : OPTIMAL SLIDING MODE

CONTROLLER DESIGN FOR SHUNT ACTIVE POWER FILTER.

THESIS ADVISOR : ASST. PROF. KONGPOL AREERAK, Ph.D., 161 PP.

HARMONIC ELIMINATION/ SHUNT ACTIVE POWER FILTER/ SLIDING
MODE CONTROLLER/ MATHEMATICAL MODEL

This thesis presents the harmonic elimination using shunt active power filter (SAPF) in the balanced three-phase system. The instantaneous power theory with Fourier (PQF) is used for harmonic detection. Moreover, the PQF is improved for some order and all order except n order detections. The design of the compensating current controller and the DC bus voltage controller are based on the mathematical model on DQ - frame. The PI and sliding mode controls are selected to use in the thesis. In addition, artificial intelligent technique called the adaptive tabu search (ATS) is applied for the performance improvement of the sliding mode controller. The PWM technique is used to generate the switching signals for IGBTs of shunt active power filter. The minimum $\%THD_{av}$ of source currents after compensation is the aim of the thesis. The $\%THD_{av}$ of these currents follows the IEEE std.519-1992. Moreover, the hardware in loop simulation (HIL) using eZdspTMF28335 is applied to implement the sliding mode controller for the real system.

School of Electrical Engineering

Academic Year 2014

Student's Signature _____

Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคล และกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำ และแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่องานวิจัย รวมถึงได้ช่วยตรวจทาน และแก้ไข รายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้ จนทำให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น อีกทั้งเป็นกำลังใจ เป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนินชีวิตให้แก่ผู้วิจัยเสมอมา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กองพันธ์ อารีรักษ์ อาจารย์ ดร.วิโรจน์ แสงทอง และอาจารย์ ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่กรุณาให้คำปรึกษาด้าน วิชาการอย่างดียิ่งมาโดยตลอด

ขอขอบคุณบุคลากรศูนย์เครื่องมือ และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ช่วยอำนวยความสะดวกในการทำงาน ขอขอบคุณพี่น้องบัณฑิตทุกท่านในกลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์ กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม (PEMC) โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ และ พลสิทธิ์ สานติประพันธ์ ที่ให้คำปรึกษาด้านวิชาการ และให้กำลังใจมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่าน ที่ให้ความรัก กำลังใจ การอบรมเลี้ยงดู และให้การ สนับสนุนทางด้านการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอดจนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา

กฤตกานต์ เรือนมะกอก

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ)	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป	ญ
บทที่	
1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	2
1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น	3
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย	4
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์	4
2 ทัศนัวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	6
2.1 บทนำ	6
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน	6
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับ ใช้งานร่วมกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ	8
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสคเซช สำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ	10

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.5	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ	13
2.6	สรุป	14
3	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งร่วมกับวิธีฟูริเยร์	15
3.1	บทนำ	15
3.2	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง ร่วมกับวิธีฟูริเยร์แบบดั้งเดิม	15
3.3	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง ร่วมกับวิธีฟูริเยร์ที่พัฒนาขึ้น	20
3.4	การจำลองสถานการณ์สำหรับทดสอบสมรรถนะการ ตรวจจับฮาร์มอนิก	29
3.5	สรุป	43
4	การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	45
4.1	บทนำ	45
4.2	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลัง แอกทีฟแบบขนาน	45
4.2.1	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนสามเฟส	46
4.2.2	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิว	49
4.3	การออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลัง แอกทีฟแบบขนาน	56
4.4	การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมกระแสคสช	60
4.5	การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัลไฟตรง	64
4.6	การสร้างสัญญาณการสวิตช์สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ แบบขนานด้วยเทคนิคพีดีบีลยูเอ็ม	67

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.7	ผลการจำลองสถานการณ์และการอภิปราย	69
4.8	สรุป	76
5	การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนสำหรับวงจรรอกกำลัง	
	แอกทีฟแบบขนาน	77
5.1	บทนำ	77
5.2	การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนด้วยวิธี	
	การสุมค่าพารามิเตอร์	77
5.2.1	การตรวจสอบเสถียรภาพของระบบด้วย	
	ฟังก์ชันเลียปูนอฟ	82
5.2.2	การจำลองสถานการณ์ของตัวควบคุมโหมดการเคลื่อน	
	ที่ออกแบบด้วยวิธีการสุมค่าพารามิเตอร์	84
5.3	การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว	100
5.3.1	ทบทวนขั้นตอนการค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว	101
5.3.2	การทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาด้วยวิธี	
	ตามูเชิงปรับตัว	106
5.4	การจำลองสถานการณ์และการอภิปราย	111
5.4.1	การจำลองสถานการณ์ของตัวควบคุมโหมดการเคลื่อน	
	ที่ออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว	112
5.4.2	ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบ	117
5.5	สรุป	118
6	การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเคลื่อน	119
6.1	กล่าวนำ	119
6.2	เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป	
	(Hardware In Loop : HIL)	119

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.2.1	การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับ บอร์ด eZdsp™F28335	120
6.2.2	การเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับ บอร์ด eZdsp™F28335	122
6.3	การประยุกต์เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน	125
6.4	ผลการจำลองสถานการณ์	129
6.5	สรุป	133
7	สรุปและข้อเสนอแนะ	134
7.1	สรุป	134
7.2	ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต	136
รายการอ้างอิง		137
ภาคผนวก		
ภาคผนวก ก.	การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟเมื่อมีกระแส ฮาร์มอนิกในระบบ	142
ภาคผนวก ข.	ที่มาของสมการการตรวจสอบเสถียรภาพจากฟังก์ชันเลียปูนอฟ	149
ภาคผนวก ค.	บทความที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ผลงาน	154
ประวัติผู้เขียน		161

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน 6
2.2	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกำลังแอกทีฟ 8
2.3	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการบิดกระแสชดเชยสำหรับ วงจรรอกำลังแอกทีฟ..... 11
2.4	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ 13
3.1	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีการกำจัด ฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับด้วยการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF แบบดั้งเดิม 33
3.2	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีการกำจัด ฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ 36
3.3	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีการกำจัด ฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ 39
3.4	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีการกำจัด ฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n 43
4.1	ผลการจำลองสถานการณ์ก่อนและหลังการชดเชย 75
5.1	ตารางผลการทดสอบการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ 89
5.2	ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น 106
5.3	ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง 107
5.4	ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น 108
5.5	ผลการทดสอบค่าปรับลดรัศมี 109
5.6	ผลการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน 111

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
5.7	ผลการจำลองสถานการณ์ก่อนและหลังการชดเชย113
5.8	ตารางการเปรียบเทียบค่า %THD การกำจัดฮาร์โมนิกด้วยตัวควบคุม ทั้งสามประเภท 117
6.1	ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกรวมเฉลี่ยก่อนและหลังการชดเชย133



สารบัญรูป

รูปที่

หน้า

1.1	องค์ประกอบกำการจัดฮาร์มอนิกในระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	2
3.1	โครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ	16
3.2	โครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF	18
3.3	แผนภาพการคำนวณค่า A_{0p}	20
3.4	สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ กระแสที่โหลด และกระแสบนแกน α	21
3.5	โครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น	22
3.6	การคำนวณกระแสบนแกน $\alpha\beta$ ด้วยวิธี SWFA สำหรับการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ	23
3.7	แผนภาพการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ $A_{1,(\alpha\beta)}$	25
3.8	แผนภาพการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ $B_{1,(\alpha\beta)}$	25
3.9	การคำนวณกระแสบนแกน $\alpha\beta$ ด้วยวิธี SWFA สำหรับการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ	26
3.10	การคำนวณกระแสบนแกน $\alpha\beta$ ด้วยวิธี SWFA สำหรับการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n	28
3.11	โครงสร้างการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟชนิดแหล่งจ่ายกระแสแบบอุดมคติ	29
3.12	กราฟสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟหลังการตรวจจับ	31
3.13	ผลการจำลองสถานการณ์เฟส a กรณีกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ (วิธี PQF ดั้งเดิม)	32
3.14	กราฟสเปกตรัมของกระแสเฟส a กรณีกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ (วิธี PQF ดั้งเดิม)	32

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.15	กราฟสเปกตรัมของกระแสนแกน α ก่อนและหลังการตรวจจับ ฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ 34
3.16	กราฟสเปกตรัมของกระแสนแกน β ก่อนและหลังการตรวจจับ ฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ 34
3.17	ผลการจำลองสถานการณ์เฟส a กรณีกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ (วิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น) 35
3.18	กราฟสเปกตรัมของกระแสเฟส a กรณีกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ (วิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น) 35
3.19	กราฟสเปกตรัมของกระแสนแกน α ก่อนและหลังการตรวจจับ ฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 37
3.20	กราฟสเปกตรัมของกระแสนแกน β ก่อนและหลังการตรวจจับ ฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 38
3.21	ผลการจำลองสถานการณ์เฟส a กรณีกำจัดฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 38
3.22	กราฟสเปกตรัมของกระแสเฟส a กรณีกำจัดฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 39
3.23	กราฟสเปกตรัมของกระแสนแกน α ก่อนและหลังการตรวจจับ ฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ 7 และ 11 41
3.24	กราฟสเปกตรัมของกระแสนแกน β ก่อนและหลังการตรวจจับ ฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ 7 และ 11 41
3.25	ผลการจำลองสถานการณ์เฟส a กรณีกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ ยกเว้นอันดับที่ 7 และ 11 42
3.26	กราฟสเปกตรัมของกระแสเฟส a กรณีกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ ยกเว้นอันดับที่ 7 และ 11 42

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1	โครงสร้างวงจรกรองกำลังออกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ 46
4.2	แผนภาพเฟสเซอร์ของระบบที่พิจารณา 52
4.3	ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบ 58
4.4	ผลรวมกำลังไฟฟ้าเฉลี่ย 59
4.5	แผนภาพบล็อกไดอะแกรมสำหรับควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ 63
4.6	แผนภาพบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ 66
4.7	ระบบการสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม 68
4.8	การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานโดยใช้ตัวควบคุมพีไอ 70
4.9	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าสามเฟส 71
4.10	กราฟสเปกตรัมของกระแสก่อนและหลังการชดเชย 72
4.11	กระแสชดเชยบนแกนดี 73
4.12	กระแสชดเชยบนแกนคิว 73
4.13	กราฟสัญญาณการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง 74
5.1	บล็อกไดอะแกรมของเวกเตอร์ควบคุมพื้นที่ผิวการเลื่อน 79
5.2	บล็อกไดอะแกรมเวกเตอร์ควบคุมสมมูลของระบบบนแกนดีคิว 81
5.3	การสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มสำหรับตัวควบคุมโหมดการเลื่อน 85
5.4	การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานโดยใช้ตัวควบคุม โหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีสุ่มค่าพารามิเตอร์ 87
5.5	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (กรณีที่ 1) 90
5.6	รูปสัญญาณกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรง (กรณีที่ 1) 91
5.7	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (กรณีที่ 2) 92
5.8	รูปสัญญาณกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรง (กรณีที่ 2) 93
5.9	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (กรณีที่ 3) 94
5.10	สเปกตรัมของกระแสก่อน และหลังการชดเชย (กรณีที่ 3) 95

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.11	รูปสัญญาณกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรง (กรณีที่ 3) 96
5.12	ผลการจำลองฮาร์โมนิกที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (กรณีที่ 4) 97
5.13	สเปกตรัมของกระแสก่อน และหลังการชดเชย (กรณีที่ 4) 98
5.14	รูปสัญญาณกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรง (กรณีที่ 4) 99
5.15	แนวคิดพื้นฐานของการค้นหาด้วยวิธีตามู 101
5.16	การกำหนดจำนวนคำตอบเพิ่มเติม 102
5.17	การกำหนดจำนวนคำตอบรอบข้างและค่ารัศมีเริ่มต้น 102
5.18	การค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว 103
5.19	แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว ... 105
5.20	การหาค่าของค่า $\%THD_{i,av}$ สำหรับการค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว 110
5.21	กราฟการหาค่าของเวกเตอร์พื้นที่ผิวการเลื่อน..... 112
5.22	ผลการจำลองฮาร์โมนิกที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบ ด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว 114
5.23	สเปกตรัมของกระแสก่อนและหลังการชดเชย 115
5.24	รูปสัญญาณการควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรง 116
6.1	แผนภาพการเชื่อมโยงโปรแกรม MATLAB กับบอร์ด eZdsp TM F28335 120
6.2	ไอคอนการเข้าใช้งานซอฟต์แวร์ MATLAB และโปรแกรม CCStudio v3.3 120
6.3	การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdsp TM F28335 121
6.4	หน้าต่างโปรแกรม CCStudio v3.3 122
6.5	การกำหนดค่าบัส RTDX Write 123
6.6	การกำหนดค่าบัส RTDX Read 124
6.7	โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปที่ใช้ตัวควบคุม โหมดการเลื่อน 126

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.8	แผนภาพระบบ RTDX การรับส่งข้อมูลบนโปรแกรม Simulink 127
6.9	โปรเจกต์ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ที่สร้างบนโปรแกรม CCSstudio v3.3 128
6.10	การเชื่อมต่อฮาร์ดแวร์ระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335 128
6.11	ผลการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน 130
6.12	สเปกตรัมของกระแสก่อนและหลังการชดเชย 131
6.13	รูปสัญญาณกระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรง 132



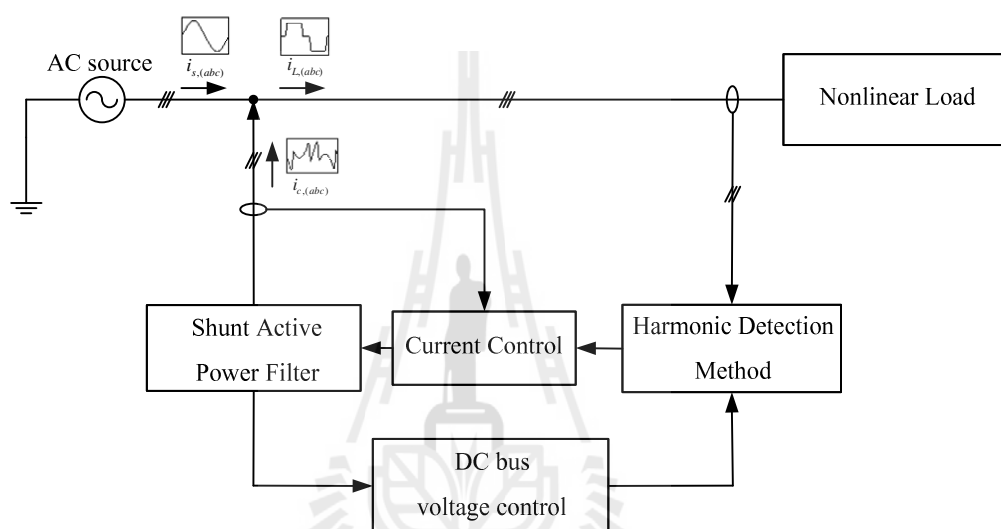
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันโรงงานอุตสาหกรรมได้มีการขยายการผลิตอย่างกว้างขวาง จึงส่งผลให้พฤติกรรมการใช้งานโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นเพิ่มมากขึ้น โดยโหลดไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง กระแสฮาร์มอนิกเหล่านี้ส่งผลกระทบต่อระบบหลายประการ เช่น ทำให้มอเตอร์วัดค่าไฟมีความผิดพลาด (Indrajit and Paul, 1989) (Elham, Clarence, and Adly, 1992) อุปกรณ์ป้องกันทำงานผิดพลาด (Ho and Liu, 2001) เกิดกำลังงานสูญเสีย (Rice, 1986) และความร้อนต่ออุปกรณ์ขณะใช้งาน (Wagner, 1993) เป็นต้น จากเหตุผลข้างต้น การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลัง จึงมีความสำคัญอย่างยิ่งและเป็นประเด็นสำคัญในการทำวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ แนวทางหนึ่งสำหรับแก้ไขปัญหาดังกล่าว คือ การใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน (Benchaita, Saadate and Nia, 1999) เนื่องจากวงจรดังกล่าวมีความยืดหยุ่นต่อการนำมาใช้งาน สามารถปรับแต่งเพื่อให้เหมาะกับระบบใด ๆ ได้ง่าย เมื่อเทียบกับวงจรกรองกำลังพาสซีฟแบบขนาน (Peng, Akagi, and Nabae, 1990) ที่มีปัญหาการเกิดเรโซแนนซ์ขึ้นกับระบบ ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงมุ่งเน้นศึกษาเกี่ยวกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเป็นสำคัญ และจากการศึกษาในเบื้องต้นพบว่าสมรรถนะการทำงานที่ดีสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟจะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบหลักที่สำคัญ ได้แก่ โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน กระบวนการตรวจจับฮาร์มอนิก ตัวควบคุมกระแสชดเชย และตัวควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ด้วยเหตุนี้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จึงมุ่งเน้นศึกษาในเรื่องดังกล่าวเกี่ยวกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน เพื่อกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ โดยเลือกใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งร่วมกับวิธีฟูริเยร์ (PQF) ที่มีความแม่นยำในการตรวจจับที่ดี (สุขสันต์, 2012) ใช้โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีลักษณะเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ที่มีการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งการทำงานพิจารณาอยู่บนแกนดีคิว ในงานวิจัยนี้มีการนำเสนอโครงสร้างระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสองชนิด คือ ตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุม

โหมดการเลื่อน (Sliding Mode Control: SMC) (Nassar Mendalek, Kamal Al-Haddad, 2002) ทั้งนี้เนื่องจากตัวควบคุมพีไอมีโครงสร้างการทำงานที่ไม่ซับซ้อน อีกทั้งให้ผลการตอบสนองที่ดี สำหรับตัวควบคุมโหมดการเลื่อน สามารถควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรงบนพื้นผิวการเลื่อนเดียวกันได้ มีการตอบสนองในการทำงานที่รวดเร็ว ช่วยลดจำนวนพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ทำการออกแบบ โดยตัวควบคุมพีไอมีพารามิเตอร์ในการออกแบบ 6 ตัว แต่ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนมีพารามิเตอร์ในการออกแบบเพียง 3 ตัว กระบวนการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งระบบ แสดงได้ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 องค์ประกอบการจัดฮาร์มอนิกในระบบด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.2.2 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้ด้านการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง (PQ) และวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งร่วมกับวิธีฟูริเยร์ (PQF)

1.2.3 เพื่อพัฒนาองค์ความรู้ใหม่ด้านการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งร่วมกับวิธีฟูริเยร์ (PQF)

1.2.4 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการออกแบบตัวควบคุมกระแสชดเชย และตัวควบคุมแรงดันบัสไฟตรงให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานโดยใช้ตัวควบคุมพีไอ

1.2.5 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับการนำตัวควบคุมโหมคการเลื่อนมาใช้ในการควบคุมวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน และพิจารณาองค์ความรู้ใหม่ในการออกแบบโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ที่เรียกว่าวิธีตามูเชิงปรับตัว

1.2.6 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL) สำหรับการจำลองสถานการณ์

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 ระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เป็นระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล

1.3.2 วงจรกรองกำลังแอคทีฟที่พิจารณาเป็นวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน

1.3.3 การจำลองสถานการณ์พึ่งพาโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems

1.3.4 โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอคทีฟเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

1.3.5 โหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก ใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

1.3.6 การวิเคราะห์และแก้ไขปัญหาฮาร์มอนิกมุ่งเน้นที่การปรับแก้กระแสฮาร์มอนิกเพียงอย่างเดียว โดยพิจารณาที่ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย ($\%THD_{av}$)

1.3.7 ค่าพารามิเตอร์ในระบบกำลังไฟฟ้าสามเฟสสมดุลอ้างอิงมาจากการวิจัยในอดีต

1.3.8 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย ($\%THD_{av}$) ภายใต้กรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992

1.3.9 การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูปใช้บอร์ด DSP รุ่น eZdspTMF28335 ในการประมวลผล

1.3.10 วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ที่ใช้ออกแบบตัวควบคุมโหมคการเลื่อนใช้วิธีตามูเชิงปรับตัว

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

1.4.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาเฉพาะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลเท่านั้น

1.4.2 ผลการจำลองสถานการณ์ค่า $\%THD_{av}$ ต้องอยู่ภายใต้กรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้องค์ความรู้ด้านการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล ด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.5.2 ได้องค์ความรู้ด้านการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งร่วมกับวิธีฟูริเยร์ (PQF)

1.5.3 ได้องค์ความรู้ใหม่ด้านการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งร่วมกับวิธีฟูริเยร์ (PQF)

1.5.4 ได้องค์ความรู้ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมการบิดกระแสชดเชย และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

1.5.5 ได้องค์ความรู้ในการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับควบคุมการบิดกระแสชดเชย และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

1.5.6 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ที่เรียกว่าวิธีดาบูเชิงปรับตัว

1.5.7 ได้องค์ความรู้ในการจำลองสถานการณ์ที่ใช้เทคนิคฮาร์แวร์ในลูป

1.5.8 ได้บทความวิจัย เผยแพร่ในระดับนานาชาติ

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วย 7 บท ซึ่งในแต่ละบทได้มีการนำเสนอเนื้อหาดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ รวมทั้งขอบเขตของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 ปรัชสน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

บทที่ 3 อธิบายความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนสี่ขั้ว รวมถึงขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งร่วมกับวิธีฟูริเยร์แบบทุกอันดับ และบางอันดับ

บทที่ 4 นำเสนอการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอททีฟแบบขนาน รวมไปถึงการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจร การออกแบบตัวควบคุมพีไอในการควบคุมการบิดกระแสชดเชย และควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอททีฟแบบขนาน

บทที่ 5 นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรรอกกำลังแอททีฟแบบขนานด้วยวิธีที่แตกต่างกันสองวิธี คือ การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยการสุ่มค่าพารามิเตอร์ และการออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว โดยมีการเปรียบเทียบประสิทธิผลของตัวควบคุมดังกล่าวที่มีการนำเสนอในงานวิจัย

บทที่ 6 นำเสนอการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ในการควบคุมการบิดกระแสชดเชยให้กับวงจรรอกกำลังแอททีฟ การจำลองสถานการณ์จะใช้โปรแกรม Simulink ร่วมกับบอร์ด DSP รุ่น eZdsp™ F28335

บทที่ 7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวกมีอยู่ด้วยกัน 3 ส่วน คือ ภาคผนวก ก. แสดงการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าแอททีฟเมื่อมีกระแสฮาร์มอนิกในระบบ ภาคผนวก ข. แสดงที่มาของสมการการตรวจสอบเสถียรภาพจากฟังก์ชันเลียปูนอฟ และภาคผนวก ค. แสดงรายชื่อบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการทำวิทยานิพนธ์

บทที่ 2

ปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

องค์ความรู้จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้อง พบว่าในอดีตมีการพัฒนางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการกำจัดสารมลพิษอย่างต่อเนื่องจนถึงปัจจุบัน ทั้งนี้เพื่อเป็นพื้นฐานของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ในบทนี้จึงนำเสนอปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเพื่อเป็นจุดเริ่มต้นที่สำคัญในการทำวิจัย โดยสามารถแบ่งออกเป็น 4 ส่วนหลัก คือ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับสารมลพิษสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสและแรงดันสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง โดยในการสำรวจข้างต้น ผู้วิจัยได้นำเสนอผลงานที่ตีพิมพ์ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน คณะผู้วิจัย รวมถึงสาระสำคัญในแต่ละงานวิจัยไว้พอสังเขป

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสและแรงดัน แสดงไว้ในตารางที่ 2.1 ดังนี้

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

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

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1999	L. Benchaita, S. Saadate and A. Salem nia	นำเสนอผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบโครงสร้างและคุณสมบัติของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสและชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ปรากฏว่าวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่า
2006	Abdelaziz Zouidi, Farhat Fnaiech, and Kamal AL-Haddad	นำเสนอโครงสร้างของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานกรณีเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันและแหล่งจ่ายกระแส สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสามสายและสามเฟสสี่สาย และได้นำเสนอผลการเปรียบเทียบโดยมีปัจจัยที่สำคัญ คือ ความไวต่อการตอบสนอง ความซับซ้อนต่อการควบคุม ความอ่อนตัวของวงจร กำลังงานสูญเสีย และราคา ปรากฏว่า วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน มีสมรรถนะที่ดีกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส
2007	Mikko Routimo, Mika Salo, and Heikki Tuusa	นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสและแหล่งจ่ายแรงดัน โดยทดสอบกับโหลด 2 กรณี คือ กรณีโหลดไม่เป็นเชิงเส้นเป็นวงจรเรียงกระแสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำและกรณีโหลดไม่เป็นเชิงเส้นเป็นวงจรเรียงกระแสต่อกับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเก็บประจุ ผลปรากฏว่า วงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแส โดยวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสมีข้อดี คือ ง่ายต่อการควบคุมกระแสแบบวงรอบเปิด มีข้อเสีย คือ เกิดการสูญเสียของวงจรเชื่อมโยงทางดีซีสูง เกิดข้อจำกัดเมื่อแรงดันเกิน ในส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันมีข้อดี คือ มีสมรรถนะที่ดี ณ จุดการทำงานที่กำหนด

จากตารางที่ 2.1 พบว่าวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานมีโครงสร้างการทำงาน 2 แบบ คือ วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน และชนิดแหล่งจ่ายกระแส โดยจากการศึกษางานวิจัยในอดีต พบว่าวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันมีประสิทธิภาพดีกว่าชนิดแหล่งจ่ายกระแส ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน จากอดีตจนถึงปัจจุบันมีอยู่ด้วยกันหลายวิธี ซึ่งในแต่ละวิธีมีข้อดี ข้อเสียแตกต่างกัน หัวข้อนี้จึงได้นำเสนอปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิก ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1984	Akagi, Kanazawa and Nabae	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกบนระบบสามเฟสสมดุลด้วยวิธีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (instantaneous reactive power theory) ซึ่งเรียกว่าวิธี PQ สำหรับการคำนวณกระแสอ้างอิงเพื่อชดเชยฮาร์มอนิกและกำลังรีแอกทีฟให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ
2001	EI-Habrouk and Darwish	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน (Sliding Window Fourier Analysis) ซึ่งเรียกว่าวิธี SWFA สำหรับการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่ปรับการคำนวณให้เร็วกว่าวิธี FFT ปกติ โดยทำการคำนวณเพียงองค์ประกอบมูลฐานของกระแส จากนั้นจึงนำไปหักลบกับค่ากระแสโหลดทั้งหมด เพื่อให้ได้ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ
วงจรกรองกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2004	Donghua Chen, and Shaojun Xie	นำเสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ กับวิธี SRF (Synchronous Reference Frame) โดยทำการเปรียบเทียบทั้งหมด 4 ประเด็น ประเด็นที่ 1 คือ ผลของความผิดเพี้ยนแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ประเด็นที่ 2 คือ ผลจากกรณีทดสอบกับโหลดไม่สมดุล ประเด็นที่ 3 คือ ความยากง่ายของกระบวนการคำนวณ และ ประเด็นที่ 4 คือ ผลจากการชดเชยกำลังรีแอกทีฟ
2007	S. Sujitjorn, K-L. Areerak and T.Kulworawanich pong	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคิว (DQ axis with Fourier) หรือวิธี DQF สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสี่สายแบบไม่สมดุล มีการจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกกับอีก 2 วิธี คือ วิธี SRF และวิธี SWFA ปรากฏว่า วิธี DQF มีสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกดีกว่าอีกสองวิธี และสามารถรักษาสภาพสมดุลภายหลังการชดเชยได้อย่างสมบูรณ์
2009	Abdelkhalek and Benachaiba	นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี SD (Synchronous Detection) โดยทำการทดสอบ 2 กรณี คือ กรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเป็นไซน์บริสุทธิ์ และกรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายไม่เป็นไซน์บริสุทธิ์ ปรากฏว่ากรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเป็นไซน์บริสุทธิ์ ในทั้งสองวิธีให้ผลการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดีทั้งคู่ แต่กรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายไม่เป็นไซน์บริสุทธิ์ วิธี PQ ให้ผลตรวจจับฮาร์มอนิกดีกว่าวิธี SD

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์โมนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ
วงจรกรองกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2012	Suksan Tiyarachakun	นำเสนอการตรวจจับฮาร์โมนิกด้วยวิธี PQF ซึ่งวิธีดังกล่าวได้ถูกพัฒนามาจากวิธี PQ ร่วมกับวิธี SWFA โดยจำลองสถานการณ์กำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ผลการกำจัดฮาร์โมนิกพบว่า ระบบมีสมรรถนะที่ดีในการกำจัดฮาร์โมนิก และช่วยปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยเช่นกัน

จากตารางที่ 2.2 พบว่าการตรวจจับฮาร์โมนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน มีหลายวิธีด้วยกัน ซึ่งการตรวจจับฮาร์โมนิกจะมีผลต่อสมรรถนะการชดเชยกระแสฮาร์โมนิกของระบบ การตรวจจับฮาร์โมนิกที่ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์สนใจนำมาใช้ในการจำลองสถานการณ์ คือ การตรวจจับฮาร์โมนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งร่วมกับฟูริเยร์ (PQF) วิธีการดังกล่าวมีความแม่นยำในการตรวจจับฮาร์โมนิกที่ดี และช่วยปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยเช่นกัน

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

วิธีการควบคุมกระแส จากงานวิจัยในอดีตจนถึงปัจจุบันมีอยู่ด้วยกันหลากหลายหลายวิธีการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมในหัวข้อนี้ได้นำเสนอผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบตัวควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ แสดงดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจร
กรองกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1994	Juan W. Dixon, Sebastian Tepper M., and Luis Moran T.	นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ทั้งหมด 3 วิธี ได้แก่ วิธีเดลตา วิธีฮิสเตอร์ซิส และวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม ทดสอบใน 3 กรณี คือ ควบคุมสัญญาณรูปไซน์ ควบคุมสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ควบคุมสัญญาณชดเชยฮาร์มอนิก พบว่า การควบคุมสัญญาณรูปไซน์ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม ให้ผลที่ดีกว่าอีกสองวิธี ในขณะที่การควบคุมสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม และควบคุมสัญญาณชดเชยฮาร์มอนิก วิธีฮิสเตอร์ซิสให้ผลที่ดีกว่า เนื่องจากมีความถี่สวิตช์ที่สูง
1999	V. M. Cardenas CENIDET, C.NuHez ITESRC, N. Vkquez I. T. de Celaya	งานวิจัยนี้นำเสนอวิธีการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบ โดยเปรียบเทียบการควบคุมกระแส 3 ชนิด คือ ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (Sliding Mode Control : SMC) ตัวควบคุมพีไอ (PI) และตัวควบคุม SMC-PI โดยผลการจำลองสถานการณ์พบว่า ตัวควบคุม SMC ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าตัวควบคุม SMC-PI และ PI ในเรื่อง %THD และความเร็วในการตอบสนอง
2001	Bor-Ren Lin , Zong-Liang Hung, Shuh-Chuan Tsay and Mu-Shan Liao	นำเสนอการใช้ตัวควบคุมพีไอในการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และใช้ตัวควบคุม SMC ในการควบคุมกระแส โดยผลการตอบสนองพบว่า ระบบที่ใช้ตัวควบคุม SMC มีผลการตอบสนองที่เร็วกว่าระบบที่ใช้ตัวควบคุมพีไอ โดยพิจารณาปริมาณที่อยู่บนแกนคิกว และใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ในการสร้างสัญญาณการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
2002	Nassar Mendalek, Kamal Al-Haddad, Farhat Fnaiech and Louis A. Dessaint	นำเสนอการใช้ตัวควบคุม SMC ในการควบคุมกระแสชดเชยและกำลังไฟฟ้รแอกทีฟ ด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยพิจารณาระบบการชดเชยอยู่บนแกนคิกว และใช้ฟังก์ชันเลียบูโนฟในการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบ

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการสั่นกระแสดชเชยสำหรับวงจร
กรองกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2006	S.Elangovan, K. Baskaran	นำเสนอการใช้ตัวควบคุม SMC ในการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงและควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยพิจารณาปริมาณบนแกนดีคิว และใช้เทคนิค space vector ในการสร้างสัญญาณพัลส์การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ผลของการวิจัยพบว่าวิธีนี้ช่วยในการกำจัดฮาร์มอนิกได้ดี ใช้ได้กับทั้งโหลดไม่เชิงเส้นที่ไม่สมดุล ช่วยในเรื่องเสถียรภาพ และความคงทน
2012	Dr. Vitthal S.Bandal, Priti N. Madurwar	นำเสนอการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุม SMC เปรียบเทียบกับตัวควบคุมพีไอด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยผลจากการเปรียบเทียบการทำงานของทั้งสองวิธีพบว่า การใช้ตัวควบคุม SMC ในการควบคุมให้ประสิทธิผลที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอในเรื่องเวลาที่ระบบใช้ในการเข้าสู่สภาวะคงตัว
2012	Juntao Fei, Tianhua Li, Shenglei Zhang	นำเสนอการใช้ตัวควบคุม SMC ในการควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยแบ่งการควบคุมออกเป็น 2 ส่วน คือ ใช้ตัวควบคุมพีไอ ในการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลัง และใช้ตัวควบคุม SMC ในการควบคุมกระแสชดเชย โดยเปรียบเทียบกับการใช้ตัวควบคุมฮิสเทอรีซิส ผลการจำลองสถานการณ์พบว่า ตัวควบคุม SMC ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่า และง่ายในการประมวลผลสัญญาณ

จากตารางที่ 2.3 พบว่าการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ มีความสำคัญอย่างยิ่งในการกำจัดฮาร์มอนิก จากงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชย ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์มีความสนใจศึกษาตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมโหมดการเลื่อน โดยที่ตัวควบคุมพีไอมีโครงสร้างการทำงานที่ไม่ซับซ้อน และนิยมนำมาใช้งาน สำหรับตัวควบคุมโหมด

การเลื่อน สามารถควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรงไปพร้อม ๆ กันได้ อีกทั้งมีการตอบสนองในการทำงานที่ดี

2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน แสดงดังตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1998	Bruyant, Machmoum, and Chevrel	นำเสนอแนวทางการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง 2 วิธี ได้แก่ ควบคุมด้วยตัวควบคุมพีไอ และควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบอาร์เอสที (R.S.T)
2000	Nassar Mendalek and Kamal Al-Haddad	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ ที่มีการใช้งานเชื่อมโยงกับระบบควบคุมกระแสบนแกนดีคิว
2001	Cho and Song	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยตัวควบคุมพีไอ และนำตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบไปใช้ร่วมกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ
2009	Tosaporn Narongrit	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมพีไอ และนำตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบไปใช้ร่วมกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ โดยจำลองสถานการณ์ทั้งระบบ ในกรณีมีและไม่มี การควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

จากตารางที่ 2.4 พบว่าวงจรรอกำลังแอกทีฟ มีความจำเป็นต้องมีการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรง โดยตัวควบคุมที่ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์สนใจ คือ ตัวควบคุมพีไอ ซึ่งจากงานวิจัยในอดีต

ตัวควบคุมดังกล่าวเป็นที่นิยม และมีการตอบสนองในการทำงานที่ดี อย่างไรก็ตามตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่นำเสนอในตารางที่ 2.3 มีความสามารถในการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงได้เช่นกัน

2.6 สรุป

จากการสำรวจประสิทธิภาพของงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทั้งระบบดังตารางที่ 2.1 ถึง 2.4 ผู้วิจัยได้ให้ความสำคัญกับการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบด้วยวงจรรองกำลังแอทไฟแบบขนานชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เนื่องจากวงจรดังกล่าวมีสมรรถนะในการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี มีความรวดเร็วในการตอบสนองต่อการทำงาน ในส่วนการตรวจจับฮาร์มอนิกเลือกใช้การตรวจจับด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งร่วมกับฟูริเยร์ (PQF) ที่มีความแม่นยำในการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดี และยังสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้ด้วย สำหรับการควบคุมกระแสชดเชย การควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ได้พิจารณาควบคุมอยู่บนแกนดีคิว เพราะการควบคุมปริมาณดังกล่าวบนแกนดีคิวให้ผลตอบสนองที่รวดเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงของรูปสัญญาณ ในส่วนระบบควบคุมกระแสชดเชยได้เลือกใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ในการสร้างสัญญาณพัลส์ไปควบคุมการทำงานของสวิตช์อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เนื่องจากเทคนิคดังกล่าวมีความถี่การสวิตช์คงที่เท่ากับค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม มีหลักการทำงานที่ไม่ซับซ้อน และให้การควบคุมที่ดี การควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรง ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ตัวควบคุม 2 ชนิด คือ ตัวควบคุมพีโอ และตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ซึ่งตัวควบคุมทั้งสองสามารถควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรงได้ดี โดยจะทำการประยุกต์การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีตามเชิงปรับตัว และเปรียบเทียบสมรรถนะจากผลการจำลองสถานการณ์ สำหรับการดำเนินงานทั้งหมด สามารถยืนยันผลโดยใช้การจำลองสถานการณ์ผ่านชุดบล็อก Simulink บนโปรแกรม MATLAB โดยมีดัชนีชี้วัดคือ ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกเฉลี่ยรวม ($\%THD_{av}$) ของกระแสที่แหล่งจ่าย ภายใต้กรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 และในการจำลองสถานการณ์ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป โดยใช้บอร์ด DSP รุ่น eZdspTMF28335 ทำงานร่วมกับโปรแกรม Simulink เพื่อให้การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังมีความสมจริงยิ่งขึ้น

บทที่ 3

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังขณะหนึ่งร่วมกับวิธีฟูริเยร์

3.1 บทนำ

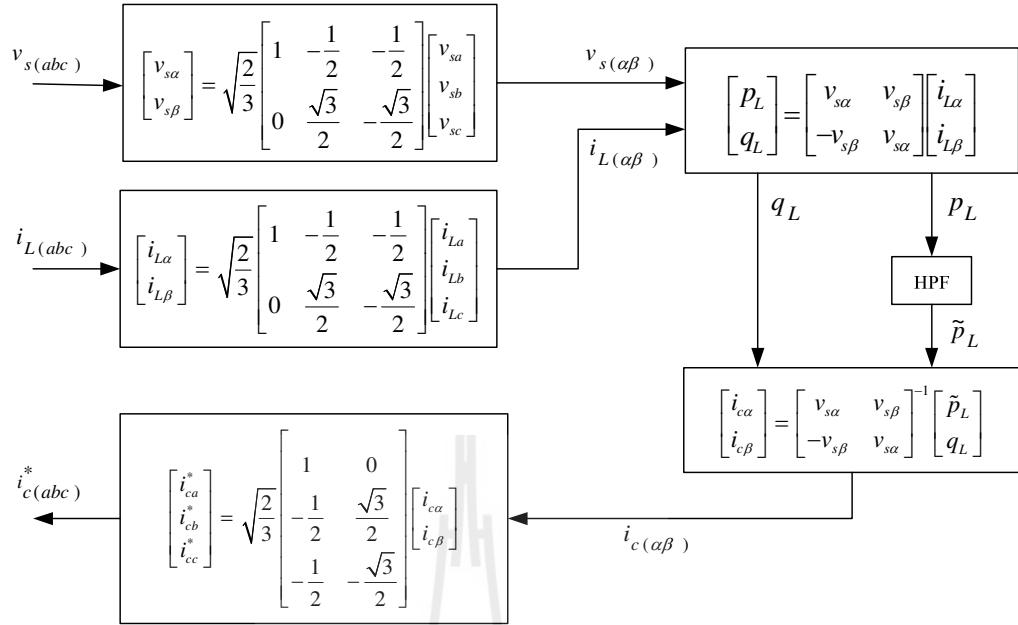
การตรวจจับฮาร์มอนิกมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อสมรรถนะในการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า ซึ่งการตรวจจับฮาร์มอนิกเป็นการแยกปริมาณฮาร์มอนิกออกจากปริมาณทั้งหมด ในปัจจุบันวิธีการตรวจจับดังกล่าวมีอยู่หลายวิธี ซึ่งในแต่ละวิธีมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกัน ในบทนี้ได้นำเสนอวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ใช้วิธีทฤษฎีกาลังขณะหนึ่งร่วมกับวิธีฟูริเยร์หรือวิธี PQF (สุขสันต์, 2555) ซึ่งเป็นวิธีที่ถูกพัฒนามาจากวิธีทฤษฎีกาลังขณะหนึ่งหรือวิธี PQ (Akagi, Kanazawa, and Nabae, 1984) กับวิธีการวิเคราะห์ฟูริเยร์วินโดว์เลื่อนหรือวิธี SWFA (EI-Habrouk, and Darwish, 2001) ด้วยเหตุนี้วิธี PQF จึงมีสมรรถนะในการตรวจจับดีกว่าวิธี PQ เนื้อหาในบทนี้ประกอบไปด้วย การนำเสนอโครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ในกรณีการตรวจจับทุกอันดับ และบางอันดับ รวมถึงมีการนำเสนอผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปราย

3.2 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังขณะหนึ่งร่วมกับวิธีฟูริเยร์แบบดั้งเดิม

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังขณะหนึ่ง (PQ) และการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังขณะหนึ่งร่วมกับวิธีฟูริเยร์ (PQF) โดยจะแสดงโครงสร้างของการตรวจจับพร้อมทั้งการคำนวณในแต่ละขั้นตอนดังต่อไปนี้

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังขณะหนึ่ง

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ มีแผนภาพขั้นตอนการคำนวณแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 จากรูปดังกล่าว ระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล มีอินพุตในการคำนวณ คือ แรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) และกระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) ในขณะที่เอาต์พุตของการคำนวณ คือ กระแสไฟฟ้าอ้างอิง ($i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$) สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยรายละเอียดการคำนวณในแต่ละขั้นตอนแสดงได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.1 โครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ

ขั้นตอนที่ 1 ดำเนินการแปลงปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายและกระแสไฟฟ้าที่โหลดสามเฟส ให้อยู่บนแกน $\alpha\beta$ ดังสมการที่ (3.1) และ (3.2) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่งทางด้านโหลด (p_L) และกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่งทางด้านโหลด (q_L) ที่อาศัยค่ากระแสและแรงดันที่อยู่บนแกน $\alpha\beta$ ดังสมการที่ (3.3)

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

ค่า p_L และ q_L จากสมการที่ (3.3) ประกอบไปด้วยปริมาณกระแสตรง ($\bar{p}_L, \bar{q}_L$) และปริมาณกระแสสลับ ($\tilde{p}_L, \tilde{q}_L$) ดังแสดงในสมการที่ (3.4) และ (3.5) ตามลำดับ

$$p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L \quad (3.4)$$

$$q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L \quad (3.5)$$

ขั้นตอนที่ 3 ดำเนินการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ($\tilde{p}_L$) ซึ่งเป็นปริมาณกระแสสลับ โดยใช้ตัวกรองผ่านสูง (High Pass Filter : HPF) ในขณะที่ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ (q_L) ไม่ต้องการแยกปริมาณกระแสสลับออกจากปริมาณกระแสตรง ทั้งนี้เพื่อเป็นการชดเชยค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟในระบบ เมื่อนำค่าดังกล่าวมาคำนวณค่ากระแสชดเชยบนแกน $\alpha\beta$ สามารถดูได้จากสมการที่ (3.6)

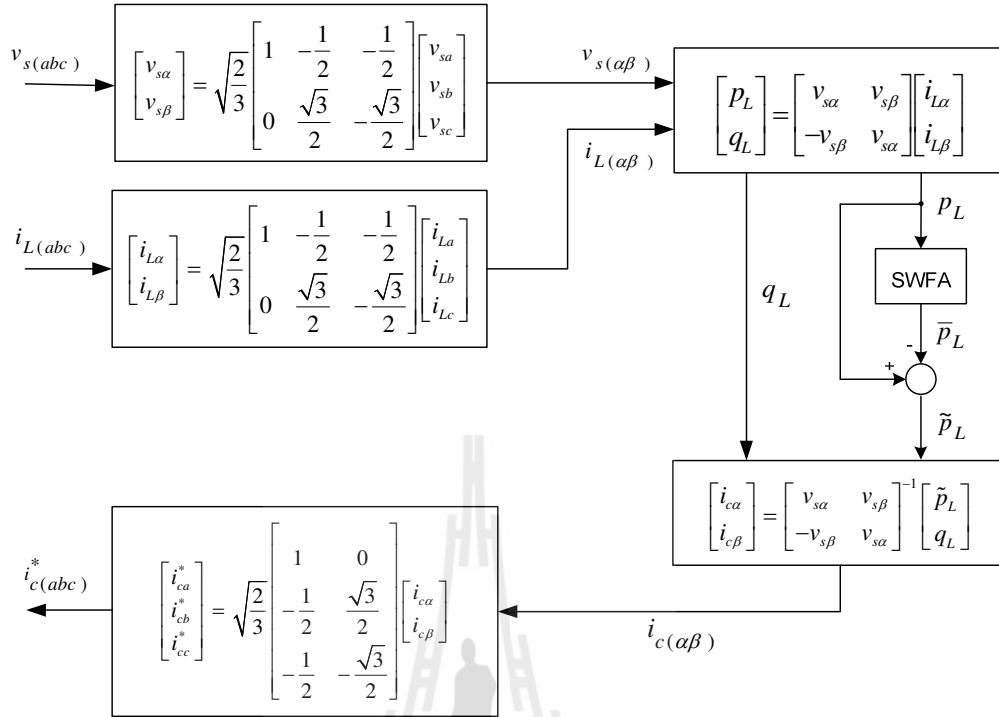
$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p}_L \\ q_L \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

ขั้นตอนที่ 4 แปลงสัญญาณกระแสอ้างอิงบนแกน $\alpha\beta$ กลับไปเป็นปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟส จะได้สัญญาณกระแสชดเชยอ้างอิงบนแกนสามเฟส ($i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$) ดังสมการที่ (3.7)

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งร่วมกับวิธีฟูริเยร์

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF (สุขสันต์, 2555) เป็นวิธีที่ถูกพัฒนาจากวิธี PQ โดยเป็นการนำข้อดีของวิธี PQ มาทำงานร่วมกับวิธี SWFA การคำนวณด้วยวิธี PQF จะมีหลักการคล้ายกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ แต่จะแตกต่างกันตรงที่วิธี PQF จะใช้วิธี SWFA แทนการใช้ตัวกรองผ่านสูง (HPF) ในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกออกจากปริมาณมูลฐาน โครงสร้างในการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF แสดงได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 โครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF

จากรูปที่ 3.2 โครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF มีขั้นตอนคล้ายคลึงกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ เมื่อเปรียบเทียบโครงสร้างของรูปที่ 3.1 กับรูปที่ 3.2 ในส่วนขั้นตอนการแปลงปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายและกระแสไฟฟ้าที่โหลดสามเฟส ให้อยู่บนแกน $\alpha\beta$ และการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟจากค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$ ของวิธี PQF จะเหมือนกับวิธี PQ ทุกประการ โดยขั้นตอนที่แตกต่างจากการตรวจจับด้วยวิธี PQ คือการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ซึ่งการตรวจจับด้วยวิธี PQF จะใช้วิธี SWFA แทนการใช้ HPF ในการคำนวณปริมาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟที่ความถี่มูลฐาน เพื่อนำไปหักลบกับปริมาณกำลังไฟฟ้าทั้งหมด เมื่อผ่านกระบวนการดังกล่าวค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟจะคงเหลือเฉพาะปริมาณกำลังไฟฟ้าที่มีฮาร์มอนิก ส่วนค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟไม่ต้องทำการแยกปริมาณฮาร์มอนิกเพื่อเป็นการชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟในระบบ หลังจากนั้นดำเนินการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกน $\alpha\beta$ เพื่อนำไปแปลงเป็นค่ากระแสอ้างอิงบนแกนสามเฟสสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

การพิจารณาเริ่มแรกในส่วนของ SWFA จะนำสมการอนุกรมฟูรีเยร์ของกำลังไฟฟ้า แยกทีฟมาใช้ในการวิเคราะห์ ดังสมการที่ (3.8) โดยสมการอนุกรมฟูรีเยร์ดังกล่าวจะมี 2 องค์ประกอบ คือ องค์ประกอบสัญญาณกระแสตรงและองค์ประกอบสัญญาณกระแสสลับ ซึ่ง กำลังไฟฟ้าแยกทีฟที่ปริมาณความถี่มูลฐานเปรียบเสมือนองค์ประกอบสัญญาณกระแสตรงคำนวณ ได้ดังสมการที่ (3.9) และกำลังไฟฟ้าแยกทีฟที่ความถี่อื่นเปรียบเสมือนองค์ประกอบสัญญาณ กระแสสลับ เนื่องจากวิธี PQF ได้ใช้เทคนิค SWFA ในการคำนวณหาค่า $\bar{p}_L$ ดังรูปที่ 3.2 ดังนั้น กระบวนการตรวจจับฮาร์โมนิกด้วยวิธี PQF ในกรณีนี้จึงคำนวณเฉพาะสัมประสิทธิ์ A_{0p} ที่เป็น องค์ประกอบสัญญาณกระแสตรงเท่านั้น สามารถคำนวณได้จากการแทนค่า $h = 0$ ในสมการที่ (3.10) จะได้ดังสมการที่ (3.11) การคำนวณเริ่มแรกจะรับข้อมูลกำลังไฟฟ้าแยกทีฟมาหนึ่งคาบใน รูปแบบแวลต์ดับ ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งมีจำนวน N ข้อมูล มาคำนวณค่า A_{0p} ตามสมการที่ (3.11) หลังจากนั้น ในรอบการทำงานถัดไปจะเพิ่มข้อมูลใหม่ คือ $p_L(N_0 + N)$ และลบข้อมูลเก่า คือ $p_L(N_0 - 1)$ ออกจากค่า $A_{0p}^{(old)}$ เพื่อคำนวณค่า $A_{0p}^{(new)}$ ดังสมการที่ (3.12) โดยช่วงเวลาการรับข้อมูล ในแต่ละรอบจะเท่ากับ T_s วินาที ค่า $A_{0p}^{(new)}$ จะนำไปคำนวณค่า $\bar{p}_L$ ดังสมการที่ (3.9) หลังจากนั้น นำค่า $\bar{p}_L$ ลบออกจากค่า p_L จะได้ค่า $\tilde{p}_L$ ดังสมการที่ (3.13) ซึ่งเป็นค่ากำลังไฟฟ้าแยกทีฟในส่วน ที่มีปริมาณกระแสฮาร์โมนิก

$$p_L(kT_s) = \frac{A_{0p}}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [A_{hp} \cos(h\omega kT_s) + B_{hp} \sin(h\omega kT_s)] \quad (3.8)$$

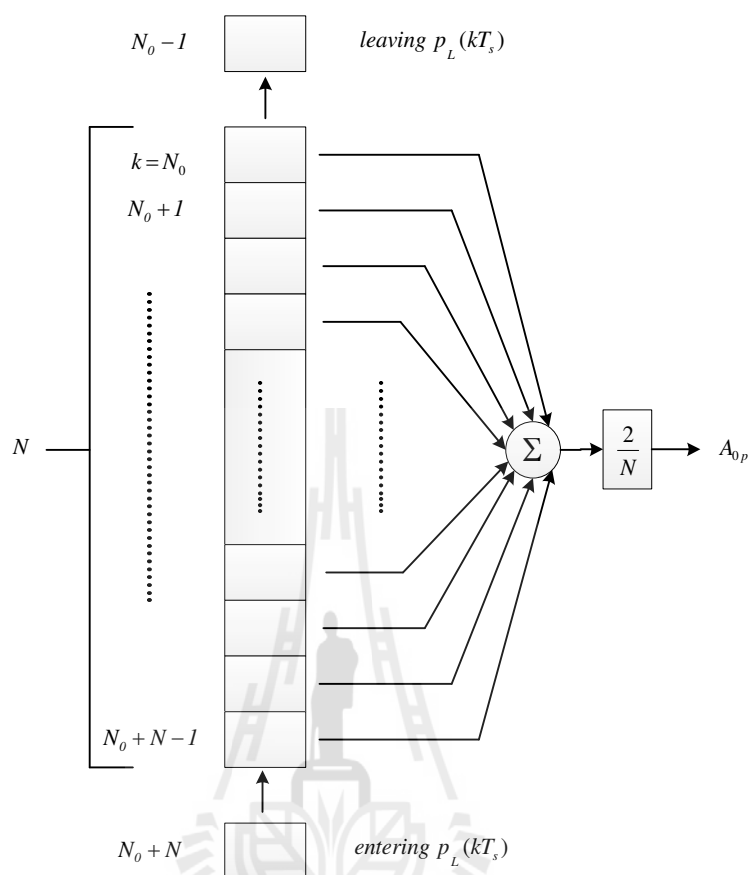
$$\bar{p}_L(kT_s) = \frac{A_{0p}}{2} \quad (3.9)$$

$$A_{hp} = \frac{2}{N} \sum_{k=N_0}^{N_0+N-1} p_L(kT_s) \cos(h\omega kT_s) \quad (3.10)$$

$$A_{0p} = \frac{2}{N} \sum_{k=N_0}^{N_0+N-1} p_L(kT_s) \quad (3.11)$$

$$[A_{0p}^{(new)}] = [A_{0p}^{(old)}] - \frac{2}{N} [p_L[(N_0 - 1)T_s]] + \frac{2}{N} [p_L[(N_0 + N)T_s]] \quad (3.12)$$

$$\tilde{p}_L = p_L - \bar{p}_L \quad (3.13)$$

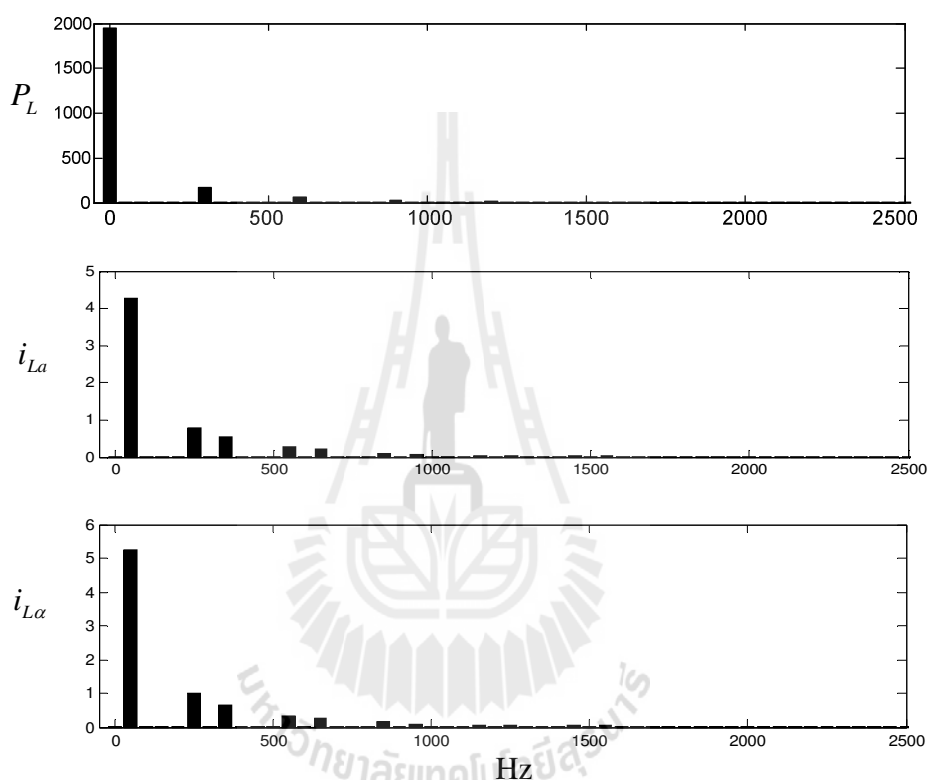


รูปที่ 3.3 แผนภาพการคำนวณค่า A_{0p}

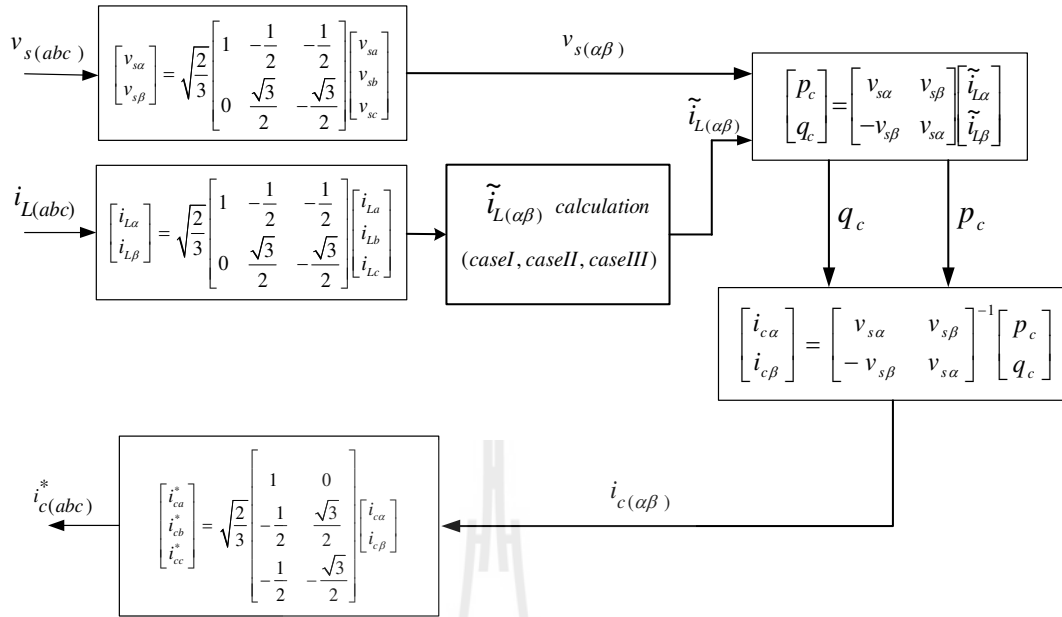
3.3 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งร่วมกับวิธีฟูริเยร์ที่พัฒนาขึ้น

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ที่สามารถเลือกตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับได้ เนื่องจากความถี่การเกิดฮาร์มอนิกที่ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟกับที่ค่ากระแสมีความถี่การเกิดที่ไม่ตรงกัน แสดงกราฟสเปกตรัมได้ดังรูปที่ 3.4 จากรูปพบว่าความถี่การเกิดฮาร์มอนิกของค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟอยู่ที่ความถี่ 300 Hz, 600 Hz,... ตามลำดับ ซึ่งไม่สอดคล้องกับความถี่การเกิดฮาร์มอนิกของกระแสที่โหลด ทำให้ไม่สามารถเลือกตรวจจับแบบบางอันดับได้ ต่อมาทำการพิจารณาความถี่การเกิดฮาร์มอนิกของกระแสบนแกน α พบว่ามีความถี่การเกิดฮาร์มอนิกที่ตรงกับฮาร์มอนิกของกระแสที่โหลด จึงนำไปสู่การพัฒนาการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วย

วิธี PQF ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอโครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น 3 กรณีด้วยกัน โดยกรณีที่ 1 เป็นการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ กรณีที่ 2 เป็นการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ และกรณีที่ 3 เป็นการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ ยกเว้นอันดับที่ n โดยโครงสร้างในการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.4 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ กระแสที่โหลด และกระแสบนแกน α

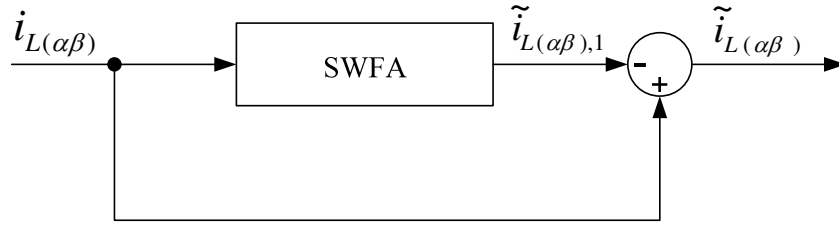


รูปที่ 3.5 โครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น

จากโครงสร้างตามรูปที่ 3.5 การตรวจจับฮาร์มอนิกที่พัฒนาขึ้น มีความแตกต่างจากการตรวจจับด้วยวิธี PQF แบบดั้งเดิม ในส่วนของการพิจารณาการแยกปริมาณฮาร์มอนิก โดยวิธี PQF แบบดั้งเดิมตามที่อธิบายในหัวข้อที่ 3.2 จะทำการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟ แต่วิธี PQF ที่พัฒนาขึ้นจะทำการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ค่ากระแสบนแกน $\alpha\beta$ ซึ่งจะทำให้วิธีการตรวจจับที่พัฒนาขึ้นนี้สามารถทำการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับได้ จากรูปที่ 3.5 เงื่อนไขการตรวจจับฮาร์มอนิกในแต่ละกรณีจะอยู่ที่บล็อก $\tilde{i}_{L(\alpha\beta)}$ calculation ซึ่งจะมีรายละเอียดในแต่ละกรณีดังต่อไปนี้

กรณีที่ 1 การตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ

การคำนวณค่า $\tilde{i}_{L(\alpha\beta)}$ สำหรับกรณีนี้เป็นการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ สามารถดูได้จากรูปที่ 3.6 จากรูปดังกล่าว เป็นการคำนวณค่า $\tilde{i}_{L(\alpha\beta)}$ โดยการใช้วิธี SWFA ในการคำนวณปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐาน ($\tilde{i}_{L(\alpha\beta),1}$) เพื่อนำไปหักลบออกจากปริมาณกระแสทั้งหมด ($i_{L(\alpha\beta)}$) จะทำให้กระแสที่ได้เหลือเพียงปริมาณกระแสฮาร์มอนิก ($\tilde{i}_{L(\alpha\beta)}$) หลังจากกระบวนการดังกล่าว ค่ากระแสที่ได้จะถูกนำไปคำนวณเป็นกระแสอ้างอิงบนแกนสามเฟสให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ตามขั้นตอนการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ดังรูปที่ 3.5 ตามที่อธิบายข้างต้น



รูปที่ 3.6 การคำนวณกระแสบนแกน $\alpha\beta$ ด้วยวิธี SWFA สำหรับการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ

การใช้วิธี SWFA ในการแยกปริมาณกระแส $\tilde{i}_{L(\alpha\beta),1}$ เริ่มต้นด้วยการวิเคราะห์สัญญาณ $i_{L(\alpha\beta)}$ ในรูปของอนุกรมฟูริเยร์ดังสมการที่ (3.14) สมการดังกล่าวจะประกอบไปด้วยเทอมของสัญญาณกระแสตรงและเทอมของสัญญาณกระแสสลับ จากรูปที่ 3.6 ใช้วิธี SWFA ในการคำนวณเฉพาะเทอม $\tilde{i}_{L(\alpha\beta),1}$ ดังนั้นจึงไม่พิจารณาเทอมของสัญญาณกระแสตรง และทำการแทน $h = 1$ ลงในสมการที่ (3.14) แสดงได้ดังสมการที่ (3.15) จากสมการดังกล่าวทำการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ $A_{1,(\alpha\beta)}$ และ $B_{1,(\alpha\beta)}$ ที่เป็นองค์ประกอบของเทอมสัญญาณกระแสสลับที่มีความถี่มูลฐาน ซึ่งข้อมูลในการคำนวณได้มาจากการรับค่าข้อมูล $i_{L(\alpha\beta)}$ ในหนึ่งคาบการทำงาน จำนวน N ข้อมูล เพื่อคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ $A_{1,(\alpha\beta)}$ และ $B_{1,(\alpha\beta)}$ ดังสมการที่ (3.16) และ (3.17) ตามลำดับ หลังจากที่ได้จุดข้อมูลจำนวน N ข้อมูลครบในหนึ่งคาบ ข้อมูลที่ได้จะนำมาคำนวณค่า $\tilde{i}_{L(\alpha\beta),1}$ เพื่อนำไปหักลบกับค่า $i_{L(\alpha\beta)}$ จะได้เป็นกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบบนแกน $\alpha\beta$ ($\tilde{i}_{L(\alpha\beta)}$) ตามแผนภาพในรูปที่ 3.6 โดยค่าที่ได้จะเป็นการคำนวณในช่วงแรกที่เป็นช่วงเก็บข้อมูลเริ่มต้นของวิธี SWFA หลังจากนั้นจะดำเนินการคำนวณตามขั้นตอนดังรูปที่ 3.7 และ 3.8 ที่มีลักษณะการเก็บข้อมูลแบบแถวลำดับ โดยการคำนวณจะรับข้อมูลของกระแส $i_{L(\alpha\beta)}$ ค่าใหม่ ในลำดับ $N_0 + N$ มาบวกเพิ่มตามสมการที่ (3.18) และ (3.19) หลังจากนั้นจะดำเนินการลบข้อมูลกระแส $i_{L(\alpha\beta)}$ ค่าเก่า ในลำดับที่ $N_0 - 1$ ซึ่งกระบวนการดังกล่าวจะเป็นการอัปเดตข้อมูลเพื่อคำนวณค่า $A_{1,(\alpha\beta)}$ และ $B_{1,(\alpha\beta)}$ ค่าใหม่ $(A_{1,(\alpha\beta)}^{(new)}, B_{1,(\alpha\beta)}^{(new)})$ ตลอดเวลา โดยที่ $A_{1,(\alpha\beta)}^{(old)}$ และ $B_{1,(\alpha\beta)}^{(old)}$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการคำนวณในรอบก่อนหน้านี้ โดยค่าสัมประสิทธิ์ $A_{1,(\alpha\beta)}^{(new)}$ และ $B_{1,(\alpha\beta)}^{(new)}$ จะถูกนำไปคำนวณค่า $\tilde{i}_{L(\alpha\beta),1}$ ตามสมการที่ (3.15) และนำไปหักลบกับค่า $i_{L(\alpha\beta)}$ ดังรูปที่ 3.5 ซึ่งจะได้ออกค่า $\tilde{i}_{L(\alpha\beta)}$ ที่ใช้ในการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงสามเฟสสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟต่อไป ส่วนกรณีการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

$$i_{L(\alpha\beta)}(kT_s) = \underbrace{A_{0,(\alpha\beta)}}_{DC} + \underbrace{\sum_{h=1}^{\infty} [A_{h,(\alpha\beta)} \cos(h\omega kT_s) + B_{h,(\alpha\beta)} \sin(h\omega kT_s)]}_{AC} \quad (3.14)$$

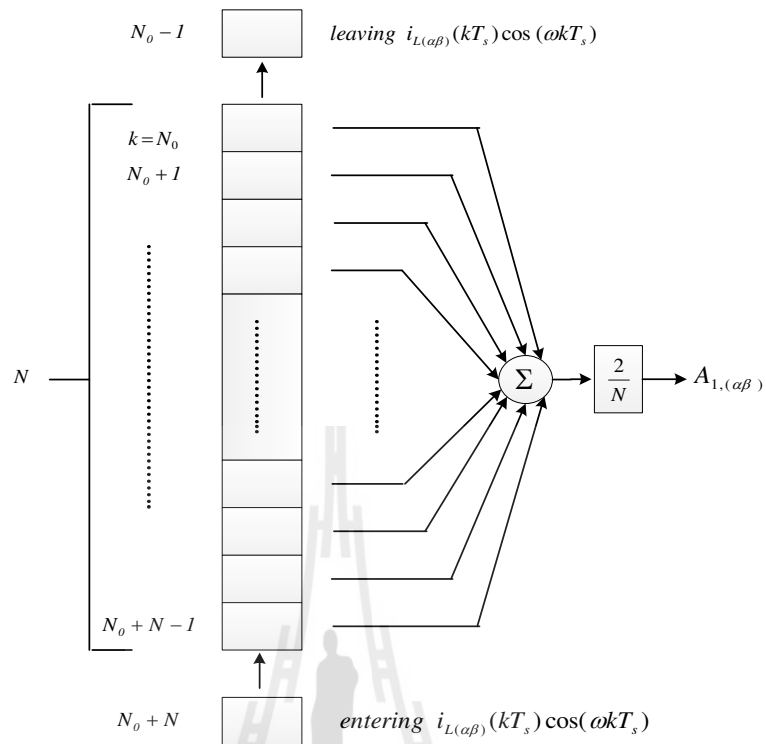
$$\tilde{i}_{L(\alpha\beta),1}(kT_s) = \begin{bmatrix} i_{L\alpha,1}(kT_s) \\ i_{L\beta,1}(kT_s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{1,\alpha} \cos(\omega kT_s) + B_{1,\alpha} \sin(\omega kT_s) \\ A_{1,\beta} \cos(\omega kT_s) + B_{1,\beta} \sin(\omega kT_s) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$A_{1,(\alpha\beta)} = \frac{2}{N} \sum_{k=N_0}^{N_0+N-1} i_{L(\alpha\beta)}(kT_s) \cos(\omega kT_s) \quad (3.16)$$

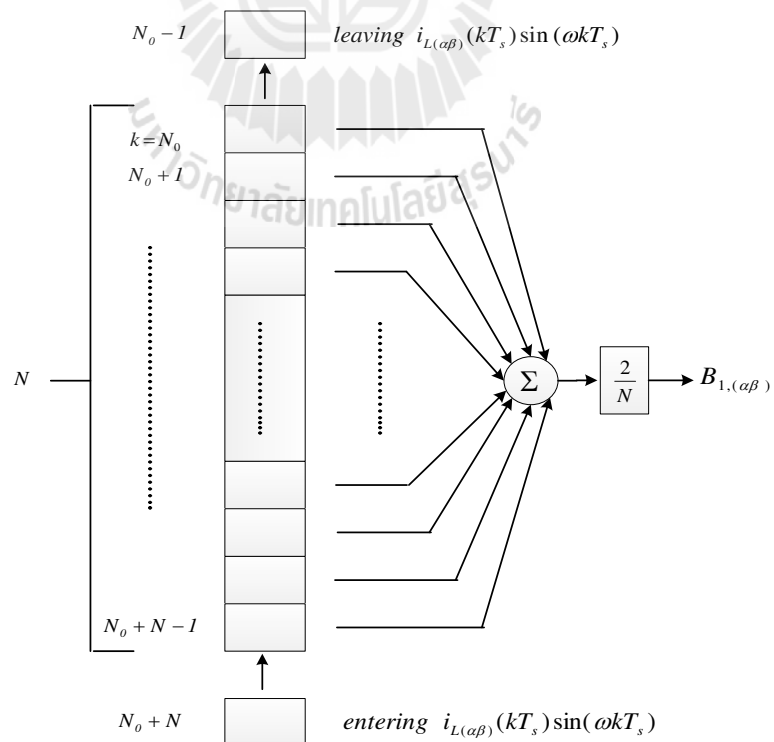
$$B_{1,(\alpha\beta)} = \frac{2}{N} \sum_{k=N_0}^{N_0+N-1} i_{L(\alpha\beta)}(kT_s) \sin(\omega kT_s) \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A_{1,\alpha}^{(new)} \\ A_{1,\beta}^{(new)} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{1,\alpha}^{(old)} \\ A_{1,\beta}^{(old)} \end{bmatrix} - \frac{2}{N} \begin{bmatrix} i_{L\alpha}[(N_0-1)T_s] \cos[(N_0-1)\omega T_s] \\ i_{L\beta}[(N_0-1)T_s] \cos[(N_0-1)\omega T_s] \end{bmatrix} \\ &\quad + \frac{2}{N} \begin{bmatrix} i_{L\alpha}[(N_0+N)T_s] \cos[(N_0+1)\omega T_s] \\ i_{L\beta}[(N_0+N)T_s] \cos[(N_0+1)\omega T_s] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} B_{1,\alpha}^{(new)} \\ B_{1,\beta}^{(new)} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} B_{1,\alpha}^{(old)} \\ B_{1,\beta}^{(old)} \end{bmatrix} - \frac{2}{N} \begin{bmatrix} i_{L\alpha}[(N_0-1)T_s] \sin[(N_0-1)\omega T_s] \\ i_{L\beta}[(N_0-1)T_s] \sin[(N_0-1)\omega T_s] \end{bmatrix} \\ &\quad + \frac{2}{N} \begin{bmatrix} i_{L\alpha}[(N_0+N)T_s] \sin[(N_0+1)\omega T_s] \\ i_{L\beta}[(N_0+N)T_s] \sin[(N_0+1)\omega T_s] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.19)$$



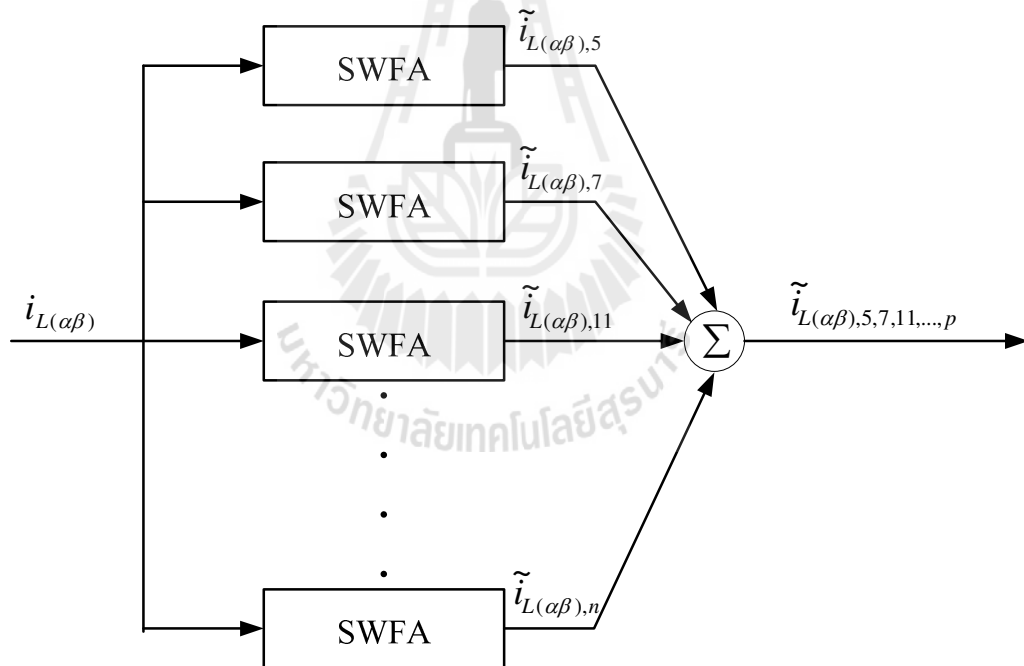
รูปที่ 3.7 แผนภาพการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ $A_{1,(\alpha\beta)}$



รูปที่ 3.8 แผนภาพการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ $B_{1,(\alpha\beta)}$

กรณีที่ 2 การตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ

การคำนวณค่า $\tilde{i}_{L(\alpha\beta)}$ สำหรับกรณีที่ต้องการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ สามารถดูได้จากรูปที่ 3.9 รูปดังกล่าว เป็นการพิจารณาเลือกอันดับฮาร์มอนิกของกระแสที่ต้องการตรวจจับอันดับที่ n ($\tilde{i}_{L(\alpha\beta),n}$) จากโครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับข้างต้น มีความคล้ายคลึงกับการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ แต่แตกต่างกันที่การตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ จะนำปริมาณกระแสฮาร์มอนิกบนแกน $\alpha\beta$ ที่ต้องการตรวจจับที่ผ่านการคำนวณด้วยวิธี SWFA ในแต่ละอันดับมารวมกัน โดยไม่ต้องมีการนำไปหักลบกับปริมาณกระแสทั้งหมด ซึ่งการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับนี้ สามารถตรวจจับฮาร์มอนิกได้ตั้งแต่หนึ่งอันดับจนถึง p อันดับ โดยจะนำปริมาณกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดที่ต้องการมารวมเข้าด้วยกัน แสดงดังรูปที่ 3.9 ปริมาณกระแสที่ได้จะถูกนำไปคำนวณเป็นสัญญาณกระแสอ้างอิงสามเฟสสำหรับวงจรกรองกำลังแยกที่ต่อไป



รูปที่ 3.9 การคำนวณกระแสบนแกน $\alpha\beta$ ด้วยวิธี SWFA สำหรับการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ

เพื่อให้่ายต่อการทำความเข้าใจจะยกตัวอย่างการวิเคราะห์การตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 โดยจะเริ่มต้นด้วยการวิเคราะห์สัญญาณ $i_{L(\alpha\beta)}$ ให้อยู่ในรูปอนุกรมฟูริเยร์ ดังสมการที่ (3-20) จากสมการดังกล่าวปรากฏเทอมของสัญญาณกระแสตรงและสัญญาณกระแสสลับ เมื่อต้องการกระแสที่มีองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 ($\tilde{i}_{L(\alpha\beta),5}$) จึงอาศัยหลักการของวิธี SWFA ในการแยกปริมาณกระแสฮาร์มอนิกดังกล่าว ซึ่งเป็นการคำนวณเฉพาะเทอมของสัญญาณกระแสสลับที่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 โดยแทนค่า $h = 5$ ลงในสมการที่ (3.20) จะแสดงได้ดังสมการที่ (3.21) โดยไม่พิจารณาเทอมของสัญญาณกระแสตรง ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ $A_{5,(\alpha\beta)}$ และ $B_{5,(\alpha\beta)}$ คำนวณได้จากสมการที่ (3.22) และ (3.23) ตามลำดับ ซึ่งการอัปเดตค่าดังกล่าวจะใช้ตามหลักการ SWFA ที่อธิบายก่อนหน้านี้ จากนั้นขั้นตอนการทำงานจะเหมือนกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ที่อธิบายข้างต้นทุกประการ ส่วนกรณีการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n จะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

$$i_{L(\alpha\beta)}(kT_s) = \underbrace{A_{0,(\alpha\beta)}}_{DC} + \underbrace{\sum_{h=1}^{\infty} [A_{h,(\alpha\beta)} \cos(h\omega kT_s) + B_{h,(\alpha\beta)} \sin(h\omega kT_s)]}_{AC} \quad (3.20)$$

$$\tilde{i}_{L(\alpha\beta),5}(kT_s) = \begin{bmatrix} i_{L\alpha,5}(kT_s) \\ i_{L\beta,5}(kT_s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{5,\alpha} \cos(5\omega kT_s) + B_{5,\alpha} \sin(5\omega kT_s) \\ A_{5,\beta} \cos(5\omega kT_s) + B_{5,\beta} \sin(5\omega kT_s) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

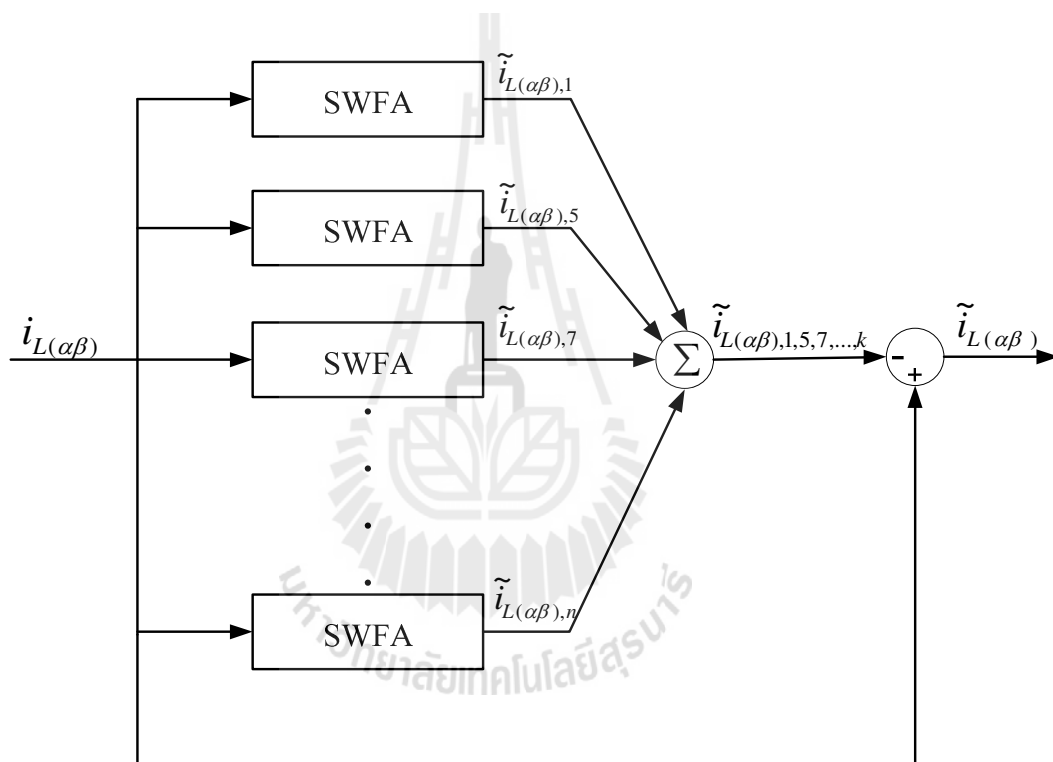
$$A_{5,(\alpha\beta)} = \frac{2}{N} \sum_{k=N_0}^{N_0+N-1} i_{L(\alpha\beta)}(kT_s) \cos(5\omega kT_s) \quad (3.22)$$

$$B_{5,(\alpha\beta)} = \frac{2}{N} \sum_{k=N_0}^{N_0+N-1} i_{L(\alpha\beta)}(kT_s) \sin(5\omega kT_s) \quad (3.23)$$

กรณีที่ 3 การตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n

การคำนวณค่า $\tilde{i}_{L(\alpha\beta)}$ สำหรับกรณีที่ต้องการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n สามารถดูได้จากรูปที่ 3.10 จากรูปดังกล่าว โครงสร้างของการตรวจจับเป็นการผสมผสานการทำงานของตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับรวมกับการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ ซึ่งจะมีการปรับปรุงโครงสร้างให้สามารถทำการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n ได้ โดยใช้วิธี SWFA ในการคำนวณปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐาน (กรณีการ

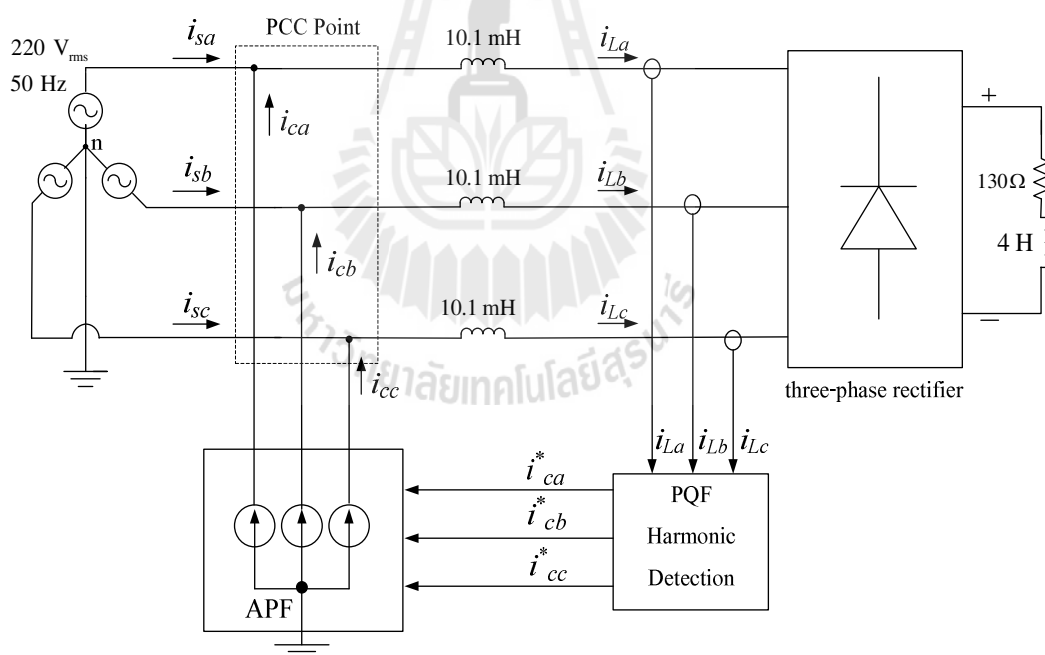
ตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ) ร่วมกับการคำนวณปริมาณกระแสฮาร์มอนิกของอันดับที่ต้องการยกเว้น (กรณีการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ) มารวมเข้าด้วยกัน จากนั้นจึงนำไปหักลบออกจากปริมาณกระแสทั้งหมด ซึ่งการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n นี้สามารถยกเว้นการตรวจจับฮาร์มอนิกได้ตั้งแต่หนึ่งอันดับจนถึง k อันดับ โดยมีเงื่อนไขในการพิจารณา คือ ต้องมีปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่ความถี่มูลฐานรวมอยู่ด้วยทุกครั้ง หลังจากการคำนวณตามรูปที่ 3.10 จะได้ค่า $\tilde{i}_{L(\alpha\beta)}$ เพื่อใช้ในการคำนวณกระแสอ้างอิงบนแกนสามเฟสสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟตามขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ตามรูปที่ 3.5 ต่อไป



รูปที่ 3.10 การคำนวณกระแสบนแกน $\alpha\beta$ ด้วยวิธี SWFA สำหรับการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n

3.4 การจำลองสถานการณ์สำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ มีโครงสร้างของระบบแสดงดังรูปที่ 3.11 ระบบดังกล่าวเป็นการทดสอบสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF โดยใช้ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ใช้เป็นชนิดแหล่งจ่ายกระแสแบบอุดมคติ เพื่อที่จะกำจัดฮาร์มอนิกได้อย่างสมบูรณ์ ตามกระแสอ้างอิงที่คำนวณได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิก การทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกที่นำเสนอในหัวข้อนี้มีทั้งหมด 4 กรณีด้วยกัน คือ กรณีที่ 1 การกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับด้วยวิธี PQF แบบดั้งเดิม กรณีที่ 2 การกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับด้วยวิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น กรณีที่ 3 การกำจัดฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ และกรณีที่ 4 การกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อทดสอบการทำงานของกราดจับฮาร์มอนิกที่พัฒนาขึ้นสำหรับการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส



รูปที่ 3.11 โครงสร้างการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ
ชนิดแหล่งจ่ายกระแสแบบอุดมคติ

จากรูปที่ 3.11 พิจารณาริเวณจุดต่อร่วม (PCC Point) ซึ่งเป็นจุดที่ใช้ในการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ จากกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่จุดต่อร่วม แสดงได้ดังสมการที่ (3.24) ดังนั้นระบบที่ยังไม่มีการชดเชยกระแสฮาร์มอนิก ($i_{ck} = 0$) จะส่งผลให้ค่ากระแสที่แหล่งจ่ายเท่ากับค่ากระแสที่โหลด ($i_{sk} = i_{Lk}$)

$$i_{sk} + i_{ck} = i_{Lk} \quad (3.24)$$

โดยที่ i_{sk} คือ กระแสที่แหล่งจ่ายในแต่ละเฟส หรือ กระแสหลังการชดเชย

i_{ck} คือ กระแสชดเชยฮาร์มอนิกในแต่ละเฟส

i_{Lk} คือ กระแสที่โหลดในแต่ละเฟส หรือ กระแสก่อนการชดเชย

การทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบ สิ่งที่ต้องบอกถึงประสิทธิผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า ทำได้โดยพิจารณากราฟของกระแสหลังการชดเชยว่ารูปสัญญาณมีความคล้ายคลึงกับรูปสัญญาณไซน์หรือไม่ แต่อย่างไรก็ตามนอกเหนือจากการวิเคราะห์รูปสัญญาณดังกล่าวการวิเคราะห์สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกต้องอาศัยค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกมาร่วมพิจารณาด้วย ซึ่งค่าดังกล่าวจะเป็นตัวบ่งชี้ถึงปริมาณฮาร์มอนิกในระบบ โดยสมการการคำนวณค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย แสดงดังสมการที่ (3.25)

$$\%THD_{i,av} = \sqrt{\frac{\sum_{k=a,b,c} \%THD_{i,k}^2}{3}} \quad (3.25)$$

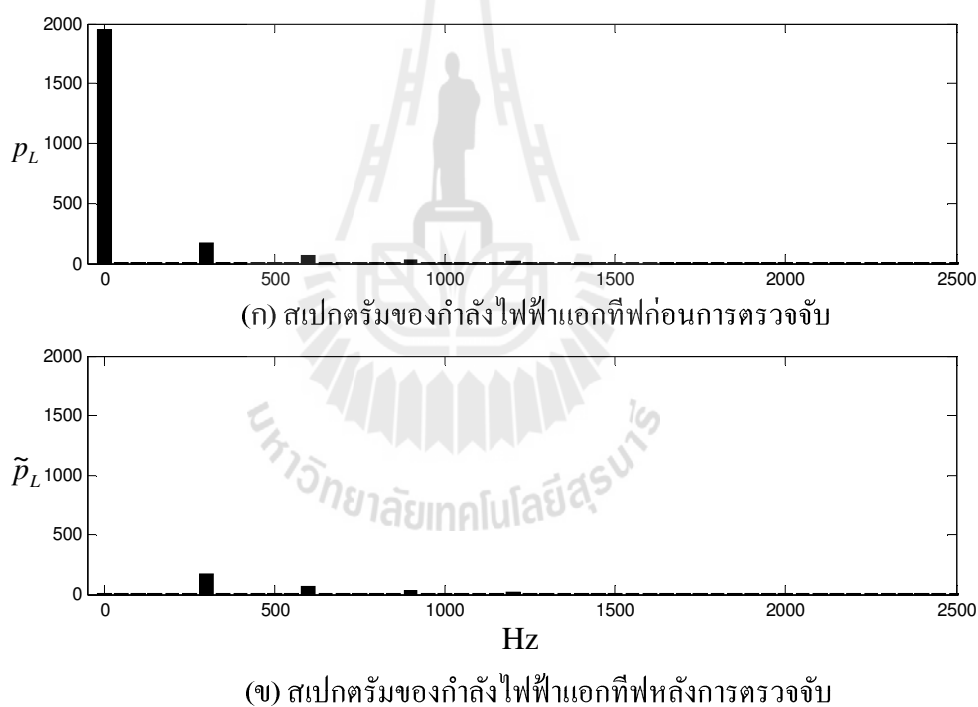
โดยที่ $\%THD_{i,av}$ คือ ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย

$\%THD_{i,k}$ คือ ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกแต่ละเฟส

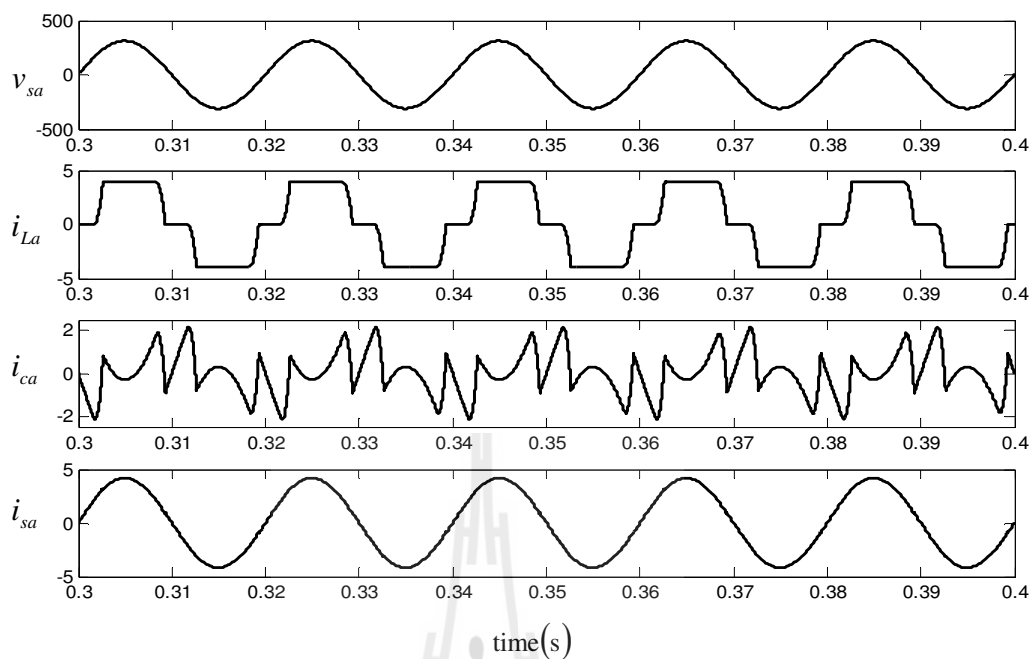
กรณีที่ 1 การกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับด้วยการตรวจจับวิธี PQF แบบดั้งเดิม

การจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 1 การกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ จะพิจารณาการจำลองสถานการณ์จากระบบ ดังรูปที่ 3.11 กรณีนี้ในส่วนของการตรวจจับฮาร์มอนิก จะใช้วิธี PQF แบบดั้งเดิม ซึ่งเป็นการใช้วิธี SWFA ในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 3.12 ถึง รูปที่ 3.14 โดยรูปที่ 3.12 (ก) แสดงกราฟสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟที่เกิดขึ้นในระบบ พบว่าปริมาณสเปกตรัมของค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟปรากฏอยู่ที่อันดับ 0,6,12,18,... ตามลำดับ (การวิเคราะห์แสดงในภาคผนวก ก.) รูปที่ 3.12 (ข) กราฟสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟหลังการตรวจจับ พบว่าปรากฏปริมาณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟอันดับที่

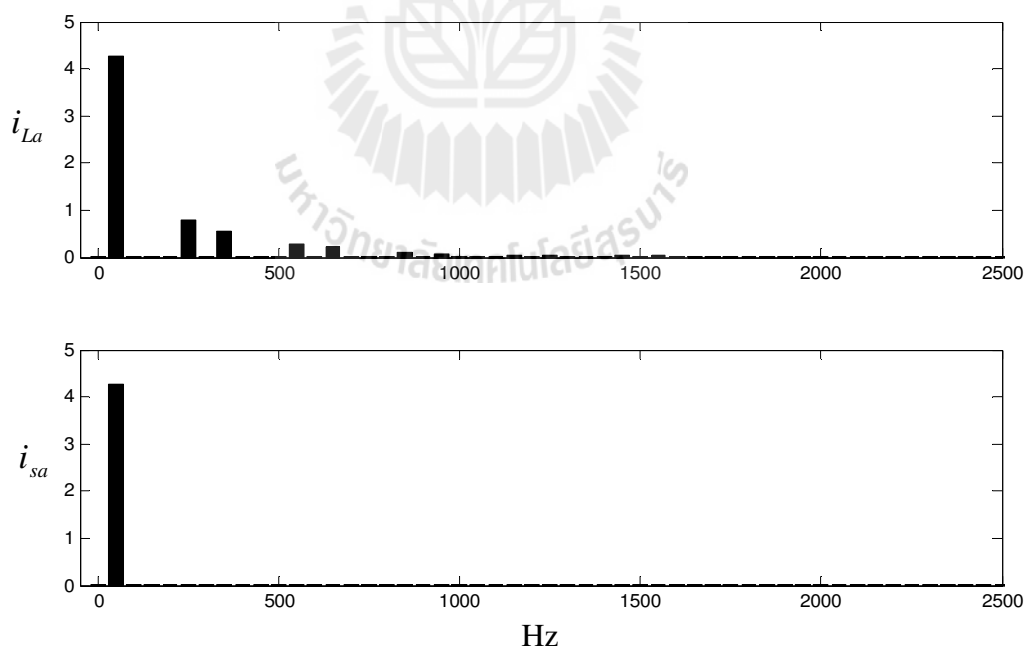
6,12,18,... ตามลำดับ โดยที่ไม่ปรากฏสเปกตรัมของค่ากำลังไฟฟ้าอันดับที่สูงขึ้น ที่เปรียบเสมือนองค์ประกอบของสัญญาณกระแสดร่ง หลังจากนั้นค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟดังกล่าวจะถูกนำไปแปลงให้เป็นกระแสดร่งบนแกนสามเฟสสำหรับวงจรร่งกำลังแอกทีฟต่อไป รูปที่ 3.13 แสดงรูปสัญญาณกระแสดร่งก่อนการชดเชย (i_{La}) มีความบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปไซน์ เนื่องจากเกิดฮาร์โมนิกในระบบ ภายหลังการชดเชยกระแสดร่งฮาร์โมนิก (i_{ca}) พบว่ารูปสัญญาณกระแสดร่งหลังการชดเชย (i_{sa}) มีความเป็นรูปไซน์มากขึ้น เมื่อทำการพิจารณารูปที่ 3.14 กราฟสเปกตรัมของกระแสดร่งหลังการชดเชยพบว่าปริมาณของกระแสดร่งฮาร์โมนิกในระบบได้ถูกกำจัดออกไป คงเหลือเฉพาะปริมาณกระแสดร่งที่ค่าความถี่มูลฐานเท่านั้น สอดคล้องกับรูปสัญญาณ i_{sa} ที่มีความเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น โดยสามารถพิจารณาค่า $\%THD_{i_{av}}$ แสดงได้ดังตารางที่ 3.1



รูปที่ 3.12 กราฟสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ



รูปที่ 3.13 ผลการจำลองสถานการณ์เฟส a กรณีกำจัดฮาร์โมนิกแบบทุกอันดับ (วิธี PQF ดังเดิม)



รูปที่ 3.14 กราฟสเปกตรัมของกระแสเฟส a กรณีกำจัดฮาร์โมนิกแบบทุกอันดับ (วิธี PQF ดังเดิม)

ตารางที่ 3.1 ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีการกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับด้วยการตรวจจับวิธี PQF แบบดั้งเดิม

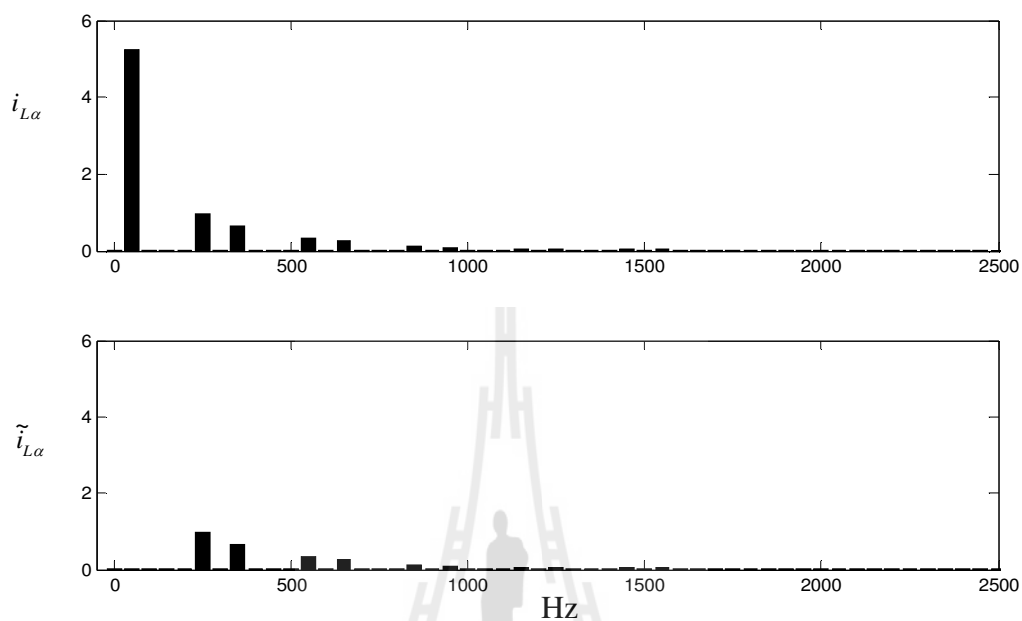
เฟส	ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย	
	$\%THD_{i,av}$ ก่อนการชดเชย	$\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย
a	24.42	0.61
b	24.42	0.61
c	24.42	0.61
เฉลี่ย	24.42	0.61

จากตารางที่ 3.1 สังเกตได้ว่าก่อนการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกค่า $\%THD_{i,av}$ อยู่ที่ 24.42% ภายหลังจากการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกเข้าสู่ระบบ ทำให้ค่า $\%THD_{i,av}$ อยู่ที่ 0.61 % เมื่อทำการพิจารณาเปรียบเทียบพบว่าค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยมีค่าลดลงอย่างเห็นได้ชัด สอดคล้องกับรูปสัญญาณของกระแสหลังการชดเชยที่มีความเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น บ่งบอกถึงสมรรถนะที่ดีของการตรวจจับด้วยวิธี PQF แบบดั้งเดิมที่สามารถตรวจจับฮาร์มอนิกในระบบได้เป็นอย่างดี

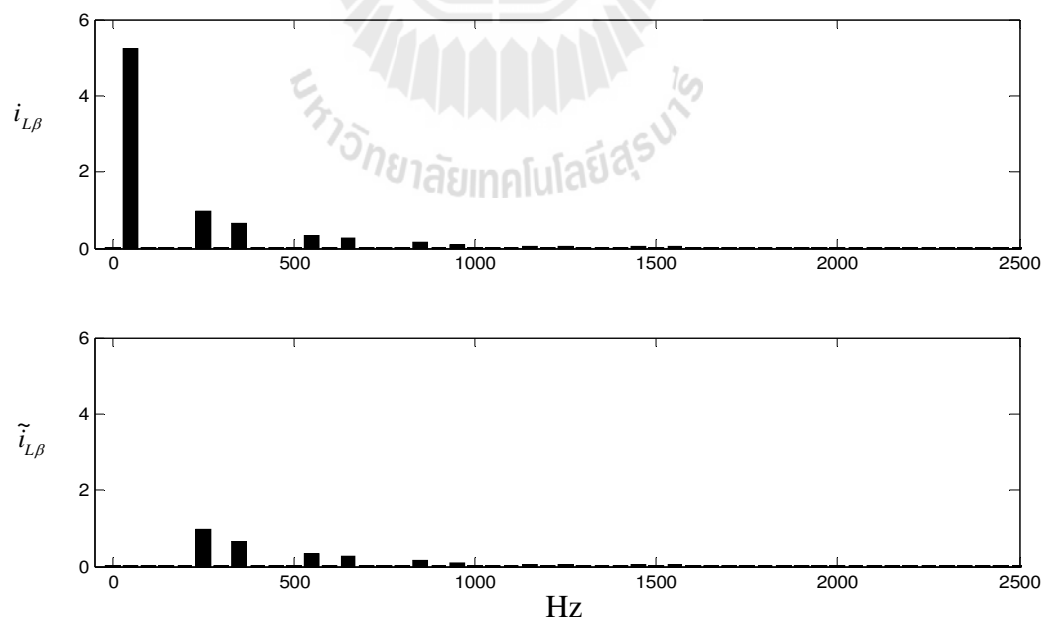
กรณีที่ 2 การกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับด้วยการตรวจจับวิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น

การจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 2 เป็นการกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ โดยจะพิจารณาการจำลองสถานการณ์จากระบบ ดังรูปที่ 3.11 กรณีนี้ในส่วนของการตรวจจับฮาร์มอนิก จะใช้วิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น ซึ่งเป็นการใช้วิธี SWFA ในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ค่ากระแสบนแกน $\alpha\beta$ ($i_{L(\alpha\beta)}$) ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 3.15 ถึงรูปที่ 3.18 โดยรูปที่ 3.15 และรูปที่ 3.16 แสดงกราฟสเปกตรัมของกระแส $i_{L(\alpha\beta)}$ ก่อนและหลังการตรวจจับฮาร์มอนิก พบว่ากราฟสเปกตรัมของกระแส $i_{L(\alpha\beta)}$ ก่อนการตรวจจับปรากฏปริมาณฮาร์มอนิกอันดับที่ 1,5,7,11,... ตามลำดับ ซึ่งภายหลังจากการตรวจจับไม่ปรากฏปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐาน คงเหลือแต่ปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่จะถูกนำไปชดเชยให้กับระบบ รูปที่ 3.17 แสดงรูปสัญญาณ i_{La} พบว่ามีความบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ ทั้งนี้เนื่องจากปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบ โดยภายหลังการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกพบว่ารูปสัญญาณ i_{sa} มีความเป็นรูปไซน์มากขึ้น เมื่อพิจารณารูปที่ 3.18 กราฟสเปกตรัมของกระแสหลังการชดเชย พบว่าคงเหลือเฉพาะปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐานซึ่งสอดคล้องกับรูปสัญญาณ i_{sa} ที่มีความเป็นรูปสัญญาณไซน์ บ่งบอกถึงระบบสามารถกำจัด

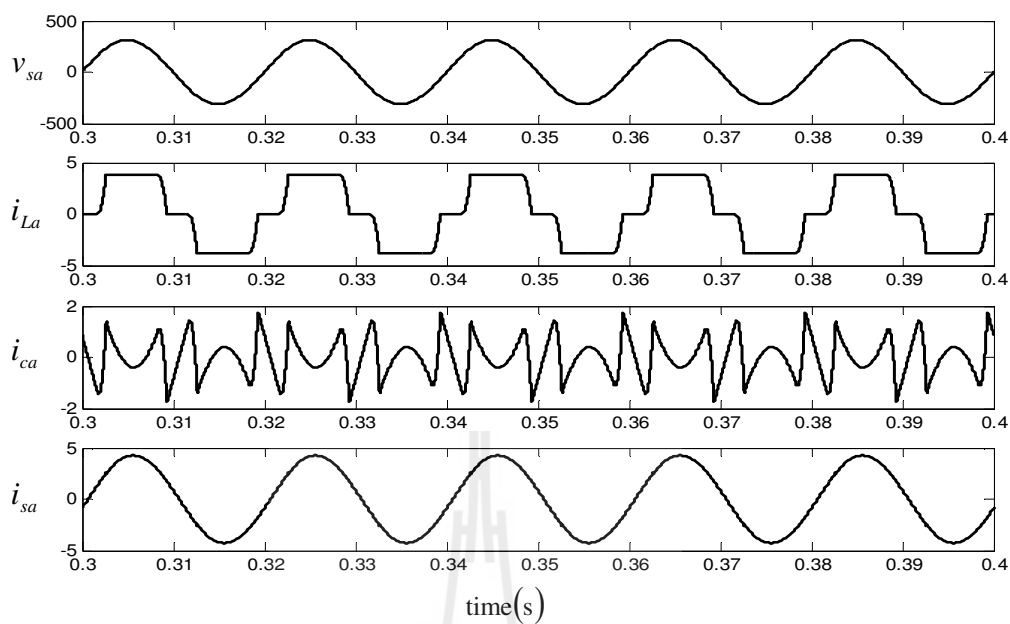
ฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับได้เป็นอย่างดี โดยสมรรถนะของการตรวจจับพิจารณาได้จากค่า $\%THD_{i,av}$ แสดงได้ดังตารางที่ 3.2



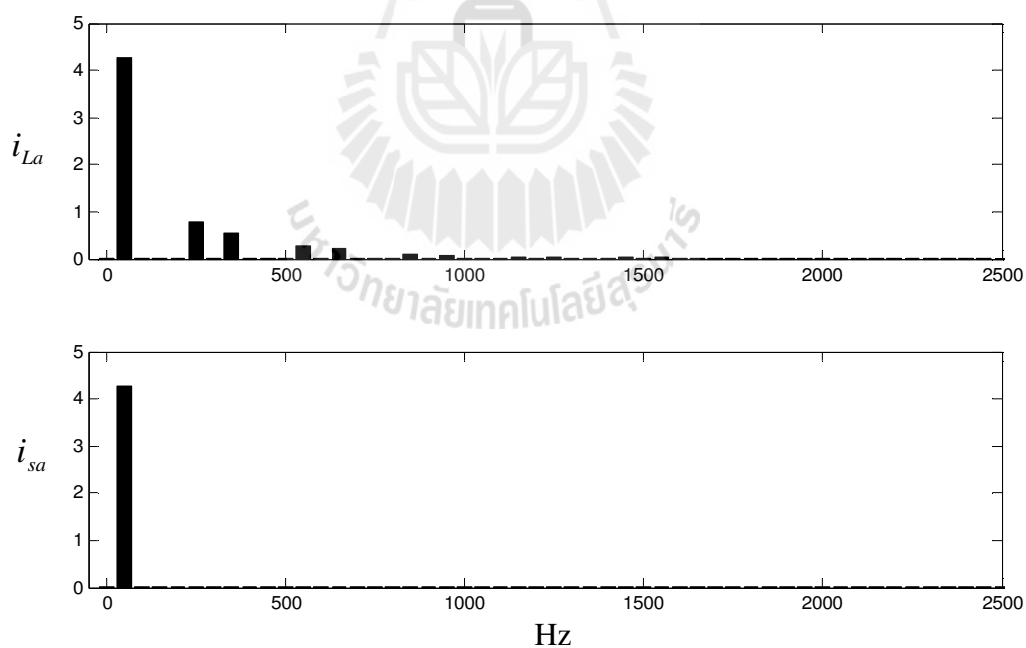
รูปที่ 3.15 กราฟสเปกตรัมของกระแสบนแกน α ก่อนและหลังการตรวจจับ
ฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ



รูปที่ 3.16 กราฟสเปกตรัมของกระแสบนแกน β ก่อนและหลังการตรวจจับ
ฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ



รูปที่ 3.17 ผลการจำลองสถานการณ์เฟส a กรณีกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ
(วิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น)



รูปที่ 3.18 กราฟสเปกตรัมกระแสเฟส a กรณีกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ
(วิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น)

ตารางที่ 3.2 ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีการกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับ

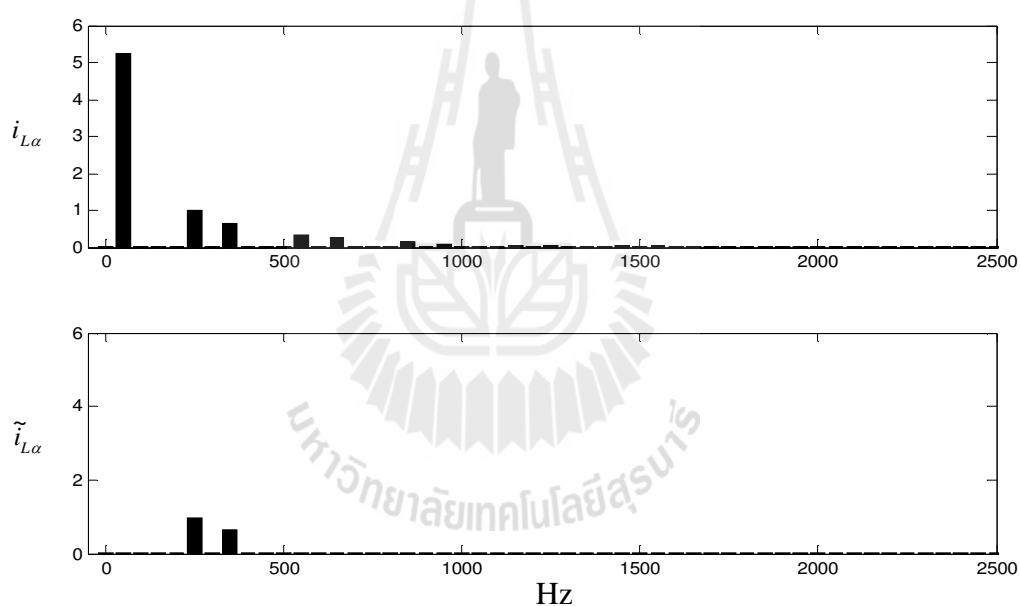
เฟส	ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย		
	$\%THD_{i,av}$ ก่อนการชดเชย	$\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย	
		ทุกอันดับ แบบดั้งเดิม	ทุกอันดับ ที่พัฒนาขึ้น
a	24.42	0.61	0.60
b	24.42	0.61	0.60
c	24.42	0.61	0.60
เฉลี่ย	24.42	0.61	0.60

จากตารางที่ 3.2 ค่า $\%THD_{i,av}$ ของกระแสก่อนและหลังการชดเชยฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับโดยใช้การตรวจจับด้วยวิธี PQF แบบดั้งเดิมเปรียบเทียบกับวิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น สังเกตได้ว่าค่า $\%THD_{i,av}$ ภายหลังการชดเชยที่ใช้การตรวจจับด้วยวิธี PQF แบบดั้งเดิมอยู่ที่ 0.61% และค่า $\%THD_{i,av}$ ภายหลังการชดเชยที่ใช้การตรวจจับด้วยวิธี PQF ที่พัฒนาขึ้นอยู่ที่ 0.60% จากค่า $\%THD_{i,av}$ ของทั้ง 2 วิธี พบว่าให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยที่ใกล้เคียงกัน บ่งบอกถึงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกของทั้ง 2 วิธีที่มีความแตกต่างกันในส่วนของการพิจารณาการแยกปริมาณฮาร์มอนิก ว่าสามารถตรวจจับฮาร์มอนิกในระบบได้เป็นอย่างดี ส่งผลต่อการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบอย่างเห็นได้ชัด โดยพิจารณาได้จากตารางข้างต้น

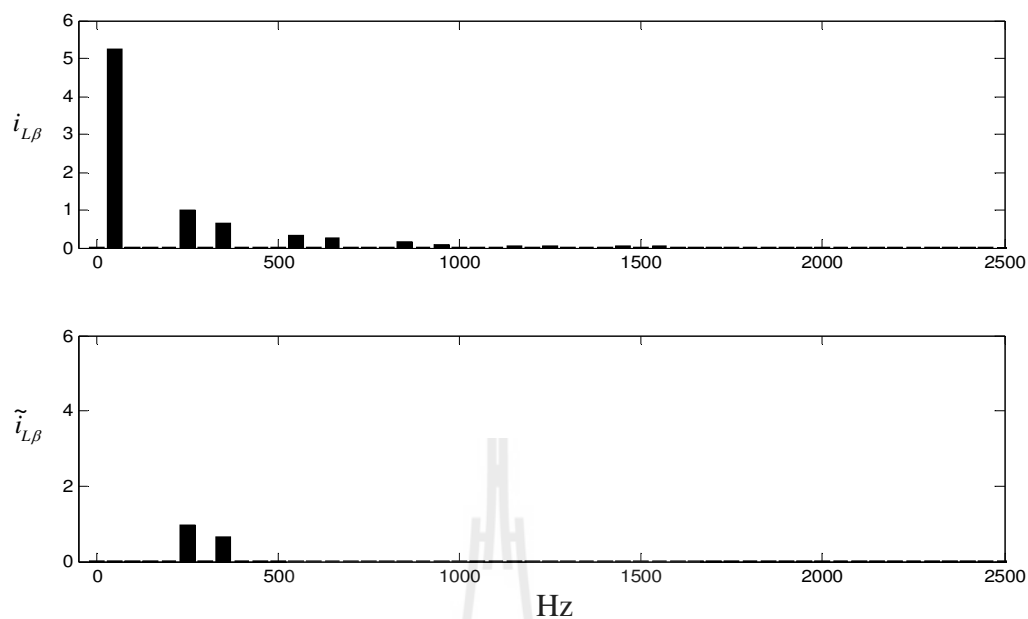
กรณีที่ 3 การกำจัดฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ

การจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 3 เป็นการกำจัดฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ โดยจะพิจารณาการจำลองสถานการณ์จากระบบ ดังรูปที่ 3.11 กรณีนี้จะยกตัวอย่างการกำจัดฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 เท่านั้น โดยใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น ในการเลือกตรวจจับเฉพาะฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 เพื่อนำไปชดเชยให้กับระบบ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 3.19 ถึง รูปที่ 3.22 โดยรูปที่ 3.19 และ 3.20 แสดงกราฟสเปกตรัมของกระแส $i_{L(\alpha\beta)}$ ก่อนและหลังการตรวจจับ พบว่ากราฟสเปกตรัมของกระแสหลังการตรวจจับปรากฏเพียงปริมาณฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 เท่านั้น ซึ่งตรงกับวัตถุประสงค์ที่ต้องการทดสอบ และจากรูปที่ 3.21

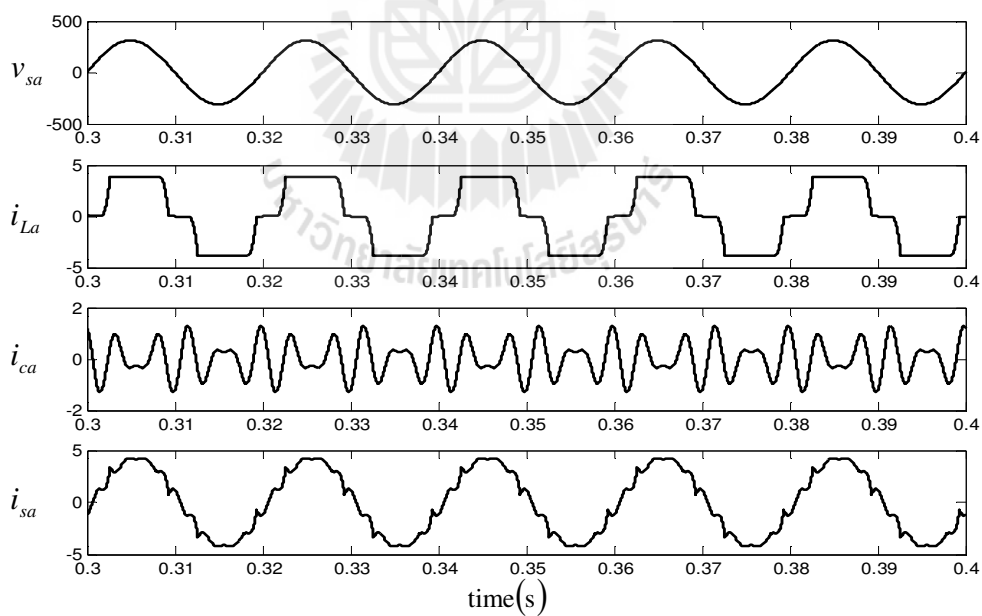
สัญญาณ i_{La} มีความบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ ทั้งนี้เนื่องจากมีปริมาณกระแสฮาร์มอนิกในระบบ ซึ่งภายหลังการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 ส่งผลให้รูปสัญญาณ i_{sa} มีความเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น แต่ยังคงปรากฏความบิดเบี้ยวอยู่บ้าง ทั้งนี้เนื่องจากปริมาณฮาร์มอนิกอันดับอื่นยังคงหลงเหลืออยู่ในระบบ เพราะในกรณีนี้จะกำจัดฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 ซึ่งสามารถดูได้จากกราฟสเปกตรัมของกระแสภายหลังการชดเชยในรูปที่ 3.22 กรณีเฟส α จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่าปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 ถูกกำจัดออกจากระบบ บ่งบอกถึงความสามารถในการเลือกกำจัดฮาร์มอนิกแบบบางอันดับของวิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น และเพื่อแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของการตรวจจับ ได้ทำการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกอันดับต่างๆเพิ่มเติม แสดงได้ดังตารางที่ 3.3



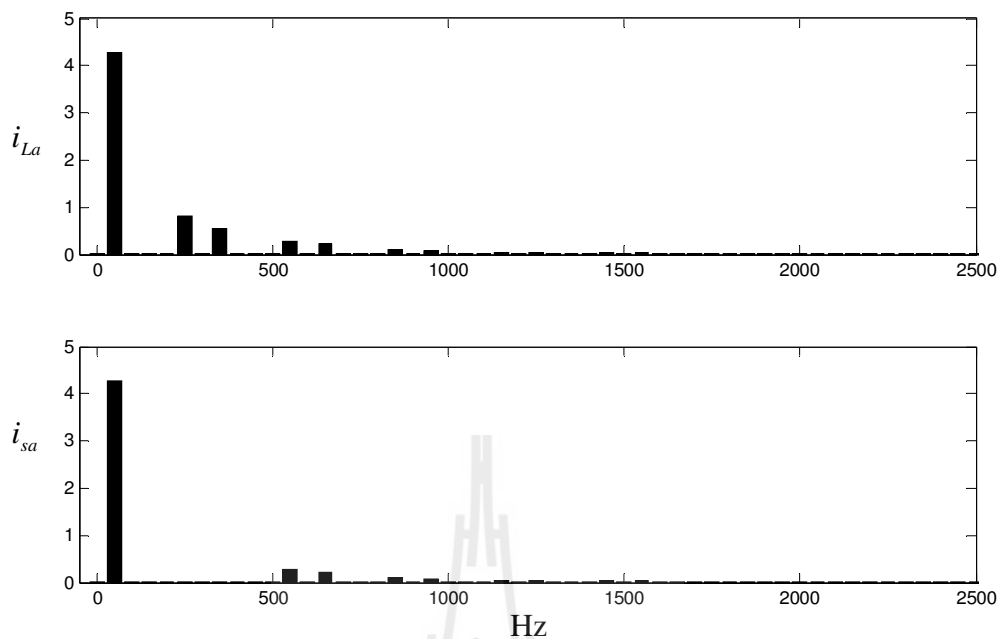
รูปที่ 3.19 กราฟสเปกตรัมของกระแสบนแกน α ก่อนและหลังการตรวจจับ
ฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7



รูปที่ 3.20 กราฟสเปกตรัมของกระแสบนแกน β ก่อนและหลังการตรวจจับฮาร์โมนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7



รูปที่ 3.21 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีกำจัดฮาร์โมนิกเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7



รูปที่ 3.22 กราฟสเปกตรัมของกระแสเฟส a กรณีกำจัดฮาร์โมนิก
เฉพาะอันดับที่ 5 และ 7

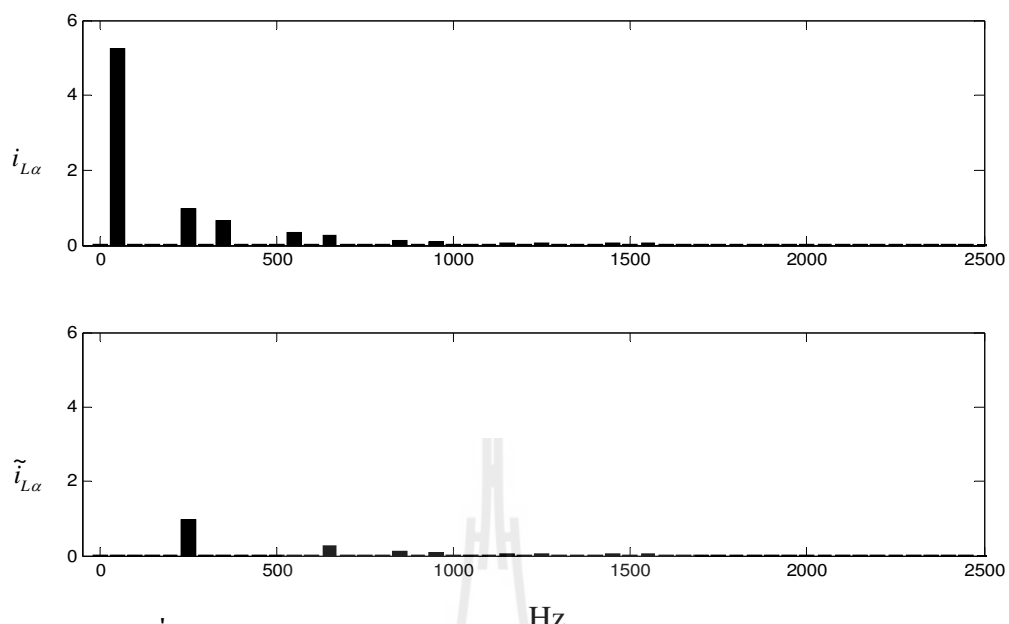
ตารางที่ 3.3 ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีการกำจัด
ฮาร์โมนิกแบบบางอันดับ

เฟส	ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย				
	$\%THD_{i,av}$ ก่อนการ ชดเชย	$\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย			
		เฉพาะ อันดับ 5	เฉพาะ อันดับ 7	เฉพาะ อันดับ 5,7	เฉพาะ อันดับ 5,7,11
a	24.42	15.55	20.94	9.18	6.35
b	24.42	15.55	20.94	9.18	6.35
c	24.42	15.55	20.94	9.18	6.35
เฉลี่ย	24.42	15.55	20.94	9.18	6.35

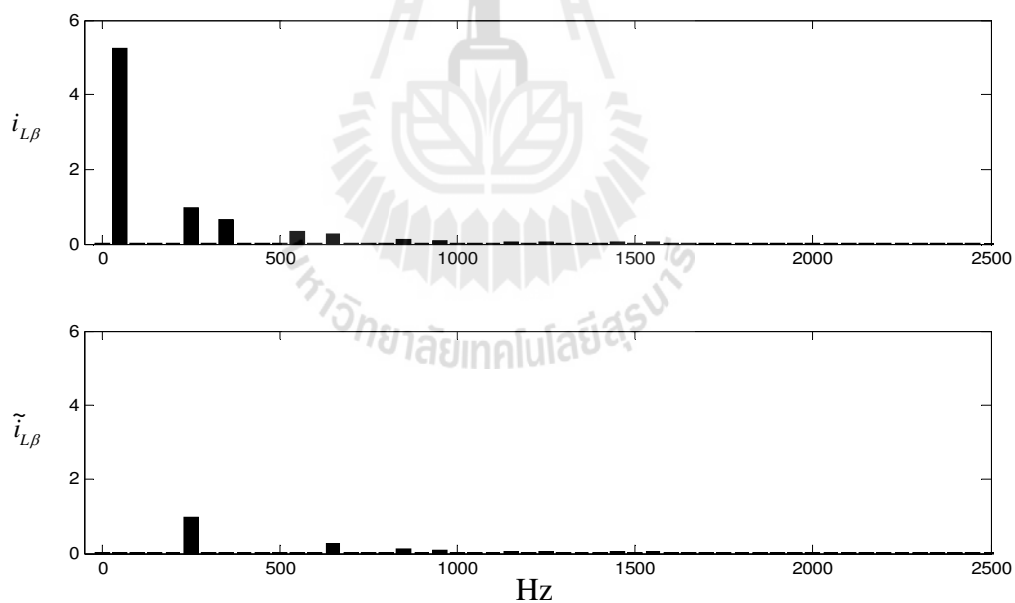
จากตารางที่ 3.3 เป็นการแสดงค่า $\%THD_{i,av}$ ของกระแสก่อนและหลังการชดเชยในกรณีการจัดฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ เพื่อเป็นการทดสอบสมรรถนะของการตรวจจับ โดยได้ทำการทดสอบการจัดฮาร์มอนิกแบบบางอันดับในหลายกรณี ตารางดังกล่าวสังเกตได้ว่า เมื่อทำการจัดฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับ 5 ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยจะเท่ากับ 15.55% เปรียบเทียบกับกรณีการจัดฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 7 ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยจะเท่ากับ 20.94% จากผลดังกล่าวพบว่าค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเฉพาะอันดับที่ 5 มีค่าน้อยกว่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเฉพาะอันดับที่ 7 อันเนื่องมาจากปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 มีค่าสูงกว่าปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 ดังนั้นเมื่อมีการจัดฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 จะส่งผลทำให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยดีกว่าการจัดฮาร์มอนิกเฉพาะอันดับที่ 7 โดยเมื่อทำการพิจารณาการจัดฮาร์มอนิกหลายอันดับขึ้นไป จะทำให้ค่า $\%THD_{i,av}$ ลดลงตามไปด้วย พิจารณาได้ดังตารางข้างต้น

กรณีที่ 4 การกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n

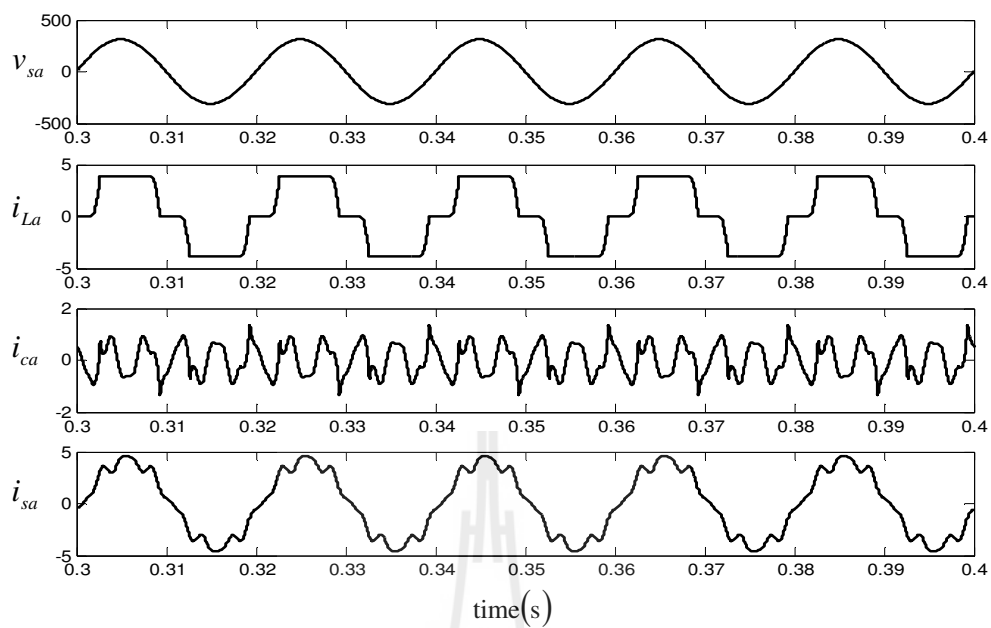
การจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 4 เป็นการกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n จะพิจารณาการจำลองสถานการณ์จากระบบ ดังรูปที่ 3.11 กรณีนี้จะยกตัวอย่างการจัดฮาร์มอนิกทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ 7 และ 11 โดยใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 3.23 ถึงรูปที่ 3.26 โดยรูปที่ 3.23 และรูปที่ 3.24 สังเกตได้ว่ากราฟสเปกตรัมของกระแสภายหลังการตรวจจับ จะไม่ปรากฏปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานและปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 และ 11 คงเหลือแต่ปริมาณฮาร์มอนิกอันดับที่จะทำการชดเชยให้กับระบบ ในขณะที่รูปที่ 3.25 สังเกตได้ว่าภายหลังการชดเชยรูปสัญญาณ i_{sa} มีความเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น แต่ยังคงบิดเบี้ยวอยู่มาก อันเนื่องมาจากปริมาณฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 และ 11 ยังคงหลงเหลืออยู่ในระบบ โดยเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.26 กราฟสเปกตรัมของกระแสภายหลังการชดเชย ยืนยันถึงปริมาณของฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 และ 11 ที่ยังคงหลงเหลืออยู่ในระบบ ส่งผลให้รูปสัญญาณ i_{sa} ยังคงบิดเบี้ยวอย่างเด่นชัด และเพื่อเป็นการทดสอบสมรรถนะของการตรวจจับดังกล่าว ได้ทำการจำลองสถานการณ์ในกรณีอื่น ๆ เพิ่มเติม แสดงได้ดังตารางที่ 3.4



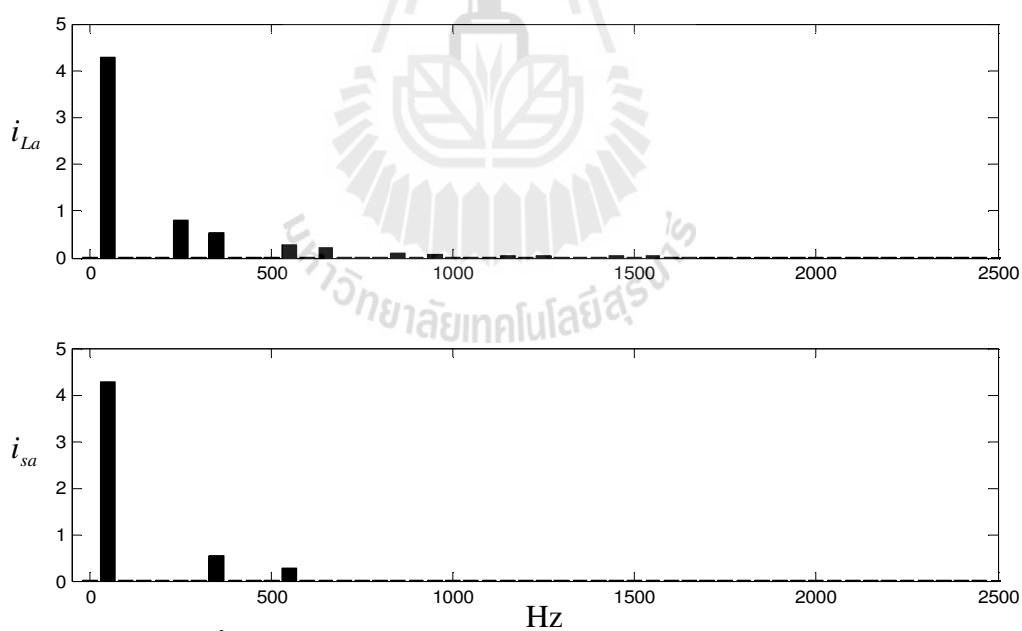
รูปที่ 3.23 กราฟสเปกตรัมของกระแสบนแกน α ก่อนและหลังการตรวจจับ
ฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ 7 และ 11



รูปที่ 3.24 กราฟสเปกตรัมของกระแสบนแกน β ก่อนและหลังการตรวจจับ
ฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ 7 และ 11



รูปที่ 3.25 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีพิจารณาการจัดฮาร์มอนิก
แบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ 7 และ 11



รูปที่ 3.26 กราฟสเปกตรัมของกระแสเฟส a กรณีพิจารณาการจัดฮาร์มอนิก
แบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ 7 และ 11

ตารางที่ 3.4 ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก กรณีการกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n

เฟส	ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย				
	$\%THD_{i,av}$ ก่อนการ ชดเชย	$\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย			
		ทุกอันดับ ยกเว้น 5	ทุกอันดับ ยกเว้น 7	ทุกอันดับ ยกเว้น 5,7	ทุกอันดับ ยกเว้น 7,11
a	24.42	18.83	12.56	22.63	14.2
b	24.42	18.83	12.56	22.63	14.2
c	24.42	18.83	12.56	22.63	14.2
เฉลี่ย	24.42	18.83	12.56	22.63	14.2

จากตารางที่ 3.4 ที่แสดงค่า $\%THD_{i,av}$ กรณีการกำจัดฮาร์มอนิกแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n จากตารางดังกล่าวสังเกตได้ว่าในการเลือกยกเว้นการกำจัดฮาร์มอนิกบางอันดับที่แตกต่างกันนั้น จะส่งผลให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยมีความแตกต่างกันด้วย โดยค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับปริมาณของกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ทำการยกเว้น โดยถ้าปริมาณของกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ยกเว้นมีค่ามาก จะส่งผลทำให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยจะมีค่ามากตามไปด้วย ในทำนองเดียวกัน ถ้าปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ยกเว้นมีค่าน้อย ภายหลังการชดเชยจะส่งผลทำให้ค่า $\%THD_{i,av}$ น้อยลงเช่นกัน

3.5 สรุป

การตรวจจับฮาร์มอนิกเป็นส่วนสำคัญในการที่จะกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ เนื่องจากเป็น การคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงที่ใช้ในการป้อนให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งส่งผลโดยตรงกับ การสร้างกระแสชดเชยให้กับระบบ หากการตรวจจับฮาร์มอนิกมีความผิดพลาดจะส่งผลให้ สมรรถนะหรือการชดเชยผิดพลาดตามไปด้วย ในบทนี้จึงได้นำเสนอโครงสร้างการตรวจจับ ฮาร์มอนิกสองโครงสร้างที่แตกต่างกัน ซึ่งความแตกต่างดังกล่าวจะปรากฏในส่วนของการพิจารณา แยกปริมาณฮาร์มอนิก โดยผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบที่ใช้การตรวจจับ ด้วยวิธี PQF แบบดั้งเดิม ในการพิจารณาการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟนั้น มี ความสามารถในการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบแบบทุกอันดับได้เป็นอย่างดี แต่ไม่สามารถเลือกกำจัด

ฮาร์มอนิกแบบบางอันดับได้ เนื่องจากข้อจำกัดของอันดับการเกิดฮาร์มอนิกที่ปริมาณกำลังไฟฟ้า
 แยกทีฟ ดังนั้นหากต้องการเลือกกำจัดฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ จึงต้องพิจารณาโครงสร้างที่
 พัฒนาขึ้นโดยเลือกพิจารณาแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ค่ากระแสนแกน $\alpha\beta$ ซึ่งจากผลการจำลอง
 สถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบที่ใช้การตรวจจับด้วยวิธี PQF ที่พัฒนาขึ้น สามารถกำจัด
 ฮาร์มอนิกในระบบได้ทั้งกรณีกำจัดแบบทุกอันดับ กรณีกำจัดแบบบางอันดับ และกรณีกำจัดแบบ
 ทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n โดยยืนยันได้จากผลการจำลองสถานการณ์ที่นำเสนอทั้งหมดข้างต้น



บทที่ 4

การออกแบบตัวควบคุมฟีดสำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน

4.1 บทนำ

การออกแบบตัวควบคุมฟีดสำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง โดยพิจารณาการควบคุมอยู่บนแกนดีคิว ดังนั้นในบทนี้จึงนำเสนอการวิเคราะห์วงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน เพื่อหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุม นอกจากนี้สมรรถนะการทำงานของวงจรกรองกำลังที่ดี จะขึ้นอยู่กับแนวทางการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของระบบที่เหมาะสม ดังนั้นจึงมีการนำเสนอแนวทางการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลัง และจากการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวแบบจำลองดังกล่าวจะนำไปสู่การออกแบบตัวควบคุมฟีดสำหรับควบคุมกระแสชดเชย และควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรง โดยรายละเอียดการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 4.2 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลัง นำเสนอในหัวข้อที่ 4.3 การออกแบบตัวควบคุมฟีดสำหรับควบคุมกระแสชดเชย และค่าแรงดันบัลไฟตรง นำเสนอในหัวข้อที่ 4.4 และหัวข้อที่ 4.5 ตามลำดับ และในหัวข้อที่ 4.6 นำเสนอผลการจำลองสถานการณ์การก่อกำจัดฮาร์มอนิกโดยใช้ตัวควบคุมฟีดที่ได้จากการออกแบบเพื่อทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมรวมถึงมีการอภิปรายผลการจำลองสถานการณ์

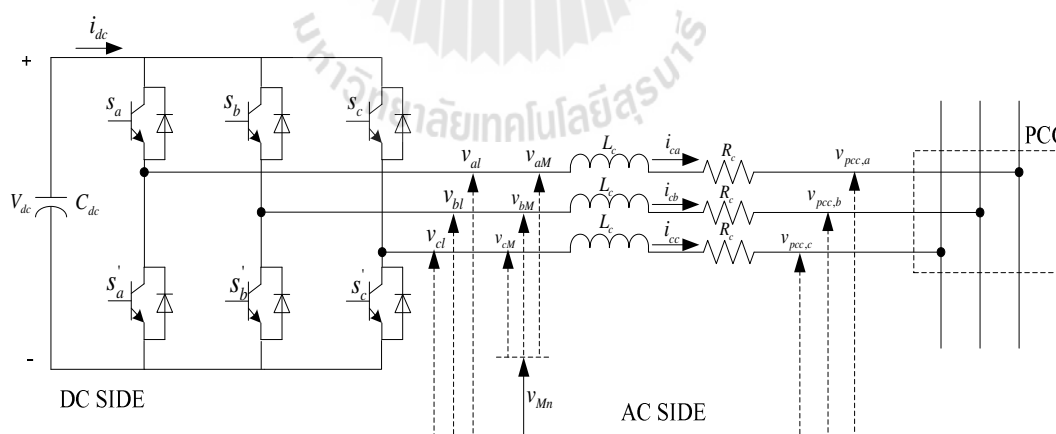
4.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน

ในหัวข้อนี้จะทำการวิเคราะห์โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน โดยเริ่มต้นจากการพิจารณาหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานในระบบบนแกนสามเฟส วงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานที่พิจารณาเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิด

แหล่งจ่ายแรงดันโดยมีไอจีบีที 6 ตัวทำหน้าที่เป็นสวิตช์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยในหัวข้อที่ 4.2.1 จะเป็นการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนสามเฟส ในขณะที่หัวข้อที่ 4.2.2 จะเป็นการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิว ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

4.2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนสามเฟส

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอททิฟแบบขนาน เริ่มต้นจากการพิจารณาในรูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอททิฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยมีด้านเอซี (AC SIDE) เชื่อมต่ออยู่กับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสที่จุดต่อร่วม (Point of Common Coupling : PCC) ผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L_c) ต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน (R_c) ทั้งสามเฟส โดยมีแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ (v_{al}, v_{bl}, v_{cl}) ที่ส่งผลโดยตรงต่อการฉีดกระแสชดเชย (i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}) ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ เมื่อพิจารณาทางด้านดีซี (DC SIDE) พบว่า มีตัวเก็บประจุ (C_{dc}) ทำหน้าที่ในการเก็บสะสมพลังงาน เพื่อใช้สำหรับการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ รวมถึงการพิจารณาแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุที่ต้องมีการควบคุมเพื่อให้มีการทำงานอย่างเหมาะสม จากวงจรรูปที่ 4.1 เมื่อพิจารณาวจรโดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ทางด้านเอซี เพื่อหาความสัมพันธ์ของสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยสามเฟส แสดงได้ดังสมการที่ (4.1) ถึงสมการที่ (4.3) ตามลำดับ



รูปที่ 4.1 โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอททิฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์

$$v_{al} = L_c \frac{di_{ca}}{dt} + R_c i_{ca} + v_{pcc,a} \quad (4.1)$$

$$v_{bl} = L_c \frac{di_{cb}}{dt} + R_c i_{cb} + v_{pcc,b} \quad (4.2)$$

$$v_{cl} = L_c \frac{di_{cc}}{dt} + R_c i_{cc} + v_{pcc,c} \quad (4.3)$$

$$\text{โดยที่ } v_{al} = v_{aM} + v_{Mn}, v_{bl} = v_{bM} + v_{Mn}, v_{cl} = v_{cM} + v_{Mn}$$

การนำเสนอนี้เป็นการศึกษาการระบบกำลังไฟฟ้าสามเฟสสมดุลเท่านั้น ดังนั้นในการวิเคราะห์จะไม่กล่าวถึงปริมาณไฟฟ้าลำดับศูนย์ จึงได้สมการความสัมพันธ์ของแรงดันที่จุด PCC และกระแสขดขยทั้งสามเฟส แสดงได้ดังสมการที่ (4.4) และ (4.5) โดยถ้าพิจารณาความสัมพันธ์ดังกล่าวร่วมกับสมการที่ (4.1) ถึงสมการที่ (4.3) ในสภาวะคงตัว จะได้ดังสมการที่ (4.6)

$$v_{pcc,a} + v_{pcc,b} + v_{pcc,c} = 0 \quad (4.4)$$

$$i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0 \quad (4.5)$$

$$v_{Mn} = -\frac{1}{3}(v_{aM} + v_{bM} + v_{cM}) = -\frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} v_{jM} \quad (4.6)$$

จากนั้นแทนความสัมพันธ์ที่ได้จากสมการที่ (4.6) ลงในสมการที่ (4.1) ถึงสมการที่ (4.3) จะได้สมการในรูปอนุพันธ์ของกระแส แสดงได้ดังสมการที่ (4.7) ถึงสมการที่ (4.9) ตามลำดับ

$$\frac{di_{ca}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} i_{ca} + \frac{1}{L_c} \left(v_{aM} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} v_{jM} \right) - \frac{1}{L_c} v_{pcc,a} \quad (4.7)$$

$$\frac{di_{cb}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} i_{cb} + \frac{1}{L_c} \left(v_{bM} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} v_{jM} \right) - \frac{1}{L_c} v_{pcc,b} \quad (4.8)$$

$$\frac{di_{cc}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} i_{cc} + \frac{1}{L_c} \left(v_{cM} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} v_{jM} \right) - \frac{1}{L_c} v_{pcc,c} \quad (4.9)$$

ดำเนินการจัดเทอมของสมการข้างต้นให้อยู่ในรูปทั่วไป โดยให้ตัวแปร k แทนเฟส a, b, c แสดงได้ดังสมการที่ (4.10)

$$\frac{di_{ck}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c}i_{ck} + \frac{1}{L_c}\left(v_{kM} - \frac{1}{3}\sum_{j=a,b,c}v_{jM}\right) - \frac{1}{L_c}v_{pcc,k} \quad (4.10)$$

เมื่อทำการพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของแรงดันและกระแสทางด้านซ้ายของวงจรอินเวอร์เตอร์ ได้ดังสมการที่ (4.11) และ (4.12) ตามลำดับ

$$v_{kM} = c_k V_{dc} \quad (4.11)$$

$$i_{dc} = \sum_{k=a,b,c} c_k i_{ck} \quad (4.12)$$

โดยที่ c_k คือ ฟังก์ชันการสวิตช์ (switching function : c_k) ของไอจีบีที มีลักษณะการทำงานดังสมการที่ (4.13) จากความสัมพันธ์ของสมการที่ (4.11) แทนลงในสมการที่ (4.10) จะได้ดังสมการที่ (4.14)

$$c_k = \begin{cases} 1, & \text{if } s_k(\text{on}), s'_k(\text{off}) \\ 0, & \text{if } s_k(\text{off}), s'_k(\text{on}) \end{cases} \quad (4.13)$$

$$\frac{di_{ck}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c}i_{ck} + \frac{1}{L_c}\left(c_k - \frac{1}{3}\sum_{j=a,b,c}c_j\right) \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_c}v_{pcc,k} \quad (4.14)$$

จากสมการที่ (4.14) สามารถจัดเทอมของฟังก์ชันการสวิตช์ให้เป็นฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ (switching state function : d_k) ได้ดังสมการที่ (4.15) จากสมการดังกล่าวเขียนให้อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์ของฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ได้ดังสมการที่ (4.16)

$$d_k = \left(c_k - \frac{1}{3}\sum_{j=a,b,c}c_j\right) \quad (4.15)$$

$$d_k = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

แทนค่าฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ดังกล่าวลงในสมการที่ (4.14) จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสบนแกนสามเฟส ดังสมการที่ (4.17)

$$\frac{di_{ck}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c}i_{ck} + \frac{1}{L_c}d_k V_{dc} - \frac{1}{L_c}v_{pcc,k} \quad (4.17)$$

ขั้นตอนต่อไปจะทำการวิเคราะห์หาสมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรง โดยวิเคราะห์จากการพิจารณากฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ทางด้านดีซี และอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของกระแสจากสมการที่ (4.12) จะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรง ดังสมการที่ (4.18)

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}}(-i_{dc}) = -\frac{1}{C_{dc}} \sum_{k=a,b,c} c_k i_{ck} = -\frac{1}{C_{dc}} \sum_{k=a,b,c} d_k i_{ck} \quad (4.18)$$

จากการอธิบายแบบจำลองเชิงพลวัตของวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานบนแกนสามเฟสข้างต้น สามารถนำมาเขียนเป็นแบบจำลองตัวแปรสถานะได้ดังสมการที่ (4.19)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & 0 & 0 & \frac{d_a}{L_c} \\ 0 & -\frac{R_c}{L_c} & 0 & \frac{d_b}{L_c} \\ 0 & 0 & -\frac{R_c}{L_c} & \frac{d_c}{L_c} \\ -\frac{d_a}{C_{dc}} & -\frac{d_b}{C_{dc}} & -\frac{d_c}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \\ V_{dc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{pcc,a} \\ v_{pcc,b} \\ v_{pcc,c} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

4.2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิว

โครงสร้างการควบคุมการนิคกระแสขสยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะพิจารณาบนแกนดีคิว ดังนั้นจึงต้องแปลงปริมาณไฟฟ้าบนแกนสามเฟสให้อยู่บนแกนดีคิว โดยการนำแบบจำลองทางพลวัตบนแกนสามเฟสของวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน พิจารณาผ่านเมตริกซ์การแปลงของปาร์ก ดังสมการที่ (4.20) โดยกำหนดให้ f_a, f_b และ f_c คือ ปริมาณทางไฟฟ้าของเฟส a, b, c ตามลำดับ ในขณะที่ f_d และ f_q คือ ปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคิว และถ้าต้องการแปลงปริมาณบนแกนดีคิวไปอยู่บนแกนสามเฟสสามารถทำได้ โดยใช้สมการที่ (4.21) สำหรับเมตริกซ์ $[K]$ และ $[K]^{-1}$ จะแสดงได้ดังสมการที่ (4.22) และ (4.23) ตามลำดับโดยมีค่ามุมเฟส ($\theta = \omega t$) ซึ่งหมุนด้วยความเร็วเท่ากับ ω rad/s

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = [\mathbf{K}] \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$[\mathbf{K}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$[\mathbf{K}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานบนแกนดีคิว จะเริ่มต้นโดยการพิจารณาฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนสามเฟส (d_k) ดังสมการที่ (4.24) จากสมการดังกล่าว ค่า ϕ คือ ค่ามุมเฟสเริ่มต้นของฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ โดยค่าขนาดของฟังก์ชัน d_k สามารถอธิบายด้วยค่าดัชนีการมอดูเลต (modulation index : M) (Rim, Hu and Cho, 1990)

$$\begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = \frac{M}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

จากสมการที่ (4.24) ทำการแปลงฟังก์ชัน d_k ให้อยู่บนแกนคิคว โดยการแทนลงในสมการการแปลงแกนของปาร์กจากสมการที่ (4.20) จะได้ดังสมการที่ (4.25) โดยค่า ϕ_1 คือ มุมเฟสเริ่มต้นของแกนหมุนคิคว

$$\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi_1) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) \\ -\sin(\omega t + \phi_1) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) \end{bmatrix}}_{[K]} \cdot \frac{M}{2} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \end{bmatrix}}_{d_k} \quad (4.25)$$

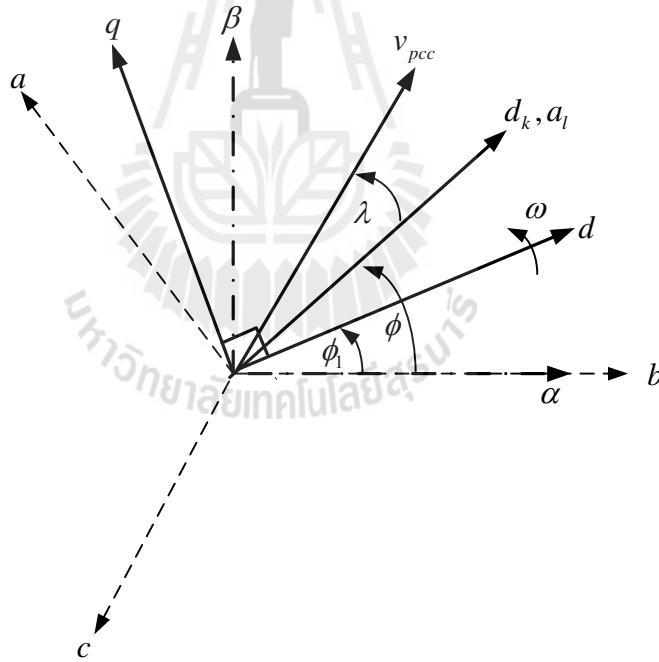
จากสมการการแปลงแกนของฟังก์ชัน d_k ใช้คุณสมบัติทางตรีโกณมิติ และจัดรูปสมการใหม่ จะได้สมการฟังก์ชันสถานะการสวิทช์ที่อยู่บนแกนคิคว ดังสมการที่ (4.26)

$$\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\phi - \phi_1) \\ \sin(\phi - \phi_1) \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

ต่อมาทำการวิเคราะห์หาแรงดันที่จุด PCC บนแกนคิคว แสดงได้ดังสมการที่ (4.27) ใช้คุณสมบัติทางตรีโกณมิติ และจัดรูปสมการใหม่ จะได้ดังสมการที่ (4.28) จากสมการดังกล่าว ค่า λ คือ ค่ามุมเหลื่อมระหว่างเวกเตอร์ของแรงดันเอาต์พุตกับเวกเตอร์แรงดันที่จุด PCC

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi_1) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) \\ -\sin(\omega t + \phi_1) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) \end{bmatrix}}_{[\mathbf{K}]} \\
 &\quad \cdot \frac{M}{2} \underbrace{\begin{bmatrix} v_m \cos(\omega t + \phi + \lambda) \\ v_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi + \lambda\right) \\ v_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi + \lambda\right) \end{bmatrix}}_{v_{pcc}}
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

$$\begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_m \cos(\phi - \phi_1 + \lambda) \\ v_m \sin(\phi - \phi_1 + \lambda) \end{bmatrix} \tag{4.28}$$



รูปที่ 4.2 แผนภาพเฟสเซอร์ของระบบที่พิจารณา

จากการอธิบายข้างต้นเกี่ยวกับเวกเตอร์ของแบบจำลองในระบบ กำหนดให้มุมเฟสเริ่มต้นของเวกเตอร์แรงดันเอาต์พุต (a_1) ทำมุมเดียวกันกับมุมเฟสเริ่มต้นของแกนหมุนดีคิว ($\phi = \phi_1$) และไม่พิจารณาผลของมุมเหลื่อม (λ) ซึ่งเกิดขึ้นจากพารามิเตอร์ในสายส่ง ผลจากเงื่อนไขดังกล่าว ทำให้สมการที่ (4.26) และ (4.28) เขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (4.29) และ (4.30) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

$$\begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

ตัวแปรสถานะของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนสามเฟส จากสมการที่ (4.19) สามารถแบ่งพิจารณาออกเป็น 2 ส่วน โดยส่วนของการควบคุมกระแสชดเชย พิจารณาในแถวที่ 1 ถึงแถวที่ 3 และส่วนของการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง พิจารณาในแถวที่ 4 โดยการวิเคราะห์จะนำเสนอในหัวข้อถัดไป

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว

พิจารณาจากสมการที่ (4.19) ในแถวที่ 1 ถึงแถวที่ 3 ที่เป็นการพิจารณาในส่วนของการควบคุมกระแสชดเชย นำมาจัดให้อยู่ในรูปสมการตัวแปรสถานะ จะได้ดังสมการที่ (4.31)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = -\frac{R_c}{L_c} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{pcc,a} \\ v_{pcc,b} \\ v_{pcc,c} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

จากสมการอนุพันธ์ของกระแสชดเชยบนแกนสามเฟสดังกล่าว อธิบายด้วยสมการความสัมพันธ์การแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกนดีคิวของสมการที่ (4.20) แสดงได้ดังสมการที่ (4.32)

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left([\mathbf{K}]^{-1} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) &= -\frac{R_c}{L_c} \left([\mathbf{K}]^{-1} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) + \frac{1}{L_c} \left([\mathbf{K}]^{-1} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \right) \\ &\quad - \frac{1}{L_c} \left([\mathbf{K}]^{-1} \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (4.32)$$

จากสมการข้างต้น พิจารณาเทอม $\frac{d}{dt} \left([\mathbf{K}]^{-1} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right)$ ใช้กฎอนุพันธ์ของผลคูณเมตริกซ์ จะได้ดังสมการที่ (4.33) จากนั้นทำการแทนเทอมดังกล่าวลงในสมการที่ (4.32) และจัดรูปสมการใหม่ จะได้ดังสมการที่ (4.34)

$$\frac{d}{dt} \left([\mathbf{K}]^{-1} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) = [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) + \left(\frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$\begin{aligned} [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) + \left(\frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = & -\frac{R_c}{L_c} \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) \\ & + \frac{1}{L_c} \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \right) - \frac{1}{L_c} \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (4.34)$$

ภายหลังจากการแทนค่าด้วยกฎอนุพันธ์ของผลคูณเมตริกซ์ ดังสมการที่ (4.34) จัดรูปสมการดังกล่าวโดยการคูณด้วยเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]$ ทั้งสองข้างของสมการ ใช้คุณสมบัติความเป็นเมตริกซ์ออร์ทอโกนอล (orthogonal matrix) คือ เมตริกซ์ $[\mathbf{K}]^{-1}$ เท่ากับเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]^T$ ($[\mathbf{K}]^{-1} = [\mathbf{K}]^T$) ดังนั้นผลคูณของเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]$ กับเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]^T$ จึงเท่ากับเมตริกซ์เอกลักษณ์ (identity matrix) ($[\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^T = I$) จากคุณสมบัติดังกล่าว ทำให้สมการที่ (4.34) เขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (4.35) ใช้คุณสมบัติทางตรีโกณมิติ จะได้ดังสมการที่ (4.36)

$$\begin{aligned} [\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) + \left([\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = & -\frac{R_c}{L_c} \left([\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) \\ & + \frac{1}{L_c} \left([\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \right) - \frac{1}{L_c} \left([\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (4.35)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = -\frac{R_c}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} - \left([\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

จากสมการที่ (4.36) ทำการแยกพิจารณาเฉพาะเทอม $\left([\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right)$ ทำการแทนเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]$ ลงไปในเทอมดังกล่าว แสดงดังสมการที่ (4.37) และ (4.38) หลังจากนั้นแทนสมการดังกล่าวกลับลงไปในสมการที่ (4.36) และใช้คุณสมบัติทางตรีโกณมิติ จะได้สมการอนุพันธ์ของกระแสชดเชยที่อยู่บนแกนดีคิว ดังสมการที่ (4.39)

$$\begin{aligned}
[\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\
&\cdot \frac{d}{dt} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.37}$$

$$[\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} = \frac{2}{3} \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} -\frac{3}{2}\sin(0) & -\frac{3}{2}\cos(0) & 0 \\ \frac{3}{2}\cos(0) & \frac{3}{2}\sin(0) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.38}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} \tag{4.39}$$

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงบนแกนดีคิว

พิจารณาจากสมการที่ (4.19) ในแถวที่ 4 ที่เป็นการพิจารณาในส่วนของการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ดังสมการที่ (4.40) ทำการจัดเทอมใหม่ให้อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์ จะได้ดังสมการที่ (4.41) จากสมการดังกล่าว อธิบายด้วยสมการความสัมพันธ์การแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกนดีคิวของสมการที่ (4.20) จะได้ดังสมการที่ (4.42)

$$\frac{d}{dt} V_{dc} = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot (d_a i_{ca} + d_b i_{cb} + d_c i_{cc}) \tag{4.40}$$

$$\frac{d}{dt} V_{dc} = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot \begin{pmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{pmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \tag{4.41}$$

$$\frac{d}{dt} V_{dc} = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \right)^T \cdot \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) \quad (4.42)$$

จากสมการที่ (4.42) เมื่อใช้คุณสมบัติความเป็นเมตริกซ์ออร์ทोगอนอล และทำการจัดเทอมสมการดังกล่าวใหม่ จะได้ดังสมการที่ (4.43)

$$\frac{d}{dt} V_{dc} = -\frac{d_d i_{cd}}{C_{dc}} - \frac{d_q i_{cq}}{C_{dc}} \quad (4.43)$$

จากการวิเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอททีฟแบบขนานบนแกนดิวข้างต้น สามารถนำมาเขียนในรูปเมตริกซ์ เพื่อนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุม ได้ดังสมการที่ (4.44)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega & \frac{d_d}{L_c} \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} & \frac{d_q}{L_c} \\ -\frac{d_d}{C_{dc}} & -\frac{d_q}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

รายละเอียดเพิ่มเติมเกี่ยวกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอททีฟสามารถดูได้จากงานวิจัยวิทยานิพนธ์ของ พลสิทธิ์ สานติประพันธ์ ที่ได้นำเสนอไว้ในปี 2554 (พลสิทธิ์ สานติประพันธ์, 2554)

4.3 การออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอททีฟแบบขนาน

ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอททีฟแบบขนาน มีวิธีการออกแบบในแต่ละส่วนที่แตกต่างกันออกไป โดยการออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอททีฟ ประกอบด้วย การออกแบบค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง (V_{dc}^*) การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรองกำลัง (L_c) และการออกแบบค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C_{dc})

การออกแบบค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ควรออกแบบให้มีค่ามากกว่า 1.5 เท่าของค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเสมอ ($V_m \approx 311 \text{ V}$) โดยในงานวิจัยในอดีตของ ทศพร ฌรณกุลฤทธิ์ ที่ได้นำเสนอไว้ในปี 2552 (ทศพร ฌรณกุลฤทธิ์, 2552) กำหนดค่าแรงดันบัสไฟตรงไว้ที่ 750 V หรือ

ประมาณ 2.4 เท่าของแรงดันที่แหล่งจ่าย ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้แรงดันเท่ากับ 750 V ตามงานวิจัยในอดีต

การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (L_c) จะใช้วิธีการของ Ingram และ Round ที่ได้นำเสนอในปี 1997 (Ingram, and Round, 1997) โดยการออกแบบค่าความเหนี่ยวนำดังกล่าวจะต้องออกแบบให้มีค่าไม่เกินค่าความเหนี่ยวนำสูงสุด ($L_{c(max)}$) โดยค่าเหนี่ยวนำสูงสุดสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (4.45)

$$L_{c(max)} = \frac{V_{dc}^* - V_m}{\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)} \quad (4.45)$$

โดยที่ V_m คือ ค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า

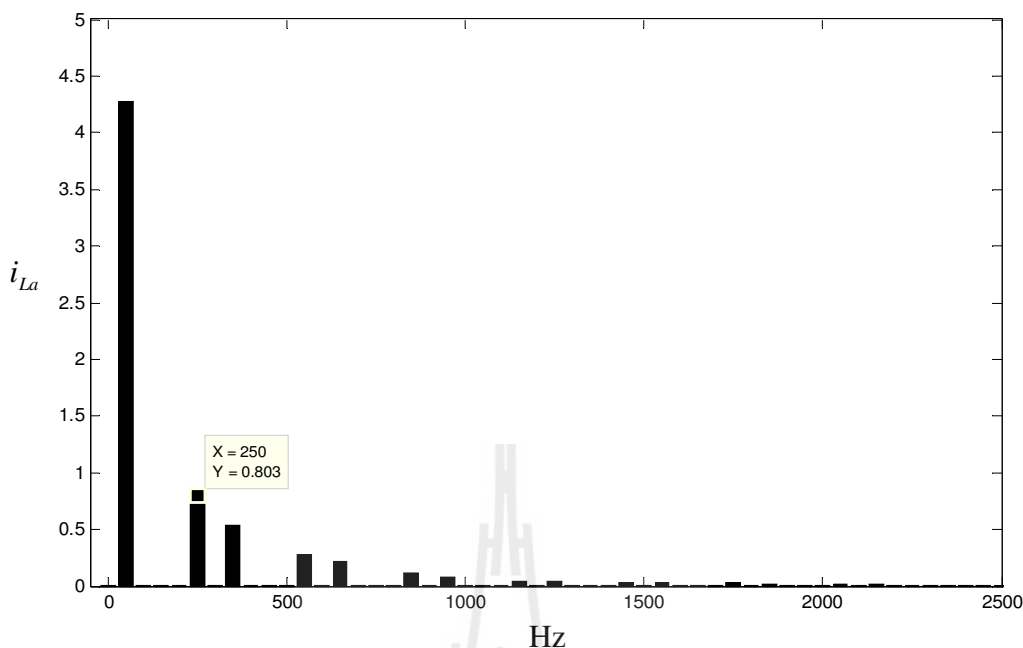
$\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)$ คือ ค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอ้างอิงสูงสุดเทียบกับเวลา

จากสมการที่ (4.45) ค่า V_{dc}^* ออกแบบให้มีค่ามากกว่า 1.5 เท่าของแรงดันค่ายอด โดยกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 750 V และค่า $\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)$ คำนวณได้จากขนาดของกระแสฮาร์มอนิกสูงสุดที่เกิดขึ้นในระบบ ดังรูปที่ 4.3 โดยพิจารณาค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอ้างอิงสูงสุด ดังสมการที่ (4.46)

$$\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right) = A(2\pi)f \quad (4.46)$$

โดยที่ A คือ แอมพลิจูดของลำดับกระแสฮาร์มอนิกที่มีขนาดของกระแสสูงสุด

f คือ ความถี่ของลำดับฮาร์มอนิกที่มีขนาดกระแสสูงสุด



รูปที่ 4.3 ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบ

จากรูปที่ 4.3 สังเกตได้ว่า กระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ 5 มีแอมพลิจูดสูงสุด เท่ากับ 0.803 นำค่าดังกล่าวไปคำนวณจากสูตรหาค่าตัวเหนี่ยวนำแสดงได้ดังสมการที่ (4.47)

$$L_{c(\max)} = \frac{V_{dc}^* - V_m}{A(2\pi)f} = \frac{750 - (\sqrt{2} \times 220)}{0.803 \times 2\pi \times 250} = 0.348 \text{ H} \quad (4.47)$$

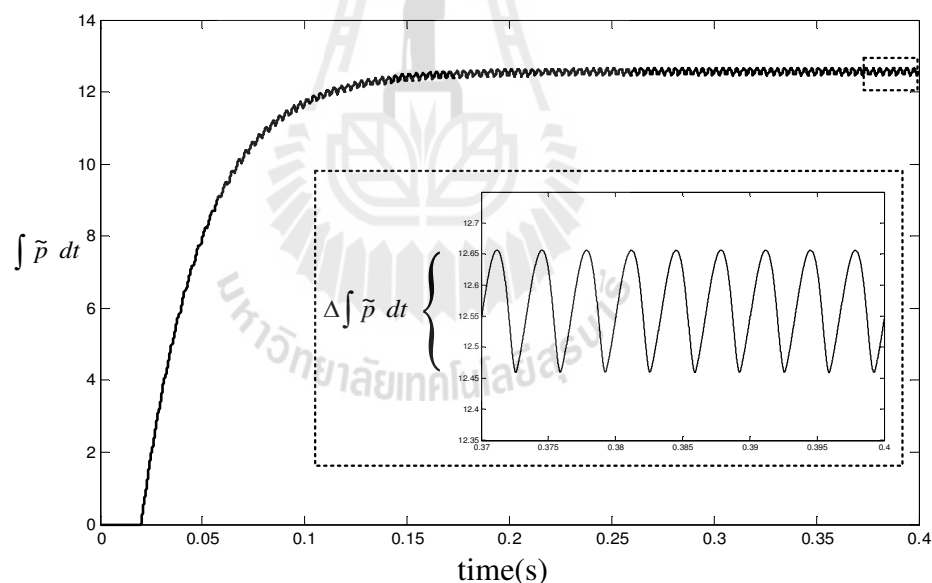
จากการนำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำมีค่าไม่เกิน 0.348 H ดังนั้นการระบุค่าตัวเหนี่ยวนำดังกล่าวให้เหมาะสมกับวงจรรองกำลังแอคทีฟ มีความจำเป็นต้องทบทวนงานวิจัยวิทยานิพนธ์ของ ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ ที่ได้นำเสนอไว้ในปี 2552 (ทศพร ณรงค์ฤทธิ์, 2552) ที่ได้ออกแบบค่าดังกล่าวไว้โดยใช้วิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหา คือ L_c เท่ากับ 0.039 H สำหรับรายละเอียดต่างๆ เช่น การกำหนดค่าขอบเขตการค้นหาพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของอัลกอริทึม และฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ได้เพิ่มเติมได้จากบทความตีพิมพ์ของ Narongrit, Areerak และ Srikaew ในปี 2009 เรื่อง Design of an Active Power Filter using Adaptive Tabu Search ในที่ประชุมวิชาการ The 8th WSEAS Conference on Artificial Intelligence, Knowledge Engineering and Data Bases (AIKED'09) หน้าที่ 314 ถึง 318

การออกแบบตัวเก็บประจุ (C_{dc}) ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ใช้วิธีการของ Thierry Thomas ที่ได้นำเสนอไว้ในปี 1998 (Thierry Thomas, 1998) โดยค่าผลลัพธ์ที่ได้จากการออกแบบ คือ ขอบเขตต่ำสุดของตัวเก็บประจุ ($C_{dc(min)}$) สำหรับเป็นแหล่งสะสมพลังงานจ่ายแรงดันให้กับวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยทำการพิจารณาจากค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยรวมในระบบโดยแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 สมการการออกแบบค่าตัวเก็บประจุแสดงดังสมการที่ (4.48) จากนั้นทำการแทนค่าพารามิเตอร์เพื่อออกแบบตัวเก็บประจุดังสมการที่ (4.49)

$$C_{dc(min)} = \frac{\Delta \int \tilde{p}(t) dt}{\Delta V_{dc} \times V_{dc}^*} \quad (4.48)$$

$$C_{dc(min)} = \frac{0.23}{\Delta V_{dc} \times V_{dc}^*} = \frac{0.23}{3 \times 750} = 102.22 \mu F \quad (4.49)$$

โดยที่ ΔV_{dc} คือ ค่าแรงดันกระเพื่อม ในงานนำเสนอนี้ กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 3 V โดยคิดที่ 0.4% ของค่าแรงดัน V_{dc}



รูปที่ 4.4 ผลรวมกำลังไฟฟ้าเฉลี่ย

จากการออกแบบค่าตัวเก็บประจุดังสมการที่ (4.48) พบว่าการออกแบบดังกล่าวไม่ได้อ้างอิงถึงค่าพลังงานในตัวเก็บประจุ จึงทำให้การออกแบบค่าตัวเก็บประจุดังกล่าวไม่สามารถยืนยันได้ว่ามีค่าพลังงานเพียงพอในการทำหน้าที่เป็นแหล่งสะสมพลังงานสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟด้วยเหตุนี้จึงทำการออกแบบตัวเก็บประจุโดยคำนึงถึงค่าพลังงานที่ตัวเก็บประจุ ซึ่งพิจารณาได้จากสมการที่ (4.50) จากสมการดังกล่าว $\tilde{p}(t)$ คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของพลังงาน $\left(\frac{dE}{dt}\right)$ ที่ตัวเก็บ

ประจุเทียบกับเวลา เมื่อทำการจัดรูปแบบเทอมสมการเชิงอนุพันธ์ให้อยู่ในเทอมอินทิเกรต จะได้ดังสมการที่ (4.51) ซึ่งจะได้ค่าขอบเขตต่ำสุดของตัวเก็บประจุ ($C_{dc,min}$) ดังสมการที่ (4.52)

$$\tilde{p}(t) = V_{dc} i_{dc} = \frac{dE}{dt} \quad (4.50)$$

$$E = \int \tilde{p}(t) dt = \int \left(V_{dc} \cdot C_{dc} \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} \right) dt = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (4.51)$$

$$C_{dc,min} = \frac{2 \cdot \int \tilde{p}(t) dt}{V_{dc}^2} = \frac{2(12.6)}{750^2} = 44.45 \mu F \quad (4.52)$$

โดยที่ $\int \tilde{p}(t) dt$ คือ ผลรวมกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยในสภาวะคงตัว

จากการออกแบบค่าตัวเก็บประจุทั้ง 2 กรณี จะได้ขอบเขตต่ำสุดของการเลือกค่าตัวเก็บประจุอยู่ที่ 102.22 μF ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงเลือกค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานอยู่ที่ 200 μF ตามงานวิจัยของ พลสิทธิ์ สานติประพันธ์ ที่ได้นำเสนอไว้ในปี 2554 (พลสิทธิ์ สานติประพันธ์, 2554)

จากการออกแบบสรุปได้ว่าค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เพื่อใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ประกอบไปด้วย ค่าตัวเหนี่ยวนำ (L_c) เท่ากับ 0.039 H ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง (V_{dc}^*) เท่ากับ 750 V และค่าตัวเก็บประจุ (C_{dc}) เท่ากับ 200 μF โดยค่าทั้งหมดจะถูกใช้ในการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกของระบบ อีกทั้งนำมาใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอในการควบคุมการบิดกระแสชดเชย และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงซึ่งจะนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.4 และหัวข้อที่ 4.5 ตามลำดับ

4.4 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมกระแสชดเชย

พิจารณาระบบการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานบนแกนคิวิโดยอาศัยสมการอนุพันธ์ของกระแสชดเชยบนแกนคิวิที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 4.2 จัดรูปสมการใหม่จะได้ดังสมการที่ (4.53) และ (4.54) ตามลำดับ

$$L_c \frac{di_{cd}}{dt} = -R_c i_{cd} + \omega L_c i_{cq} + v_{dl} - v_{pcc,d} \quad (4.53)$$

$$L_c \frac{di_{cq}}{dt} = -R_c i_{cq} + \omega L_c i_{cd} + v_{ql} - v_{pcc,q} \quad (4.54)$$

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

จากสมการข้างต้น ผลคูณของฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนดีคิว (d_d, d_q) กับค่าแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ถูกแทนให้เป็นแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว (v_{dl}, v_{ql}) ทำการปรับรูปจะได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันที่จุด PCC ($v_{pcc,d}, v_{pcc,q}$) ดังสมการที่ (4.55) และ (4.56)

$$v_{pcc,d} = -R_c i_{cd} - L_c \frac{di_{cd}}{dt} + \omega L_c i_{cq} + v_{dl} \quad (4.55)$$

$$v_{pcc,q} = -R_c i_{cq} - L_c \frac{di_{cq}}{dt} - \omega L_c i_{cd} + v_{ql} \quad (4.56)$$

จากเหตุผลการกำหนดมุมเฟสเริ่มต้นของระบบ พิจารณาปริมาณแรงดันที่จุด PCC บนแกนดีคิว แทนปริมาณดังกล่าวลงในสมการที่ (4.55) และ (4.56) จัดรูปสมการใหม่ จะได้ดังสมการที่ (4.57) และ (4.58) ตามลำดับ จากนั้นทำการจัดเทอมสมการอนุพันธ์ใหม่ จะได้ดังสมการที่ (4.59) และ (4.60) ตามลำดับ โดยสัญญาณแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว (v_{dl}^*, v_{ql}^*) จะเป็นส่วนที่นำไปเป็นสัญญาณควบคุมการสวิตช์ไอจีบีทีด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m = -R_c i_{cd} - L_c \frac{di_{cd}}{dt} + \omega L_c i_{cq} + v_{dl} \quad (4.57)$$

$$0 = -R_c i_{cq} - L_c \frac{di_{cq}}{dt} - \omega L_c i_{cd} + v_{ql} \quad (4.58)$$

$$v_{dl}^* = -\omega L_c i_{cq} + u_d + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m \quad (4.59)$$

$$v_{ql}^* = \omega L_c i_{cd} + u_q \quad (4.60)$$

จากสมการที่ (4.59) และ (4.60) นำมาอธิบายการออกแบบโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ซึ่งจะมีการนำเสนอในส่วนต่อไป ในส่วนนี้ตัวแปร u_d และ u_q คือ สัญญาณเอาต์พุตที่มาจากพลาตซ์ของระบบ แสดงดังสมการที่ (4.61) และ (4.62)

$$u_d = L_c \frac{di_{cd}}{dt} + R_c i_{cd} \quad (4.61)$$

$$u_q = L_c \frac{di_{cq}}{dt} + R_c i_{cq} \quad (4.62)$$

พิจารณาระบบการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว จากสมการที่ (4.61) และ (4.62) นำมาหาฟังก์ชันถ่ายโอนเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยการแปลงลาปลาซ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับพลาตซ์ ดังสมการที่ (4.63) หลังจากนั้นดำเนินการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอ เริ่มต้นจากการพิจารณาสัญญาณควบคุมพีไอในรูปทั่วไปบนแกนดีคิว ดังแสดงไว้ในสมการที่ (4.64) และ (4.65) ตามลำดับ โดยที่ตัวแปร $\tilde{i}_{cd}$ คือ ผลต่างระหว่าง i_{cd}^* กับ i_{cd} และตัวแปร $\tilde{i}_{cq}$ คือ ผลต่างระหว่าง i_{cq}^* กับ i_{cq} เมื่อดำเนินการแปลงลาปลาซของสมการที่ (4.64) และ (4.65) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับตัวควบคุมพีไอ ดังสมการที่ (4.66)

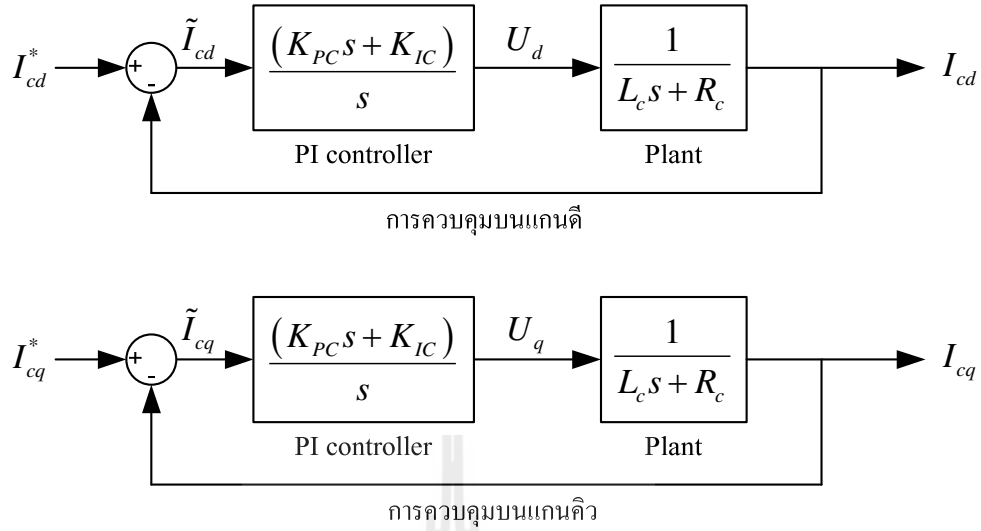
$$\frac{I_{cd}}{U_d} = \frac{I_{cq}}{U_q} = \frac{1}{L_c s + R_c} \quad (4.63)$$

$$u_d = K_{PC} \tilde{i}_{cd} + K_{IC} \int \tilde{i}_{cd} dt \quad (4.64)$$

$$u_q = K_{PC} \tilde{i}_{cq} + K_{IC} \int \tilde{i}_{cq} dt \quad (4.65)$$

$$\frac{U_d}{\tilde{I}_{cd}} = \frac{U_q}{\tilde{I}_{cq}} = \frac{(K_{PC}s + K_{IC})}{s} \quad (4.66)$$

จากสมการที่ (4.63) และ (4.66) สามารถอธิบายเป็นแผนภาพบล็อกไดอะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ด้วยตัวควบคุมพีไอ แสดงดังรูปที่ 4.5 สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ได้ดังสมการที่ (4.67)



รูปที่ 4.5 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอ

$$\frac{I_{cd}}{I_{cd}^*} = \frac{I_{cq}}{I_{cq}^*} = \frac{K_{PC}}{L_c} \left(\frac{s + \frac{K_{IC}}{K_{PC}}}{s^2 + \left(\frac{R_c + K_{PC}}{L_c} \right) s + \frac{K_{IC}}{L_c}} \right) \quad (4.67)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} ของตัวควบคุมพีไอจะใช้วิธีการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของระบบ ดังสมการที่ (4.67) และพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะ (characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (4.68) จะได้ผลเฉลยของสมการการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมกระแสซดเซย ดังสมการที่ (4.69) และ (4.70) ตามลำดับ

$$G(s) = \frac{\omega_{ni}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2} \quad (4.68)$$

$$K_{PC,d} = K_{PC,q} = 2\zeta\omega_{ni}L_c - R_c \quad (4.69)$$

$$K_{IC,d} = K_{IC,q} = \omega_{ni}^2 L_c \quad (4.70)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} บนแกนคิกิว จากสมการที่ (4.69) และ (4.70) จะพิจารณาจากอันดับฮาร์มอนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัดในระบบ ซึ่งผู้วิจัยได้พิจารณากำจัดฮาร์มอนิกถึงอันดับที่ 50 ซึ่งมีความถี่เท่ากับ 2500 เฮิร์ตซ์ ดังนั้นค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_{ni}) มีค่าเท่ากับ $2\pi \times 2500$ rad/s กำหนดค่าอัตราส่วนการหน่วง (damping ratio : ζ) เท่ากับ $\sqrt{2}/2$ เพื่อให้การตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงต่ำกว่าวิกฤต (underdamped response) ดังนั้นจะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอบนแกนคิกิว ได้ดังสมการที่ (4.71) และ (4.72) ตามลำดับ โดยในการคำนวณจะไม่พิจารณาค่าความต้านทานในสายส่ง ($R_c = 0$)

$$K_{PC,d} = K_{PC,q} = 2 \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \right) (5000\pi)(0.039) - 0 = 866 \quad (4.71)$$

$$K_{IC,d} = K_{IC,q} = (5000\pi)^2 (0.039) = 9.62 \times 10^6 \quad (4.72)$$

4.5 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของตัวเก็บประจุสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ให้คงที่ ณ จุดการทำงานที่เหมาะสมค่าหนึ่ง มีความสำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจากจะส่งผลต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ดังนั้นในหัวข้อนี้จะนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟตรง โดยเริ่มต้นจากการวิเคราะห์ตัวแปรสถานะของแบบจำลองในสมการที่ (4.73) ทำการจัดรูปใหม่ จะได้ดังสมการที่ (4.74) ใช้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันที่ตัวเก็บประจุทางด้านดีซี ดังสมการที่ (4.75) แทนความสัมพันธ์ดังกล่าวลงในสมการตัวแปรสถานะของแรงดันบัสไฟตรง จะได้ดังสมการที่ (4.76)

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{d_d}{C_{dc}} i_{cd} - \frac{d_q}{C_{dc}} i_{cq} \quad (4.73)$$

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = -d_d i_{cd} - d_q i_{cq} \quad (4.74)$$

$$i_{dc} = -C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (4.75)$$

$$-i_{dc} = -d_d i_{cd} - d_q i_{cq} \quad (4.76)$$

โดยที่ $C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt}$ คือ พลาเน็ตของระบบที่พิจารณาให้มีการควบคุมแรงดันตกคร่อม
ตัวเก็บประจุ (V_{dc})

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

จากสมการที่ (4.76) ทำการแทนค่าฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนคิวดิถีจะได้
ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (4.77) เนื่องจากสถานะการสวิตช์บนแกนคิวดิถีเป็นศูนย์ ($d_q = 0$) จัดรูป
สมการใหม่จะได้ดังสมการที่ (4.78) ค่า i_{cd} ในสมการดังกล่าว คือ สัญญาณเอาต์พุตสำหรับตัว
ควบคุมสำหรับแรงดันบัสไฟตรง เพื่อให้ง่ายต่อความเข้าใจจึงได้นิยามตัวแปร i_{cd} ขึ้นมาใหม่เป็น
 $i_{cd,v}$ ดังนั้นสามารถแสดงความสัมพันธ์ของตัวแปร i_{cd} และ $i_{cd,v}$ ได้ดังสมการที่ (4.79)

$$-i_{dc} = -\left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2}\right) \cdot i_{cd} - (d_q) \cdot i_{cq} \quad (4.77)$$

$$-i_{dc} = -\left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2}\right) \cdot i_{cd} \quad (4.78)$$

$$\frac{-i_{dc}}{-i_{cd,v}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \quad (4.79)$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (4.75) และ (4.79) จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอน ดังสมการที่
(4.80) และ (4.81) เพื่อนำมาออกแบบโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมสำหรับการควบคุมแรงดันบัส
ไฟตรง

$$\frac{V_{dc}}{-I_{dc}} = \frac{1}{C_{dc} s} \quad (4.80)$$

$$\frac{-I_{dc}}{-I_{cd,v}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \quad (4.81)$$

บล็อกไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง
แสดงได้ดังรูปที่ 4.6 โดยเริ่มต้นจากการพิจารณาสมการตัวควบคุมพีไอทางโดเมนเวลา ดังสมการที่
(4.82) จากนั้นทำการแปลงลาปลาซจะได้ดังสมการที่ (4.83) ทำการจัดเทอมให้อยู่ในรูปของฟังก์ชัน
ถ่ายโอน ดังสมการที่ (4.84)

$$-i_{cd,v} = K_{PV} \tilde{V}_{dc} + K_{IV} \int \tilde{V}_{dc} dt \quad (4.82)$$

$$-I_{cd,v} = K_{PV} \tilde{V}_{dc} + \frac{K_{IV} \tilde{V}_{dc}}{s} \quad (4.83)$$

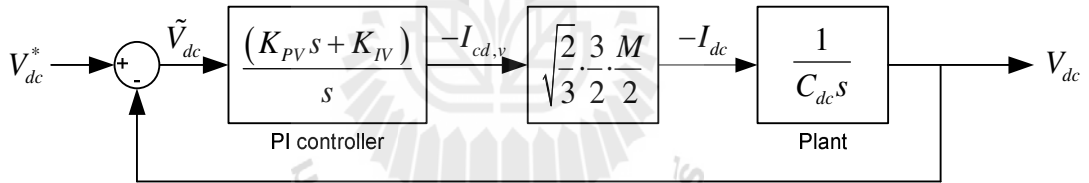
$$\frac{-I_{cd,v}}{\tilde{V}_{dc}} = \frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s} \quad (4.84)$$

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

V_{dc}^* คือ แรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่ได้จากการออกแบบ

V_{dc} คือ แรงดันบัสไฟตรงที่ได้จากการวัดคร่อมตัวเก็บประจุ

จากสมการที่ (4.80), (4.81) และ (4.84) สามารถอธิบายแผนภาพบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ตามรูปที่ 4.6 โดยที่จะหาฟังก์ชันการถ่ายโอนวงปิด สำหรับนำไปออกแบบตัวควบคุมพีไอ แสดงได้ดังสมการที่ (4.85) และเมื่อทำการจัดรูปสมการใหม่ จะได้ดังสมการที่ (4.86)



รูปที่ 4.6 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{C_{dc}s^2} \right)}{1 + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{C_{dc}s^2} \right)} \quad (4.85)$$

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{1}{C_{dc}} \cdot \left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s^2 + \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{K_{PV}}{C_{dc}} \right) s + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{K_{IV}}{C_{dc}}} \right) \quad (4.86)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PV} และ K_{IV} ของตัวควบคุมพีไอ จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ดังสมการที่ (4.86) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (4.68) โดยกำหนดค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_{nv}) เท่ากับ 10π rad/s (Thomas, 1998) ค่าอัตราส่วนการหน่วง (ζ) เท่ากับ $\sqrt{2}/2$ และค่าดัชนีการมอดูเลต (modulation index) เท่ากับ 0.83 ณ จุดการทำงานของค่าแรงดันบัสไฟตรง เท่ากับ 750 V ทำการแทนค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ จะได้ดังสมการที่ (4.87) และ (4.88) ตามลำดับ

$$K_{PV} = \frac{4\sqrt{2} \cdot \zeta \cdot \omega_{nv} C_{dc}}{\sqrt{3} \cdot M} = \frac{4\sqrt{2} \times \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \times 10\pi \times 200 \times 10^{-6}}{\sqrt{3} \times 0.83} \quad (4.87)$$

$$= 0.0175$$

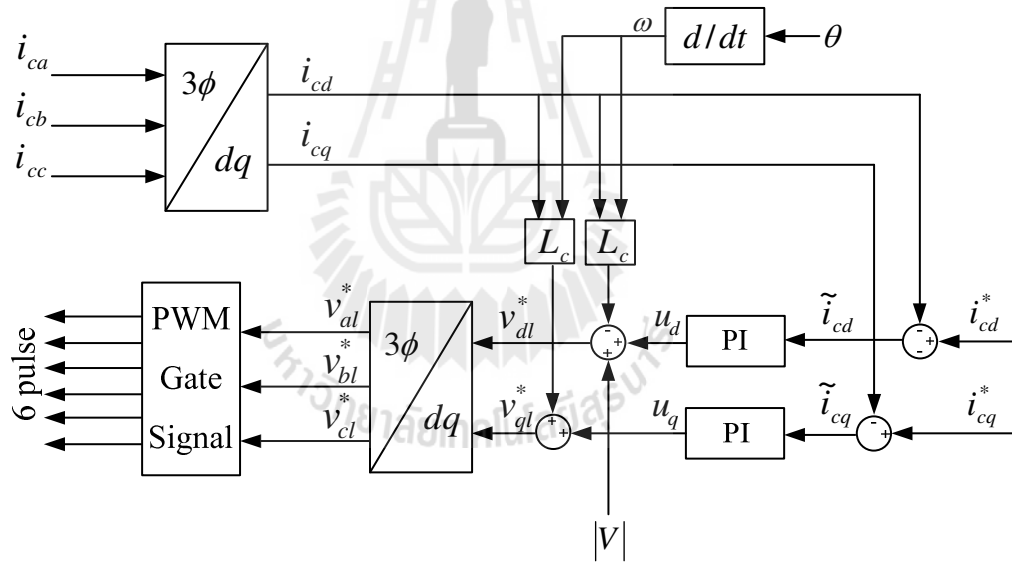
$$K_{IV} = \frac{4\sqrt{2} \cdot C_{dc} \cdot \omega_{nv}^2}{3\sqrt{2} \cdot M} = \frac{4\sqrt{2} \times 200 \times 10^{-6} \times (10\pi)^2}{3\sqrt{2} \times 0.83} = 0.3884 \quad (4.88)$$

4.6 การสร้างสัญญาณการสวิตช์สำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้เทคนิคการสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม ในการสร้างสัญญาณพัลส์ให้กับไอจีบีทีทั้ง 6 ตัวของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยสัญญาณพัลส์จะได้มาจากการเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงของระบบกับสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยม (triangular carrier) ซึ่งเทคนิคนี้มีโครงสร้างการควบคุมที่ไม่ซับซ้อนให้ผลการควบคุมที่ดี และมีความถี่การสวิตช์คงที่เท่ากับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม (Kazmierkowski and Malesani, 1998) ระบบการสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม แสดงได้ดังรูปที่ 4.7 จากรูปดังกล่าวสัญญาณอ้างอิงที่จะนำมาวิเคราะห์เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ คือ แรงดันอ้างอิงที่ออกจากตัวควบคุมพีไอ ซึ่งมาจากการพิจารณาจากค่ากระแสอ้างอิง i_{cd}^* และ i_{cq}^* ที่ได้จากการตรวจจับสนามอนิกด้วยวิธี PQF นำค่าดังกล่าวห้กลับกับค่ากระแสชดเชยจริง (i_{cd}, i_{cq}) จะได้เป็นค่าความคลาดเคลื่อน ($\tilde{i}_{cd}, \tilde{i}_{cq}$) สำหรับเป็นสัญญาณอินพุตให้กับตัวควบคุมพีไอ เพื่อทำหน้าที่ควบคุมการผิดกระแสชดเชยให้มีความใกล้เคียงกับค่ากระแสอ้างอิง โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมพีไอเป็นค่าแรงดันอ้างอิง

(u_d, u_q) และเพื่อให้ได้เป็นแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงบนแกนดีควสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ (v_{dl}^*, v_{ql}^*) จะต้องดำเนินการต่อบล็อกตามรูปที่ 4.7 ให้สอดคล้องกับสมการที่ (4-59) และ (4-60) หลังจากนั้นค่า v_{dl}^* และ v_{ql}^* จะถูกแปลงให้อยู่บนปริมาณไฟฟ้าสามเฟส $(v_{al}^*, v_{bl}^*, v_{cl}^*)$ เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงในการควบคุมการทำงานของไอจีบีที ซึ่งจะเรียกแรงดันนี้ว่า แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของวงจรกรองกำลังแอคทีฟ สำหรับการออกแบบความถี่ของสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยม จะพิจารณาจากอันดับฮาร์มอนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัด โดยความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมต้องมากกว่าความถี่ฮาร์มอนิกอันดับสูงสุดที่พิจารณาเป็นสองเท่า (Thomas, 1998) ดังนั้นสามารถหาความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมได้ดังสมการที่ (4.89) ซึ่งขนาดของสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยมเท่ากับ 1

$$f_c = 2 \times f_{h, \max} = 2 \times 2500 = 5000 \text{ Hz} \quad (4.89)$$

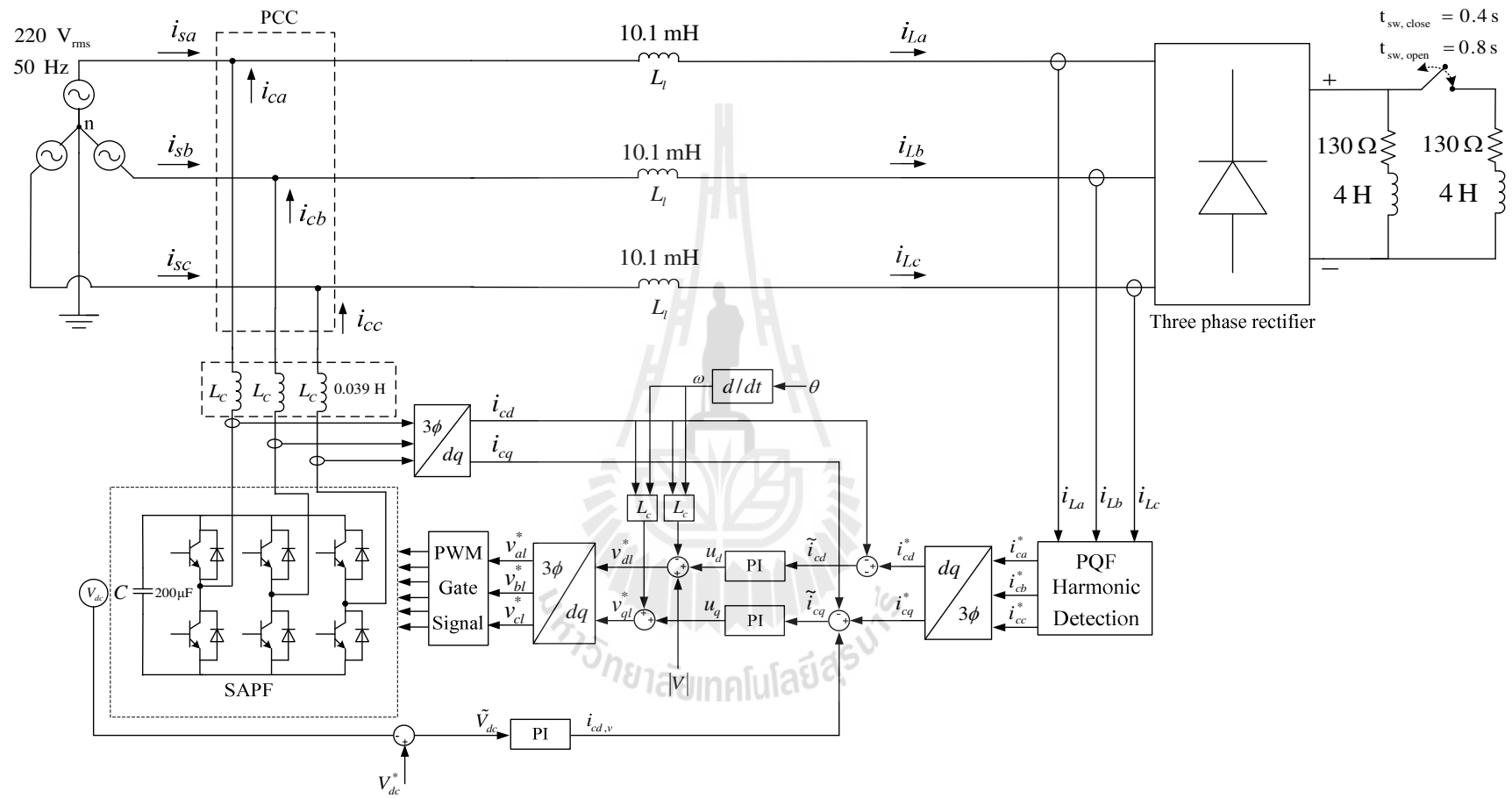


รูปที่ 4.7 ระบบการสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

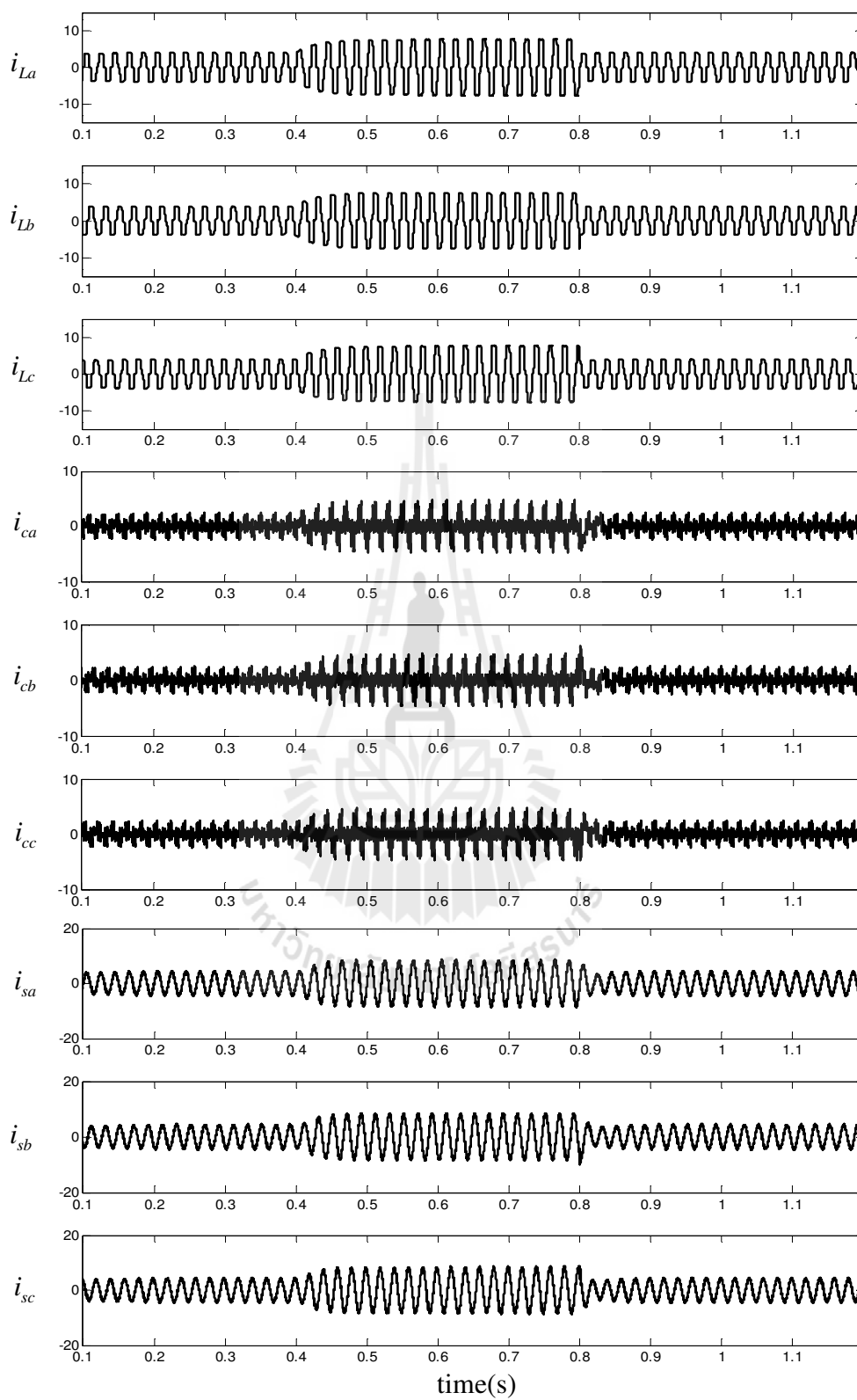
4.7 ผลการจำลองสถานการณ์และการอภิปรายผล

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก มีวัตถุประสงค์เพื่อทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมการฉีดกระแสชดเชย และสมรรถนะของตัวควบคุมแรงดันบัลไฟตรง โดยระบบไฟฟ้าที่ทำการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 4.8 จากรูปดังกล่าวสามารถอธิบายในแต่ละส่วนได้ดังนี้ ส่วนที่ 1 ระบบไฟฟ้าสามเฟสที่ต่ออยู่กับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ส่วนที่ 2 เป็นการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ทำหน้าที่คำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว ส่วนที่ 3 ระบบการควบคุม ประกอบด้วย ตัวควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และตัวควบคุมแรงดันบัลไฟตรง โดยใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มในการสร้างสัญญาณการสวิตช์ให้กับไอจีบีทีของวงจรรอกกำลัง และส่วนที่ 4 วงจรรอกกำลังแยกที่ฟแบบขนาน ทำหน้าที่ในการฉีดกระแสชดเชยที่จุด PCC เพื่อทำการกำจัดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบ โดยจำลองสถานการณ์ช่วงเวลาตั้งแต่ 0 ถึง 1.2 วินาที มีการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทานและตัวเหนี่ยวนำของวงจรเรียงกระแสใน 2 ช่วงเวลา ได้แก่ ช่วงวินาทีที่ 0.4 ทำการเปลี่ยนโหลดความต้านทานจากเดิม 130 Ω เป็น 65 Ω และตัวเหนี่ยวนำจากเดิม 4 H เป็น 2 H จากนั้นเปลี่ยนกลับมาใช้โหลดของวงจรเรียงกระแสชุดเดิม ที่ช่วงวินาทีที่ 0.8 เป็นต้นไป

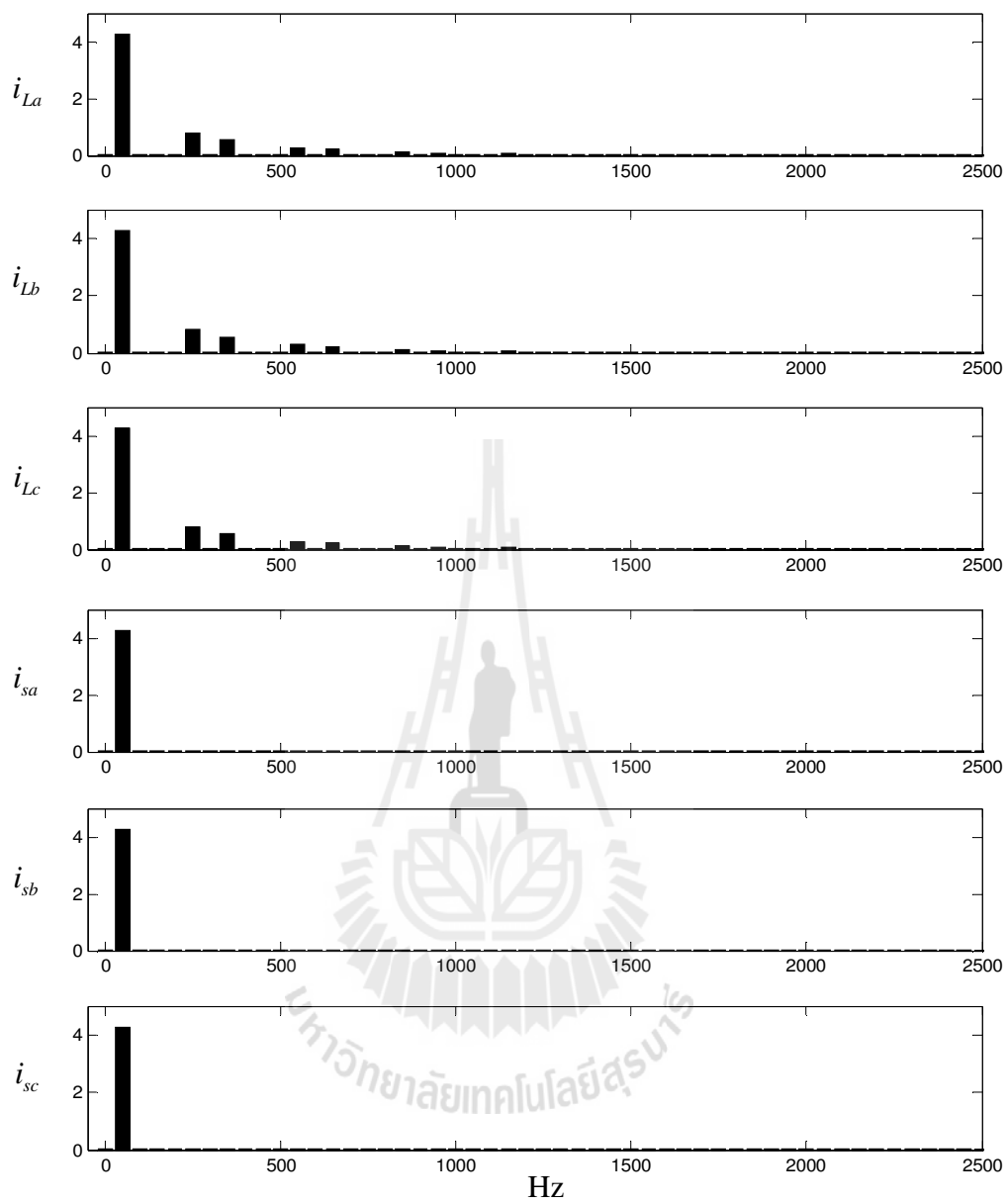




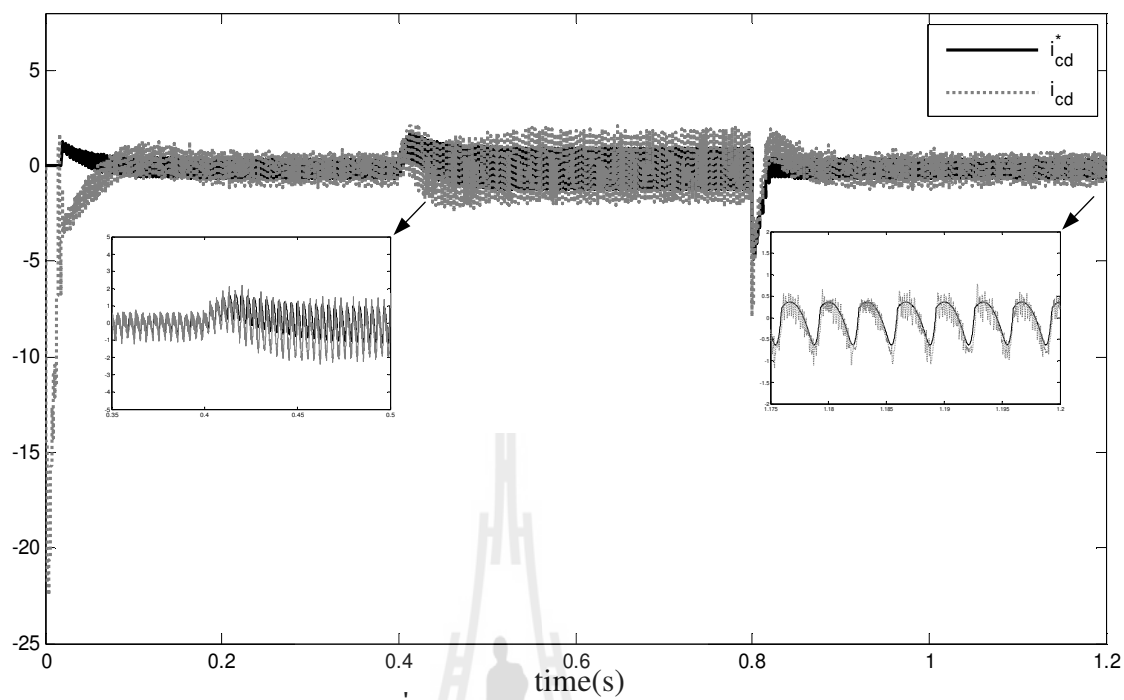
รูปที่ 4.8 การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานโดยใช้ตัวควบคุมพีไอ



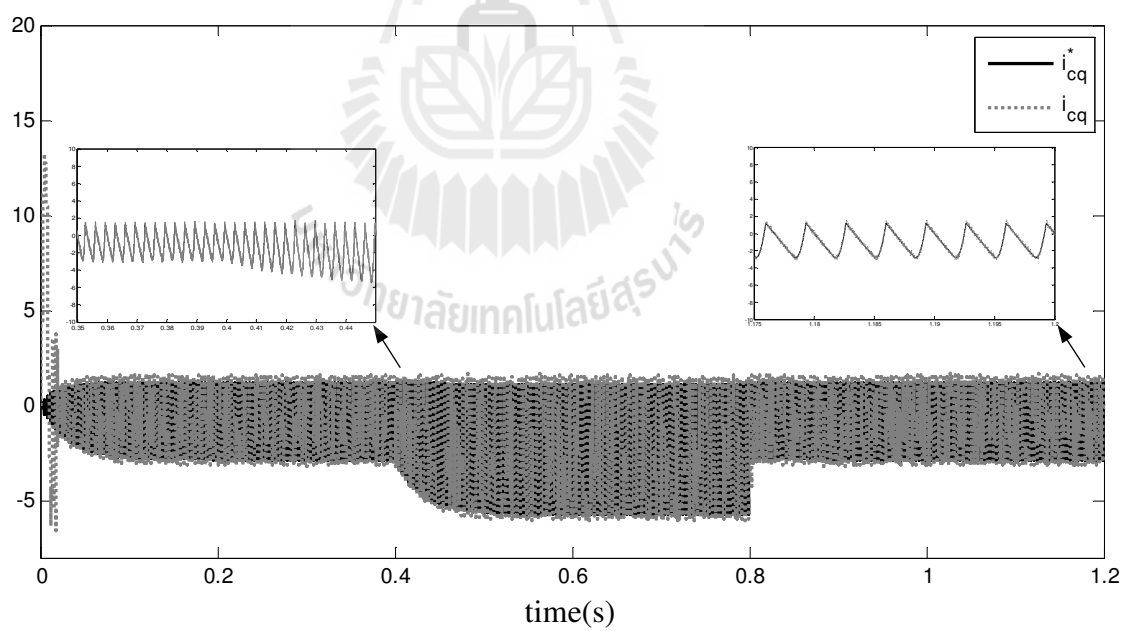
รูปที่ 4.9 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าสามเฟส



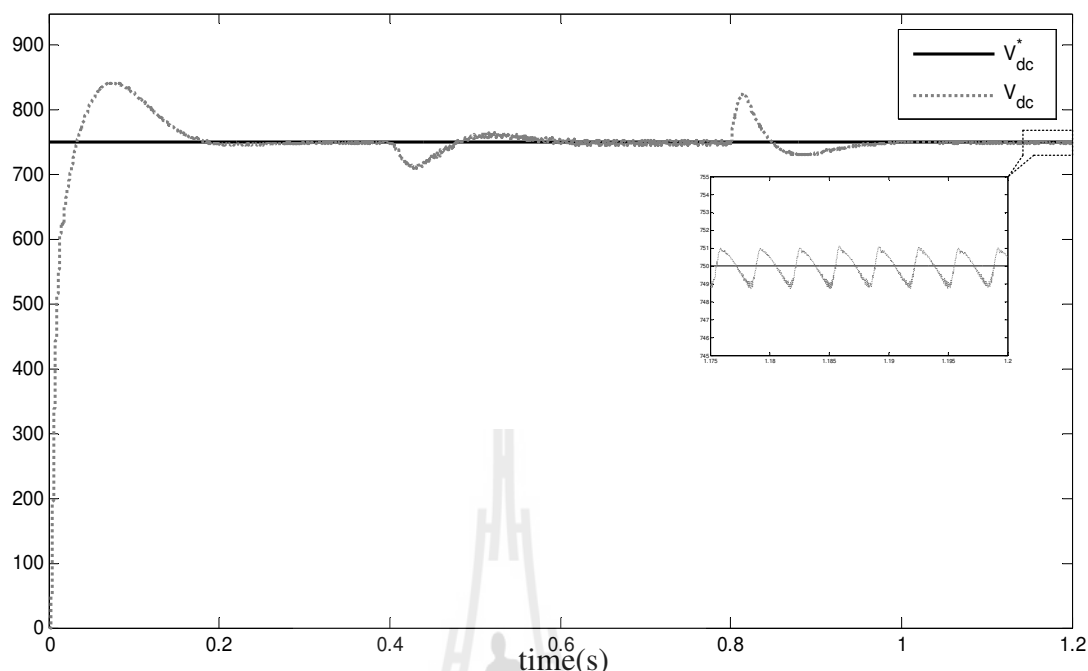
รูปที่ 4.10 กราฟสเปกตรัมของกระแสก่อนและหลังการชดเชย



รูปที่ 4.11 กระแสชดเชยบนแกนดี



รูปที่ 4.12 กระแสชดเชยบนแกนคิว



รูปที่ 4.13 กราฟสัญญาณการควบคุมแรงดันไฟฟ้าตรง

ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกแบบรูปที่ 4.8 แสดงได้ดังรูปที่ 4.9 ถึงรูปที่ 4.13 จากรูปที่ 4.9 แสดงรูปสัญญาณของกระแสที่จุด PCC ประกอบไปด้วย กระแสที่โหลด (กระแสก่อนการชดเชย : i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) กระแสชดเชยฮาร์มอนิก (i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}) และกระแสที่แหล่งจ่าย (กระแสหลังการชดเชย : i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) จากการจำลองสถานการณ์ พบว่ากระแสก่อนการชดเชยมีความบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ เนื่องจากปริมาณฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบ เมื่อทำการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกเข้าสู่ระบบที่จุด PCC ส่งผลให้กระแสหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น โดยในช่วงวินาทีที่ 0.4 ที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลด ส่งผลทำให้รูปสัญญาณของกระแสมีค่ายอดสูงขึ้น และในวินาทีที่ 0.8 เป็นต้นไป ที่เปลี่ยนกลับมาใช้โหลดชุดเดิม ค่ายอดของกระแสจึงกลับมามีค่าเท่ากับกับค่ายอดของกระแสก่อนมีการเปลี่ยนแปลงโหลด ต่อมาทำการพิจารณาในรูปที่ 4.10 ซึ่งเป็นกราฟสเปกตรัมของกระแสก่อนและหลังการชดเชย พบว่ากราฟของกระแสก่อนการชดเชยปรากฏปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานและปริมาณฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ โดยภายหลังการชดเชยกระแสฮาร์มอนิก พบว่าคงเหลือเฉพาะปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานเท่านั้น ซึ่งสอดคล้องกับรูปสัญญาณของกระแสหลังการชดเชย ต่อมาทำการพิจารณาสมรรถนะของตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และแรงดันไฟฟ้าตรง แสดงดังรูปที่ 4.11 ถึงรูปที่ 4.13 ตามลำดับ โดยช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดในวินาทีที่ 0.4 ถึง 0.8 และเปลี่ยนกลับมาใช้โหลดชุดเดิมในวินาทีที่ 0.8 ถึง 1.2 เพื่อเป็นการทดสอบความสามารถของตัวควบคุมพีไอในการ

ที่จะควบคุมค่ากระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรง ซึ่งในช่วงแรกที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดในวินาทีที่ 0.4 จนถึงวินาทีที่ 0.8 สัญญาณของกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และแรงดันบัลไฟตรง มีลักษณะการสั่นไหว จนกระทั่งเข้าสู่ค่าอ้างอิง เมื่อถึงช่วงที่เปลี่ยนกลับมาใช้โหลดชุดเดิมในวินาทีที่ 0.8 เป็นต้นไปผลตอบสนองมีการสั่นไหวและเข้าสู่ค่าอ้างอิงเช่นเดียวกัน จากผลดังกล่าวบ่งบอกถึงสมรรถนะที่ดีของตัวควบคุมพีไอที่ได้ทำการออกแบบตามวิธีการที่นำเสนอในหัวข้อที่ 4.4 และ 4.5 โดยค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย ($\%THD_{av}$) ก่อนและหลังการชดเชยแสดงได้ดังตารางที่ 6.1 และมีสูตรการคำนวณค่า $\%THD_{av}$ แสดงได้ดังสมการที่ (4.90)

$$\%THD_{av} = \sqrt{\frac{\sum_{k=a,b,c} \%THD_k^2}{3}} \quad (4.90)$$

ตารางที่ 4.1 ผลการจำลองสถานการณ์ก่อนและหลังการชดเชย

เฟส	ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย	
	$\%THD$ ก่อนการชดเชย	$\%THD$ หลังการชดเชย
a	24.41	4.15
b	24.41	4.20
c	24.41	4.22
$\%THD_{av}$	24.41	4.19

จากตารางที่ 1 แสดงค่า $\%THD_{av}$ ก่อนและหลังการชดเชย พบว่าก่อนการชดเชยค่า $\%THD_{av}$ เท่ากับ 24.41 และหลังการชดเชยค่า $\%THD_{av}$ เท่ากับ 4.19 จากผลดังกล่าวพบว่าค่า $\%THD_{av}$ หลังการชดเชยมีค่าลดลงอย่างเห็นได้ชัด ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองสถานการณ์ข้างต้น

4.8 สรุป

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอททีฟแบบขนานที่นำเสนอในบทนี้ เริ่มต้นจากการวิเคราะห์แบบจำลองให้อยู่บนแกนสามเฟส จากนั้นทำการแปลงให้อยู่บนแกนดีคิว ซึ่งจะนำไปสู่การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมกระแสชดเชย และควบคุมแรงดันบัสไฟตรง จากนั้นจะทำการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ ด้วยตัวควบคุมที่ทำการออกแบบ และมีการเปลี่ยนแปลงโหลดทางด้านวงจรเรียงกระแส เพื่อทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมพีไอ โดยผลการจำลองสถานการณ์พบว่า กระแสไฟฟ้าหลังการชดเชย มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น สอดคล้องกับค่า $\%THD_{av}$ หลังการชดเชยมีค่าลดลงเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชย ด้วยเหตุนี้จึงสามารถยืนยันได้ว่าการออกแบบตัวควบคุมพีไอที่นำเสนอให้สมรรถนะที่ดีในการกำจัดฮาร์มอนิก



บทที่ 5

การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรกรองกำลัง

แอกทีฟแบบขนาน

5.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้จะอธิบายถึงการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (Sliding Mode Control : SMC) สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน เพื่อควบคุมการบิดกระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรง โดยนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยกัน 2 วิธี คือ การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ ซึ่งประกอบไปด้วยค่า k_{ic} , k_{vd} และ k_{vq} โดยจะทำการสุ่มค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวภายใต้สมการการตรวจสอบความมีเสถียรภาพของระบบโดยใช้ฟังก์ชันเลียปูนอฟในการกำหนดขอบเขต และในวิธีที่สองเป็นการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว ที่นำวิธีทางปัญญาประดิษฐ์มาช่วยในการออกแบบ เนื้อหาที่จะนำเสนอในบทนี้ประกอบไปด้วย การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบด้วยฟังก์ชันเลียปูนอฟ การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว การจำลองสถานการณ์ อภิปรายผล และสรุป ตามลำดับ

5.2 การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์

หัวข้อนี้จะอธิบายถึงการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ เพื่อควบคุมการบิดกระแสชดเชย และควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน การออกแบบตัวควบคุมมีความจำเป็นต้องอาศัยการวิเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน นอกจากนี้การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะพิจารณาการออกแบบตัวควบคุมให้อยู่บนแกนดีคิวโดยเวกเตอร์ควบคุมโหมดการเลื่อนในรูปแบบทั่วไป แสดงได้ดังสมการที่ (5.1) จากสมการดังกล่าวจะประกอบไปด้วย 2 เวกเตอร์ควบคุม คือ เวกเตอร์ควบคุมพื้นผิวการเลื่อนบนแกนดีคิว (Sliding surface : $\mathbf{u}_{s,dq}$) เป็นเวกเตอร์ที่ควบคุมตัวแปรสถานะของระบบให้เคลื่อนที่ไปบนพื้นผิวที่กำหนด ในขณะที่

เวกเตอร์ควบคุมสมมูลบนแกนดีคิว ($\mathbf{u}_{eq,dq}$) เป็นเวกเตอร์ที่มาจากการวิเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอคทีฟแบบขนาน

$$\mathbf{u}_{dq} = \mathbf{u}_{eq,dq} + \mathbf{u}_{s,dq} \quad (5.1)$$

$$\text{โดยที่ } \mathbf{u}_{dq} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, \mathbf{u}_{eq,dq} = \begin{bmatrix} u_{eq,d} \\ u_{eq,q} \end{bmatrix}, \mathbf{u}_{s,dq} = \begin{bmatrix} u_{s,d} \\ u_{s,q} \end{bmatrix}$$

จากสมการตัวควบคุมโหมดการเลื่อน เริ่มต้นพิจารณาสมการเวกเตอร์พื้นผิวการเลื่อน แสดงได้ดังสมการที่ (5.2) จากสมการดังกล่าว $\mathbf{K}$ คือ เมทริกซ์พารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน แสดงดังสมการที่ (5.3) และ $\mathbf{x}^*$ คือ เวกเตอร์ตัวแปรสถานะของระบบ แสดงดังสมการที่ (5.4)

$$\mathbf{s} = \mathbf{K}(\mathbf{x} - \mathbf{x}^*) \quad (5.2)$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_{ic} & 0 & k_{vd} \\ 0 & k_{ic} & k_{vq} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$\mathbf{x}^* = \begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2^* \\ x_3^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{cd}^* \\ i_{cq}^* \\ V_{dc}^* \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

จากสมการข้างต้น ดำเนินการแทนสมการที่ (5.3) และ (5.4) ลงในสมการที่ (5.2) และจัดรูปสมการใหม่ จะได้ดังสมการที่ (5.5) โดยสมการดังกล่าวจะเป็นสมการของเวกเตอร์พื้นผิวการเลื่อนที่ปรากฏค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ต้องทำการออกแบบ คือ ค่า k_{ic}, k_{vd} และ k_{vq} ซึ่งเวกเตอร์ควบคุมบนแกนดีคิวจะเป็นการทำงานแบบมีเงื่อนไข แสดงได้ดังสมการที่ (5.6) และเนื่องจากในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะดำเนินการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม MATLAB ร่วมกับ Simulink ดังนั้นเมื่อนำสมการเวกเตอร์ควบคุมบนแกนดีคิวไปสร้างเป็นบล็อกในโปรแกรม Simulink จะได้ดังรูปที่ 5.1

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{ic}(i_{cd} - i_{cd}^*) + k_{vd}(V_{dc} - V_{dc}^*) \\ k_{ic}(i_{cq} - i_{cq}^*) + k_{vq}(V_{dc} - V_{dc}^*) \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$\begin{aligned} u_{s,d} &= \begin{cases} -\text{sgn}(s_d), & s_d \neq 0 \\ 0, & s_d = 0 \end{cases} \\ u_{s,q} &= \begin{cases} -\text{sgn}(s_q), & s_q \neq 0 \\ 0, & s_q = 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (5.6)$$

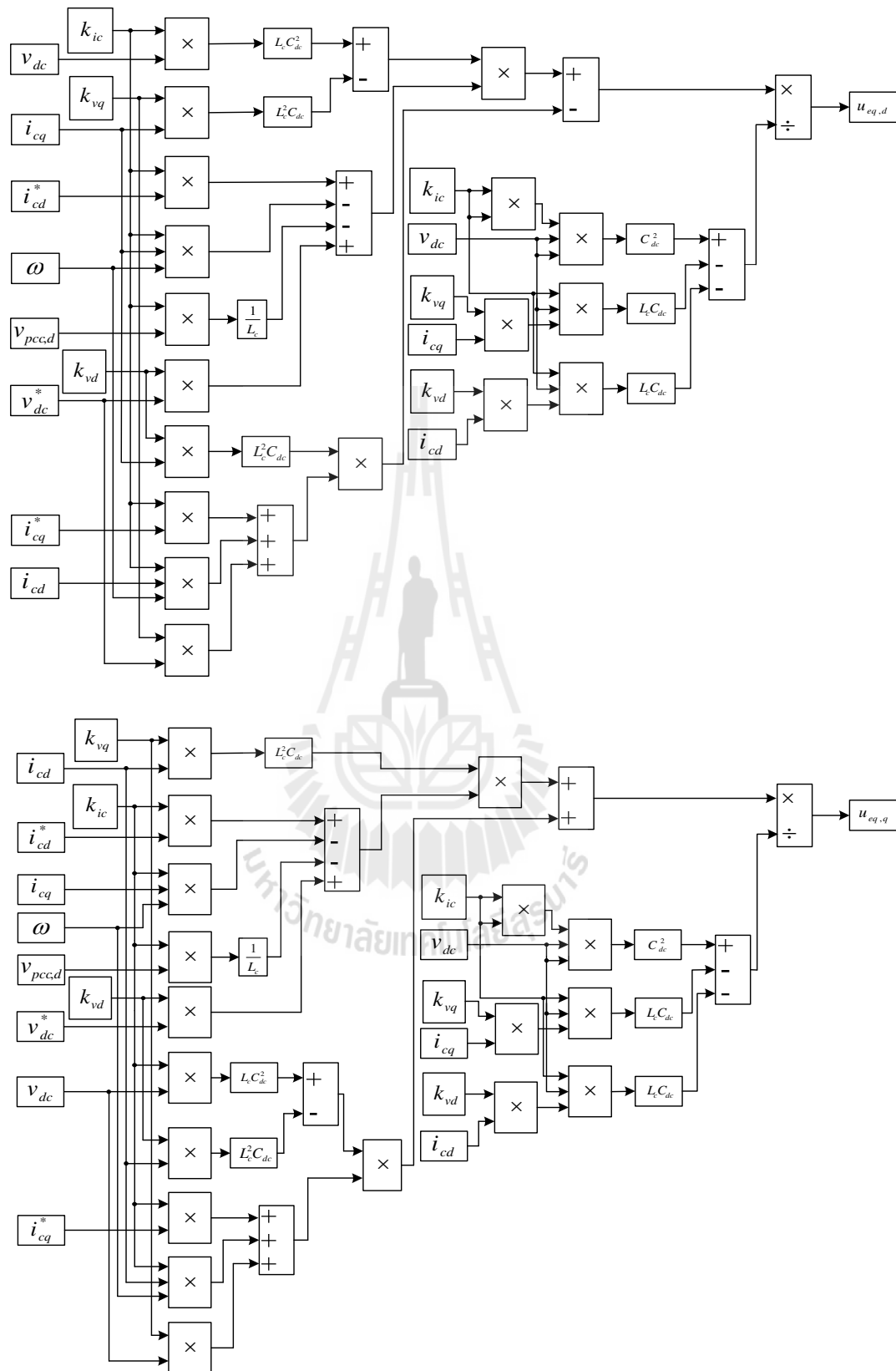
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L_c} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L_c} \\ -\frac{i_{cd}}{C_{dc}} & -\frac{i_{cq}}{C_{dc}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}(\mathbf{x})} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{V_{pcc,d}}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}} \quad (5.9)$$

จากเงื่อนไขการทำงานของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (B.Singh,K.Al-Haddad, A.Chandra, 1997) เมื่อระบบอยู่ในโหมดการเลื่อนแล้ว อนุพันธ์อันดับหนึ่งของฟังก์ชันการเลื่อนจะเท่ากับศูนย์ แสดงได้ดังสมการที่ (5.10) จากสมการดังกล่าวทำการแทนสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งของสมการปริภูมิสถานะ จากสมการที่ (5.7) โดยกำหนดให้ $\mathbf{u} = \mathbf{u}_{eq,dq}$ และทำการจัดรูปสมการใหม่จะได้สมการเวกเตอร์ควบคุมสมมูลบนแกนดีคิว แสดงดังสมการที่ (5.11)

$$\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{K}(\dot{\mathbf{x}} - \dot{\mathbf{x}}^*) = 0 \quad (5.10)$$

$$\mathbf{u}_{eq,dq} = (\mathbf{KB}(\mathbf{x}))^{-1} \cdot (\mathbf{K}(\dot{\mathbf{x}}^* - \mathbf{Ax} - \mathbf{G})) \quad (5.11)$$

จากสมการสัญญาณควบคุมสมมูลที่ได้จากการพิจารณาสมการทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานบนแกนดีคิว จะถูกนำไปสร้างเป็นบล็อกในโปรแกรม Simulink แสดงได้ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมเวกเตอร์ควบคุมสมมูลของระบบบนแกนดีคิว

5.2.1 การตรวจสอบเสถียรภาพของระบบด้วยฟังก์ชันเลียปูนอฟ

จากการค้นคว้า และศึกษาจากงานวิจัยในอดีตเกี่ยวกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมคการเลื่อน พบว่าการออกแบบจะใช้การสุ่มค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม (Nassar Mensalek, Kamal AI-Haddad, 2002) โดยในการสุ่มค่าจะพิจารณาจากเสถียรภาพของระบบวงปิด ซึ่งใช้ฟังก์ชันเลียปูนอฟในการพิจารณาเพื่อหาขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมคการเลื่อน ที่จะส่งผลทำให้ระบบวงปิดมีเสถียรภาพ ฟังก์ชันเลียปูนอฟดังกล่าว แสดงได้ดังสมการที่ (5.12) และอนุพันธ์อันดับหนึ่งของฟังก์ชันเลียปูนอฟที่จะใช้ในการกำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมคการเลื่อน แสดงดังสมการที่ (5.13)

$$U = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{s} > 0 \quad (5.12)$$

$$\dot{U} = \frac{1}{2} (\mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} + \dot{\mathbf{s}}^T \mathbf{s}) \quad (5.13)$$

โดยที่ $\mathbf{s}$ และ $\dot{\mathbf{s}}$ เป็นเวกเตอร์หลักที่มีจำนวนสมาชิกเท่ากัน

พิจารณาพจน์ $\mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}}$ โดยใช้คุณสมบัติการทรานสโพสของเมทริกซ์ แสดงดังสมการที่ (5.14) ทำการจัดพจน์ดังกล่าวใหม่ จะได้ดังสมการที่ (5.15)

$$(\mathbf{AB})^T = (\mathbf{B}^T \mathbf{A}) \quad (5.14)$$

$$(\dot{\mathbf{s}}^T \mathbf{s})^T = \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} \quad (5.15)$$

ทำการแทนสมการที่ (5.15) ลงในสมการที่ (5.13) จะได้ดังสมการที่ (5.16) ทำการจัดรูปสมการใหม่ จะได้สมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งของฟังก์ชันเลียปูนอฟ แสดงดังสมการที่ (5.17)

$$\dot{U} = \frac{1}{2} (\mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} + \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}}) \quad (5.16)$$

$$\dot{U} = \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} \quad (5.17)$$

จากเงื่อนไขความมีเสถียรภาพของฟังก์ชันเลียปูนอฟ (V. I. Utkin, 1978) ดังสมการที่ (5.18) เมื่อพิจารณาร่วมกับสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งของฟังก์ชันเลียปูนอฟ จะได้สมการการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบวงปิด ดังสมการที่ (5.19)

$$\dot{U} < 0 \quad (5.18)$$

$$\mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} < 0 \text{ โดยที่ } \mathbf{s} \neq 0 \quad (5.19)$$

ต่อมาทำการพิจารณาสมการการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบจากสมการที่ (5.19) เริ่มต้นจากการพิจารณาพจน์อนุพันธ์อันดับหนึ่งของเวกเตอร์พื้นผิวการเลื่อนแสดงดังสมการที่ (5.20) จากสมการดังกล่าวทำการแทนค่าสมการปริภูมิสถานะของระบบ โดยในการพิจารณาความมีเสถียรภาพ จะเป็นการตรวจสอบจากเวกเตอร์ควบคุมโหมดการเลื่อน ดังนั้นจึงกำหนดให้ $\mathbf{u} = \mathbf{u}_{dq}$ แสดงดังสมการที่ (5.21)

$$\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{K}(\dot{\mathbf{x}} - \dot{\mathbf{x}}^*) \quad (5.20)$$

$$\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{K}(\mathbf{Ax} + \mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u}_{dq} + \mathbf{G} - \dot{\mathbf{x}}^*) \quad (5.21)$$

โดยที่ $\mathbf{u}_{dq} = \mathbf{u}_{eq,dq} + \mathbf{u}_{s,dq}$ ทำการแทนค่า $\mathbf{u}_{dq}$ ลงในสมการที่ (5.21) และจัดรูปสมการใหม่ จะได้ดังสมการที่ (5.22)

$$\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{K}(\mathbf{Ax} + \mathbf{B}(\mathbf{x})(\mathbf{u}_{eq,dq} - \text{sgn}(\mathbf{s}_{dq})) + \mathbf{G} - \dot{\mathbf{x}}^*) \quad (5.22)$$

การหาสมการสำหรับใช้กำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์เพื่อให้ระบบวงปิดมีเสถียรภาพ ทำการแทนพจน์ $\mathbf{u}_{eq,dq}$ จากสมการที่ (5.11) ลงในสมการที่ (5.22) จะได้ดังสมการที่ (5.23) จากนั้นทำการจัดรูปสมการที่ (5.23) ใหม่จะได้สมการที่ใช้ในการกำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน แสดงได้ดังสมการที่ (5.24) การจัดรูปสมการเพื่อให้ได้สมการที่ (5.23) และ (5.24) แสดงไว้ในภาคผนวก (ข) ซึ่ง $|i_{cd}|$ มีค่าประมาณ 2.4 A และ $|i_{cq}|$ มีค่าประมาณ 1.5 A สำหรับระบบที่พิจารณา ซึ่งเป็นขนาดสูงสุดของกระแสอ้างอิงบนแกนดี และคิวตามลำดับ

$$\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{KB}(\mathbf{x})(-\text{sgn}(\mathbf{s}_{dq})) \quad (5.23)$$

$$\frac{L_c}{C_{dc}} \cdot (k_{vd} + k_{vq}) \cdot (|i_{cd}| + |i_{cq}|) < k_{ic} V_{dc} \quad (5.24)$$

โดยที่ k_{ic}, k_{vd}, k_{vq} คือ ค่าคงที่บวก

จากสมการการตรวจสอบเสถียรภาพ ดังสมการที่ (5.24) สังเกตได้ว่าสมการดังกล่าวจะเป็นการกำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์ทั้งสามของตัวควบคุม ซึ่งการเลือกค่าที่จะทำให้ระบบวงปิดมีเสถียรภาพนั้นต้องเลือกค่าที่ทำให้สมการดังกล่าวเป็นจริง

การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อน เวกเตอร์ควบคุมโหมดการเลื่อนจะแบ่งเป็น 2 ส่วนด้วยกัน โดยพิจารณาจากเวกเตอร์ควบคุมที่เกิดจากพื้นผิวการเลื่อนบนแกนดีคิว ($\mathbf{u}_{s,dq}$) และเวกเตอร์ควบคุมสมมูลของระบบที่ได้จากการพิจารณาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานบนแกนดีคิว ซึ่งเวกเตอร์ควบคุมที่พิจารณาในส่วนนี้จะกำหนดให้ $\mathbf{u} = \mathbf{u}_{eq,dq}$ ซึ่งการกำหนดเวกเตอร์ควบคุมนี้จะต่างจากขั้นตอนการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบวงปิด ที่เป็นการตรวจสอบจากเวกเตอร์ควบคุมโหมดการเลื่อนทั้งระบบที่เกิดจากเวกเตอร์ควบคุมของพื้นผิวและเวกเตอร์ควบคุมสมมูลของระบบที่กำหนดให้ $\mathbf{u} = \mathbf{u}_{dq}$ โดยจะพิจารณาในขั้นตอนการตรวจสอบเสถียรภาพ จากการวิเคราะห์สมการการตรวจสอบเสถียรภาพจะได้สมการที่ใช้ในการกำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์ทั้งสามของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่จะส่งผลต่อความมีเสถียรภาพของระบบวงปิด จากการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนพบว่า ตัวควบคุมประเภทนี้จะพิจารณาควบคุมกระแสและแรงดันไปพร้อม ๆ กัน โดยไปพิจารณารวมกันอยู่ที่เวกเตอร์พื้นผิวการเลื่อน ซึ่งต่างจากตัวควบคุมพีไอที่ต้องออกแบบตัวควบคุมกระแส และแรงดันบัสไฟตรงแยกกัน

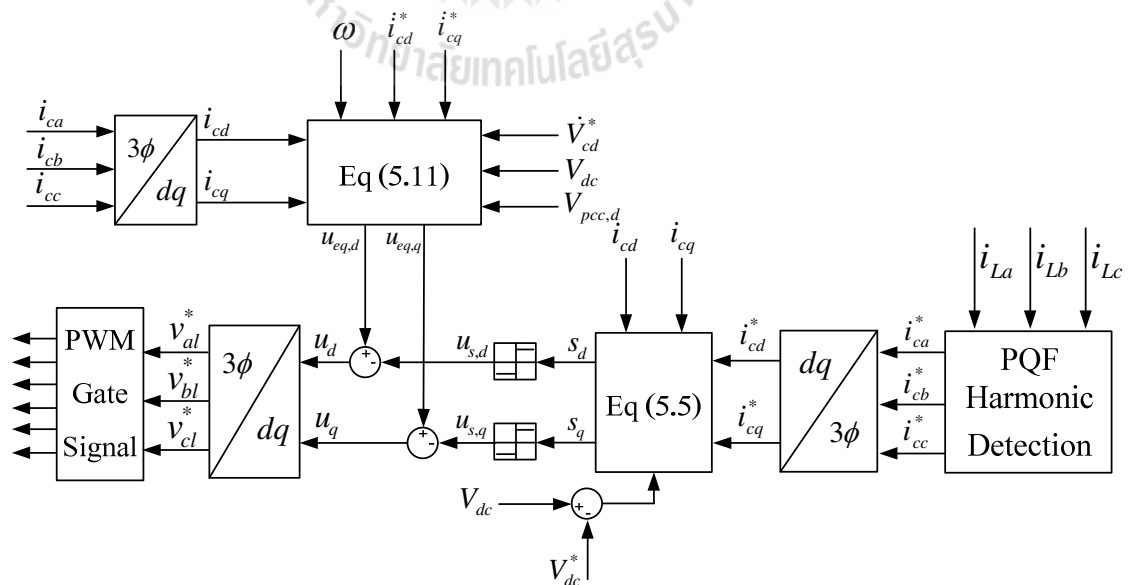
5.2.2 การจำลองสถานการณ์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบ

ด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์

การจำลองสถานการณ์การก่อกำเนิดฮาร์มอนิกที่ใช้งานกรองกำลังแอกทีฟที่มีไอจีบีทีทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์การสวิตช์ของวงจรกรอง จำเป็นต้องมีการสร้างพัลส์เพื่อสั่งการให้ไอจีบีทีทำงานได้ตามต้องการ ซึ่งการสร้างพัลส์ดังกล่าวจะใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม แสดงได้ดังรูปที่ 5.3 จากรูปดังกล่าวสัญญาณอ้างอิงที่นำมาใช้ในการสร้างสัญญาณพัลส์ให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ คือแรงดันอ้างอิงที่ออกจากตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ($v_{al}^*, v_{bl}^*, v_{cl}^*$) โดยพิจารณาจากค่ากระแสอ้างอิง ($i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$) ที่ได้มาจากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF ค่าดังกล่าวจะถูกแปลงให้อยู่บนแกนดีคิว (i_{cd}^*, i_{cq}^*) จากนั้นจะนำมาผ่านบล็อกที่สร้างขึ้นจากสมการที่ (5.5) โดยมีเงื่อนไขการทำงานผ่านฟังก์ชันซิกนัม (signum) จะได้เป็นเวกเตอร์ควบคุมของพื้นผิวการเลื่อน ($u_{s,d}, u_{s,q}$) ต่อมาสัญญาณดังกล่าวจะถูกนำไปหักลบออกจากเวกเตอร์ควบคุมสมมูลบนแกนดีคิว ($u_{eq,d}, u_{eq,q}$) ซึ่งมาจากกระแสชดเชยจริงในระบบ ผ่านบล็อกที่สร้างมาจากสมการที่ (5.11) จะได้เป็นเวกเตอร์ควบคุมโหมดการเลื่อน (u_d, u_q) จากนั้นค่า u_d และ u_q จะถูกนำไปแปลงให้อยู่บนปริมาณสามเฟส

$(v_{al}^*, v_{bl}^*, v_{cl}^*)$ เพื่อใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงสำหรับนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยมที่ใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม โดยค่าความถี่ของสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยมที่นำมาเปรียบเทียบกับพิจารณาจากอันดับฮาร์โมนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัด ซึ่งค่าความถี่ดังกล่าวต้องมากกว่าความถี่ฮาร์โมนิกที่ต้องการกำจัดเป็น 2 เท่า (Thomas, 1988) ขนาดของสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยมมีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งรายละเอียดดังกล่าวมีการนำเสนอไว้ในบทที่ 4

ในบทนี้จะทำการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรรอกกำลังแยกที่เฟสแบบขนาน โดยใช้ตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนที่มีการออกแบบพารามิเตอร์ที่ต่างกันสองวิธี ระบบในการจำลองเป็นระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล ที่มีโหลดเป็นความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ โดยทำการจำลองสถานการณ์ช่วงเวลาตั้งแต่ 0 - 1.2 วินาที ในการทดสอบจะมีการเปลี่ยนแปลงโหลดของวงจรเรียงกระแส เพื่อทดสอบสนองของระบบ ในขณะที่ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมยังคงเดิม โดยจะทำการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทาน และตัวเหนี่ยวนำของวงจรเรียงกระแสในสองช่วงเวลา ได้แก่ ช่วงวินาทีที่ 0.4 ทำการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทานจาก 130Ω เป็น 65Ω และโหลดตัวเหนี่ยวนำจาก 4 H เป็น 2 H จากนั้นกลับมาเปลี่ยนเป็นโหลดชุดเดิมในวินาทีที่ 0.8 การจำลองสถานการณ์จะแบ่งการอธิบายได้เป็นสองกรณี โดยในกรณีแรกจะเป็นการจำลองสถานการณ์ของตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ ซึ่งอธิบายในหัวข้อที่ 5.2.2 และในกรณีที่สองจะเป็นการจำลองสถานการณ์ของตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว ซึ่งจะอธิบายไว้ในหัวข้อที่ 5.4.1



รูปที่ 5.3 การสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มสำหรับตัวควบคุมโหมดการเคลื่อน

การจำลองสถานการณ์การกำจัดสารมลพิษโดยใช้ตัวควบคุมโหมคการเคลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 5.4 การจำลองสถานการณ์ดังกล่าวเป็นการทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมในการควบคุมการฉีดกระแสน้ำ และควบคุมแรงดันไฟฟ้าตรงของวงจรกรองกำลังแอคทีฟ ในขั้นตอนการทดสอบจะทำการสุ่มค่าพารามิเตอร์ โดยพิจารณาจากขอบเขตของอสมการการตรวจสอบเสถียรภาพ โดยจะสุ่มค่าพารามิเตอร์ที่สอดคล้อง และไม่สอดคล้องกับอสมการตรวจสอบเสถียรภาพ ทำการทดสอบทั้งหมด 4 กรณี สำหรับในกรณีที่ 1 และกรณีที่ 2 เป็นการสุ่มค่าพารามิเตอร์ที่ไม่สอดคล้องกับอสมการตรวจสอบเสถียรภาพ และสำหรับกรณีที่ 3 และกรณีที่ 4 เป็นการสุ่มค่าพารามิเตอร์ที่สอดคล้องกับอสมการตรวจสอบเสถียรภาพ ซึ่งการทดสอบสุ่มค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวนอกจากจะเป็นการทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมแล้ว ยังเป็นการตรวจสอบอสมการการตรวจสอบเสถียรภาพที่จะใช้กำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมคการเคลื่อนที่ประกอบไปด้วยค่า k_{ic} , k_{vd} และ k_{vq} โดยการทดสอบแสดงดังตารางที่ 5.1



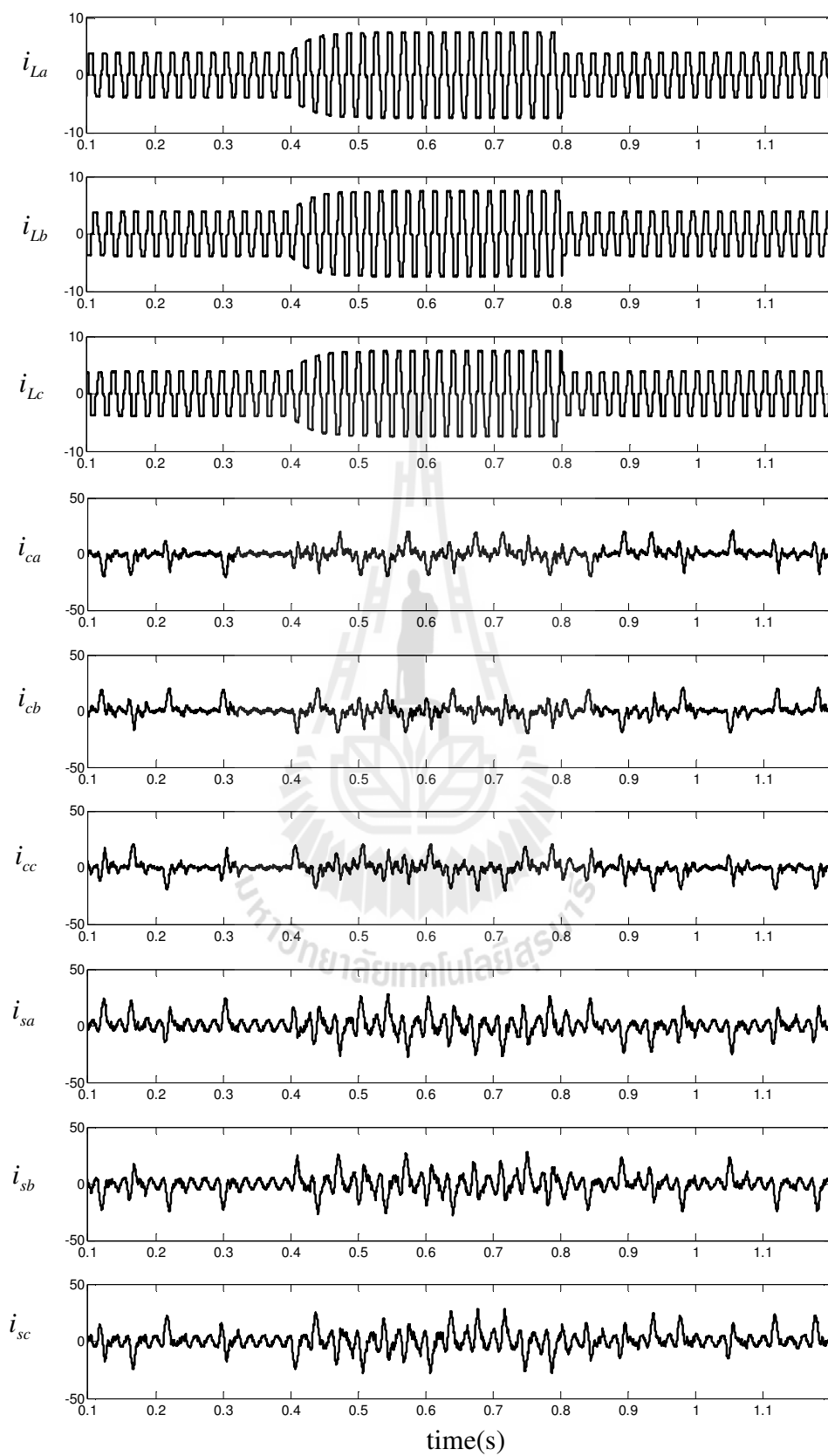
จากการจำลองสถานการณ์การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ทั้ง 4 กรณี แสดงได้ดังนี้ กรณีที่ 1 แสดงได้ดังรูปที่ 5.5 และรูปที่ 5.6 จากรูปที่ 5.5 แสดงรูปสัญญาณของกระแส 3 สัญญาณ คือ กระแสก่อนการชดเชย (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) กระแสชดเชย (i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}) และกระแสหลังการชดเชย (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) พบว่ารูปสัญญาณของกระแสก่อนการชดเชยมีความบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปไซน์ โดยในวินาทีที่ 0 ถึง 0.4 ค่ายอดของกระแสก่อนการชดเชยมีค่าประมาณ 5 A และในวินาทีที่ 0.4 ถึง 0.8 ระบบมีการเปลี่ยนแปลงโหลด ส่งผลให้ค่ายอดของกระแสก่อนการชดเชยมีค่าสูงขึ้นอยู่ที่ประมาณ 7 A และในวินาทีที่ 0.8 ถึง 1.2 ที่มีการเปลี่ยนแปลงกลับมาใช้โหลดชุดเดิม ค่ายอดของกระแสก่อนการชดเชยจะกลับมามีค่า 5 A เช่นเดิม ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ของกระแสก่อนการชดเชยทั้ง 4 กรณี จะมีรูปสัญญาณเหมือนกัน โดยภายหลังจากการฉีดกระแสชดเชย พบว่ารูปสัญญาณของกระแสหลังการชดเชยยังคงบิดเบี้ยวไม่มีรูปร่างที่แน่นอน บ่งบอกถึงระบบที่ขาดเสถียรภาพ เมื่อพิจารณาพร้อมกับรูปที่ 5.6 รูปสัญญาณของการควบคุมกระแสชดเชย และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง พบว่าตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนไม่สามารถควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรงให้เข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้ โดยสัญญาณควบคุมกระแสบนแกนดี และบนแกนคิว มีการสั่นไกวของรูปสัญญาณอย่างชัดเจน ซึ่งสัญญาณการควบคุมกระแสบนแกนดีคิวมีค่าการสั่นไกวอยู่ในช่วง -20 A ถึง 10 A และ -15 A ถึง 5 A ตามลำดับ เช่นเดียวกันกับสัญญาณการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงมีการสั่นไกวในช่วง 700 V ถึง 870 V สำหรับการทดสอบสุ่มค่าพารามิเตอร์ในกรณีที่ 2 ให้ผลการจำลองสถานการณ์เช่นเดียวกันกับการทดสอบสุ่มค่าพารามิเตอร์ในกรณีที่ 1 เนื่องจากทั้งสองกรณีเป็นการสุ่มค่าพารามิเตอร์ที่ไม่สอดคล้องกับสมการการตรวจสอบเสถียรภาพ จะแสดงได้ดังรูปที่ 5.7 และรูปที่ 5.8 โดยในรูปที่ 5.8 สัญญาณการควบคุมกระแสบนแกนดี และบนแกนคิว มีการสั่นไกวอยู่ในช่วง -45 A ถึง -10 A และ -7 A ถึง 30 A ตามลำดับ ส่วนสัญญาณของการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงมีการสั่นไกวในช่วง 300 ถึง 700 V ซึ่งสัญญาณควบคุมทั้งหมดมีการสั่นไกวอย่างชัดเจน

ต่อมาพิจารณาผลการจำลองสถานการณ์การทดสอบสุ่มค่าพารามิเตอร์ในกรณีที่ 3 แสดงได้ดังรูปที่ 5.9 ถึงรูปที่ 5.11 จากรูปที่ 5.9 พบว่ารูปสัญญาณของกระแสก่อนการชดเชยมีความบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปไซน์ โดยในช่วงวินาทีที่ 0.4 ถึง 0.8 ที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลด กระแสก่อนการชดเชยมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งส่งผลให้ค่ากระแสชดเชยมีค่าเพิ่มขึ้นในช่วงเวลาเดียวกันด้วย ภายหลังจากการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้รูปสัญญาณของกระแสหลังการชดเชยมีความเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น และในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลด ตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนที่ทำการออกแบบยังคงสามารถควบคุมการฉีดกระแสชดเชยให้กับระบบได้เป็นอย่างดี เมื่อพิจารณารูปที่ 5.10 สเปกตรัมของกระแสก่อนและหลังการชดเชย พบว่าภายหลังจากการชดเชยปริมาณของกระแสฮาร์มอนิกใน

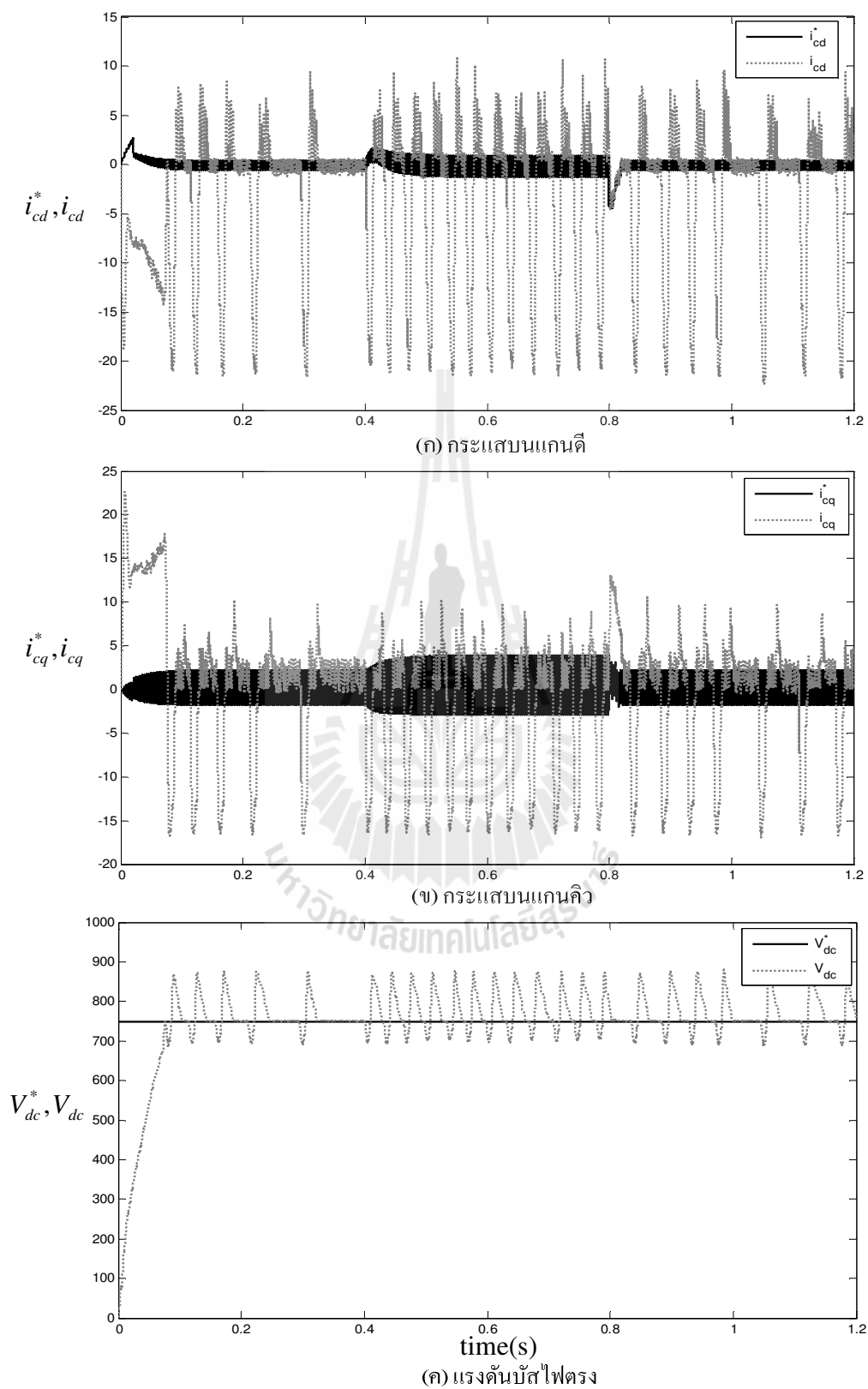
ระบบหายไป คงเหลือแต่ปริมาณของกระแสที่ความถี่มูลฐาน ซึ่งสอดคล้องกับรูปสัญญาณของกระแสหลังการชดเชย โดยเป็นการพิจารณาในคาบสุดท้ายของการจำลองสถานการณ์ และจากรูปที่ 5.11 พบว่าตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสามารถควบคุมการบิดกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรงได้ โดยในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดในวินาทีที่ 0.4 และวินาทีที่ 0.8 สัญญาณการควบคุมกระแสบนแกนดิกิว และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง เกิดการสั่นไกวเล็กน้อยก่อนจะเข้าสู่สัญญาณอ้างอิง สำหรับผลการทดสอบในกรณีที่ 4 แสดงได้ดังรูปที่ 5.12 ถึงรูปที่ 5.14 ให้ผลการจำลองสถานการณ์เหมือนกันกับการทดสอบในกรณีที่ 3 ซึ่งการทดสอบสุ่มค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวทำให้ระบบมีเสถียรภาพ เนื่องจากการสุ่มค่าพารามิเตอร์ให้สอดคล้องกับสมการการตรวจสอบเสถียรภาพ ซึ่งในกรณีที่ 3 และกรณีที่ 4 ที่ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนทำให้ระบบมีเสถียรภาพ จะสามารถพิจารณาค่า $\%THD_{av}$ ของกระแสภายหลังการชดเชยได้ แสดงได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ตารางผลการทดสอบการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์

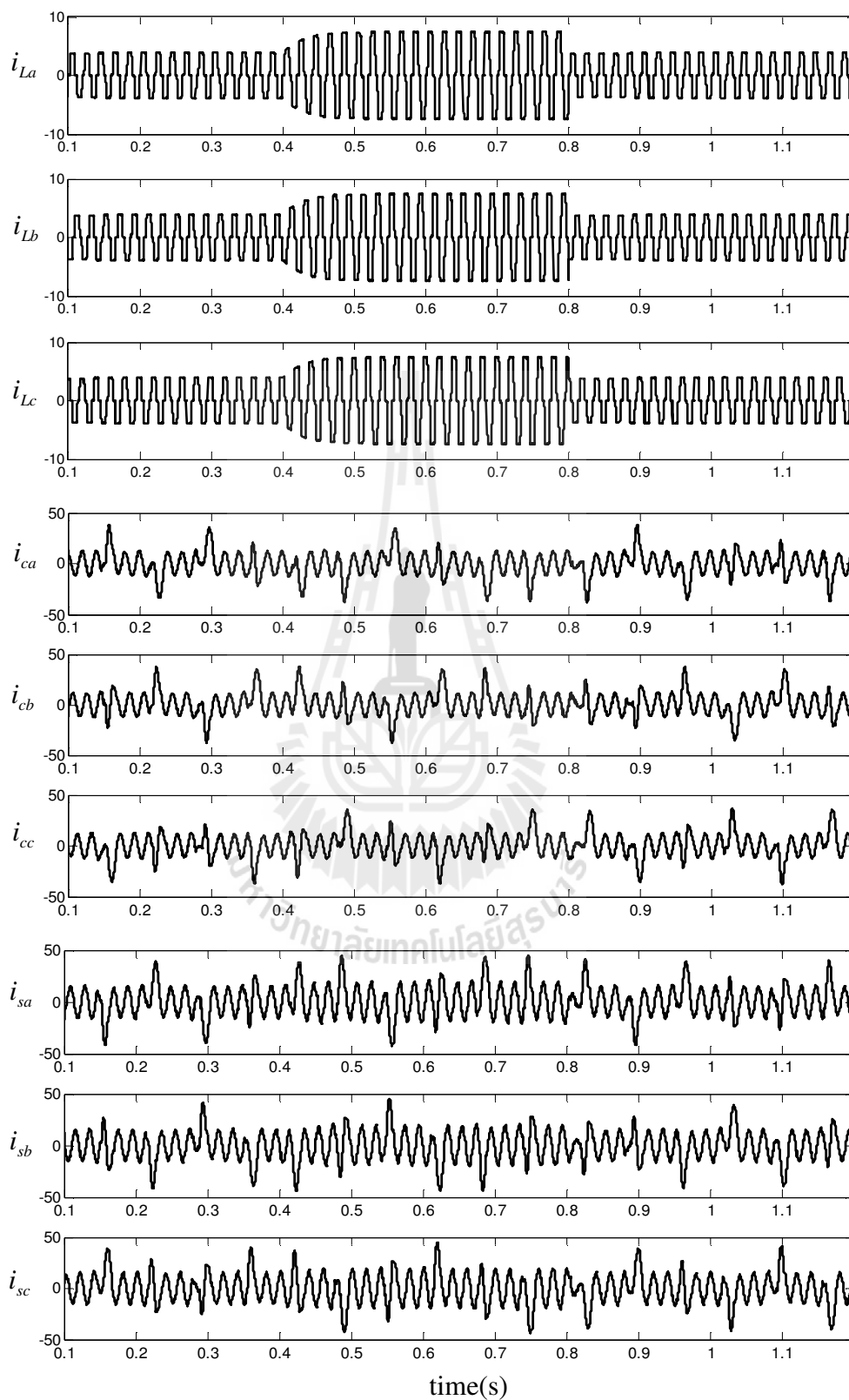
	กรณีที่ 1	กรณีที่ 2	กรณีที่ 3	กรณีที่ 4
k_{ic}	10	20	100	80
k_{vd}	2	50	5	10
k_{vq}	70	100	1	5
$\%THD_{i,av}$ ก่อนการชดเชย	24.41			
$\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชย	ขาดเสถียรภาพ	ขาดเสถียรภาพ	4.97	4.87



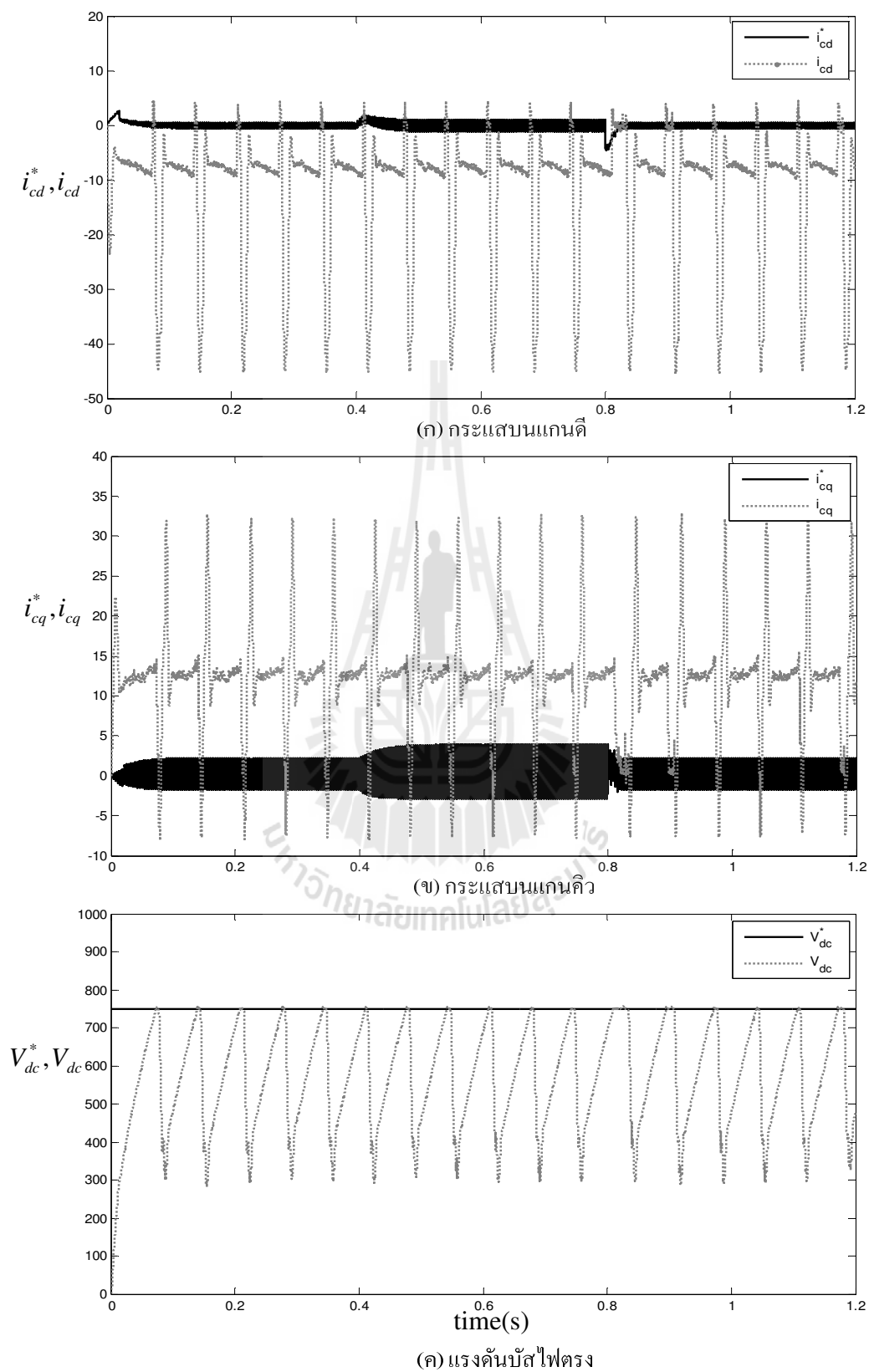
รูปที่ 5.5 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (กรณีที่ 1)



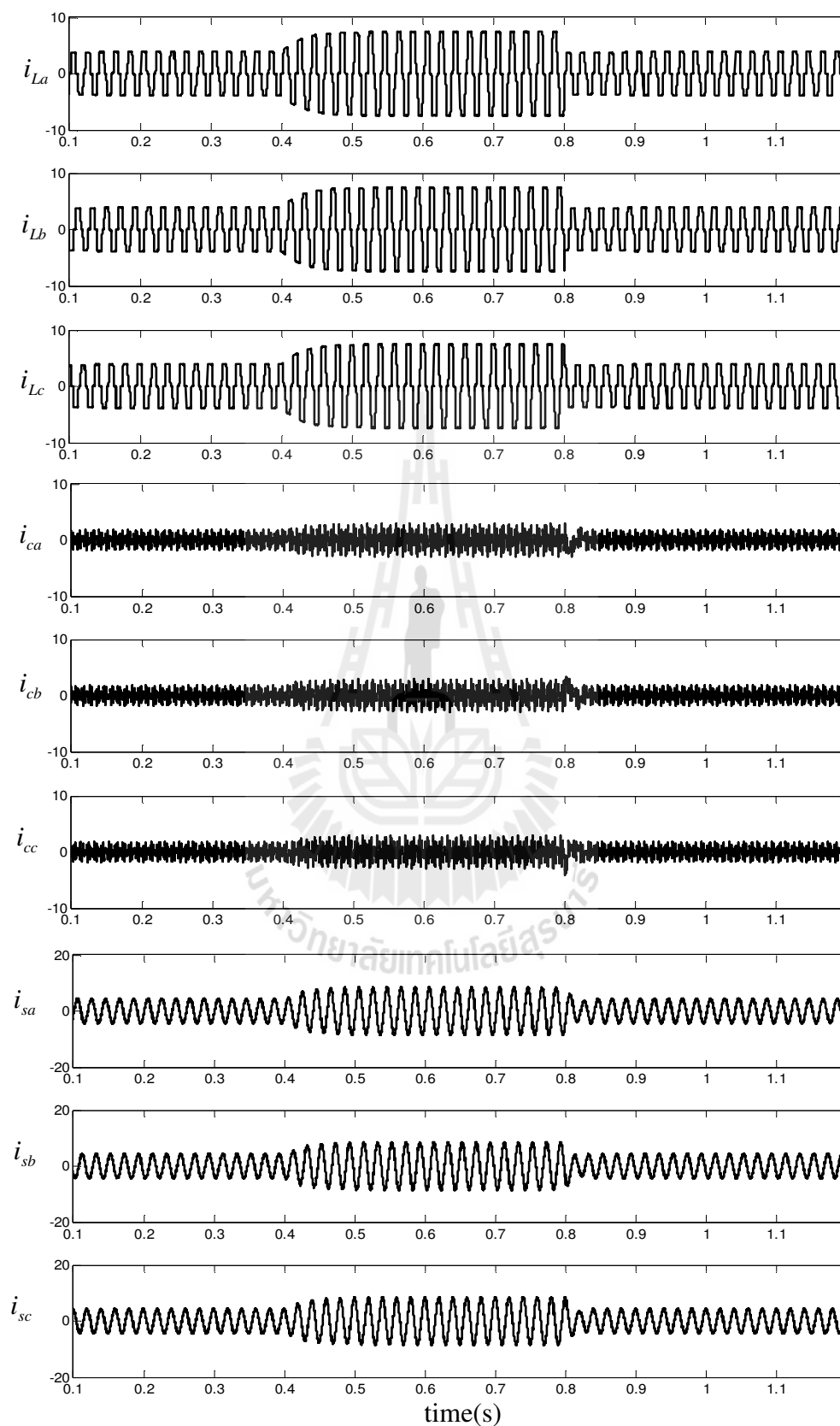
รูปที่ 5.6 รูปสัญญาณกระแสตรงและแรงดันบัสไฟตรง (กรณี ที่ 1)



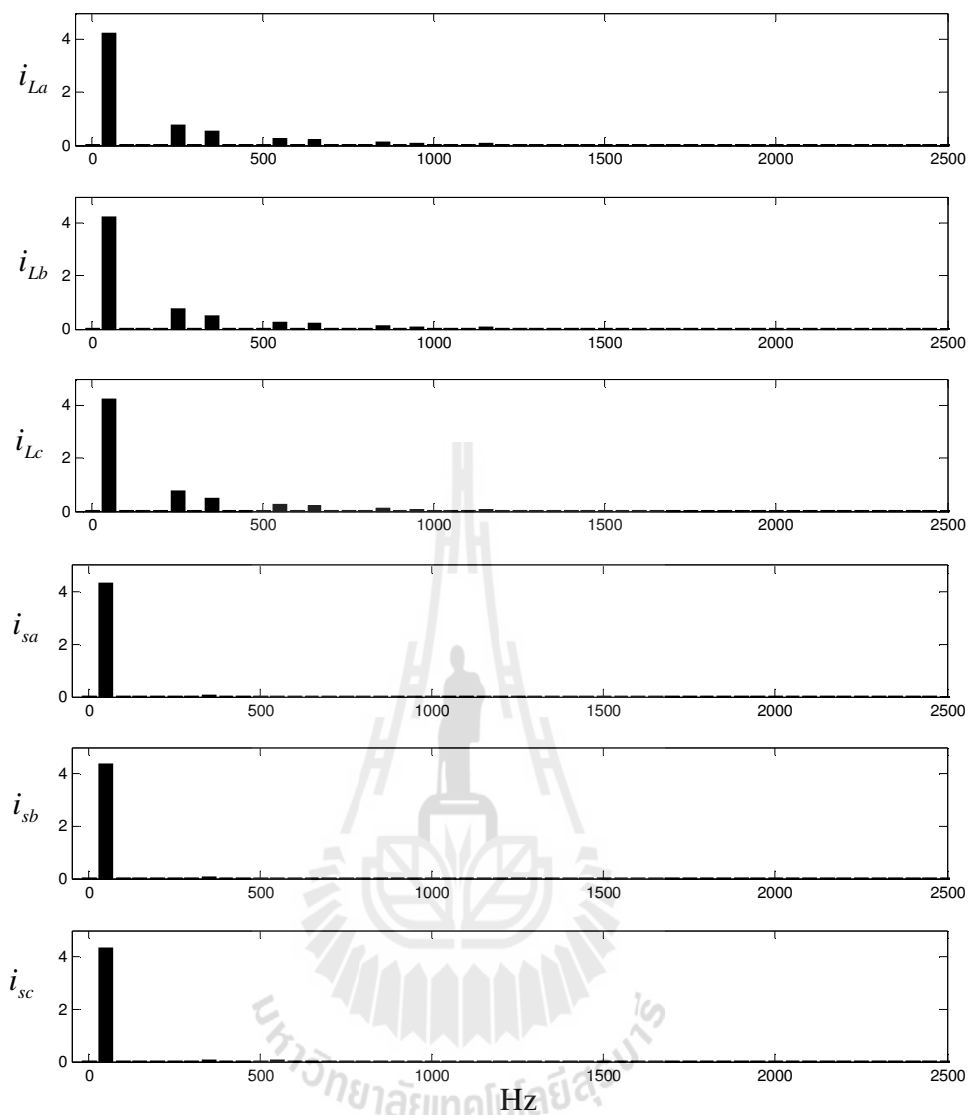
รูปที่ 5.7 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (กรณีที่ 2)



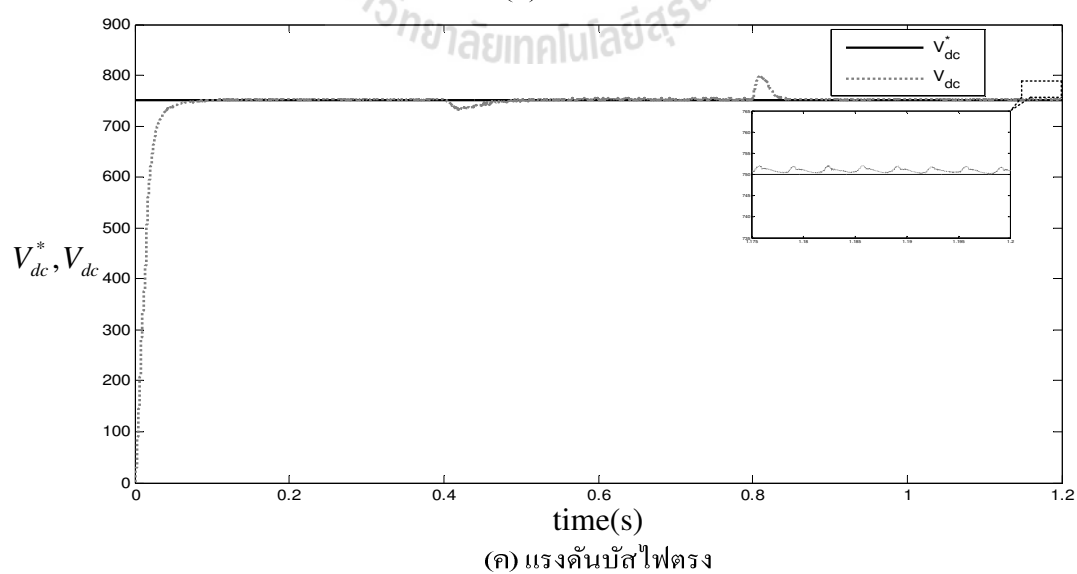
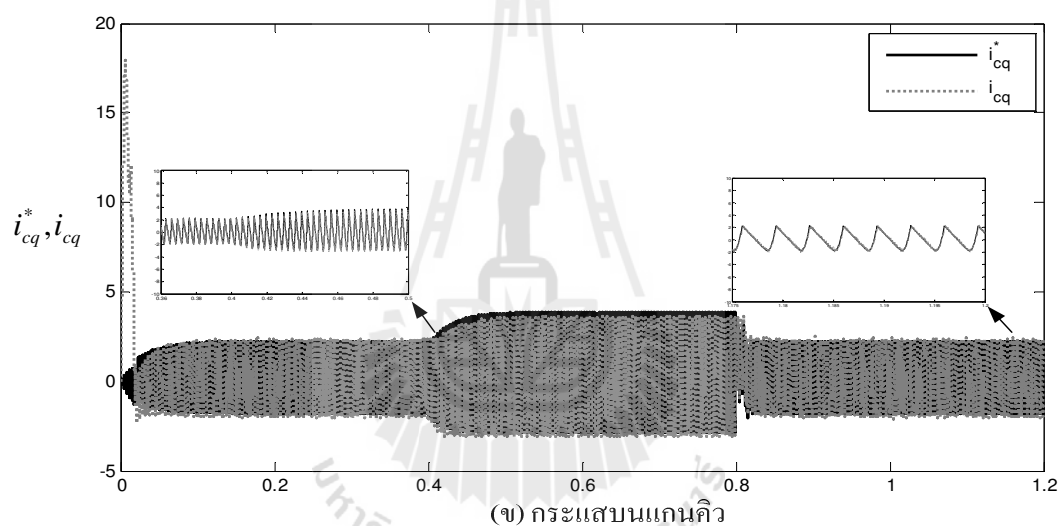
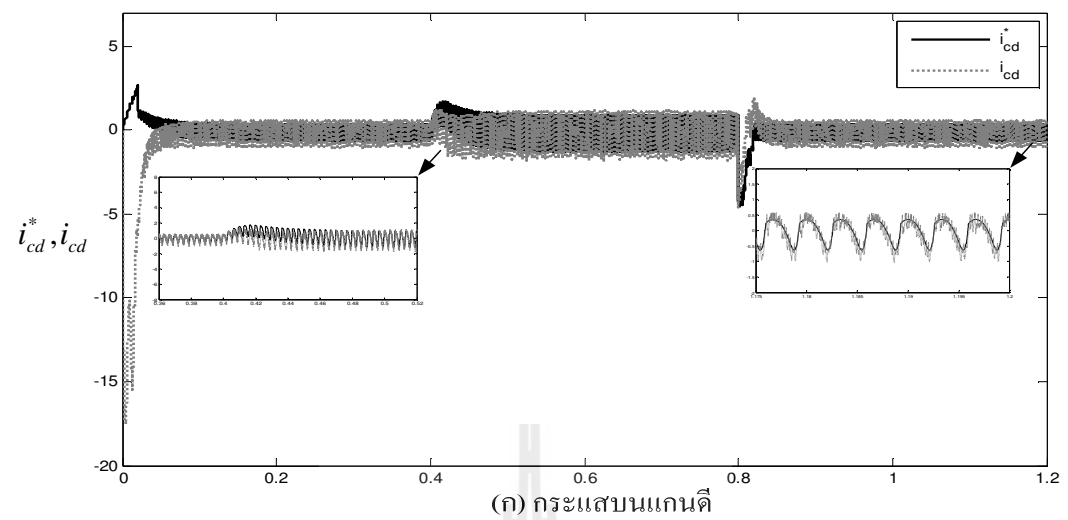
รูปที่ 5.8 รูปสัญญาณกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรง (กรณี ที่ 2)



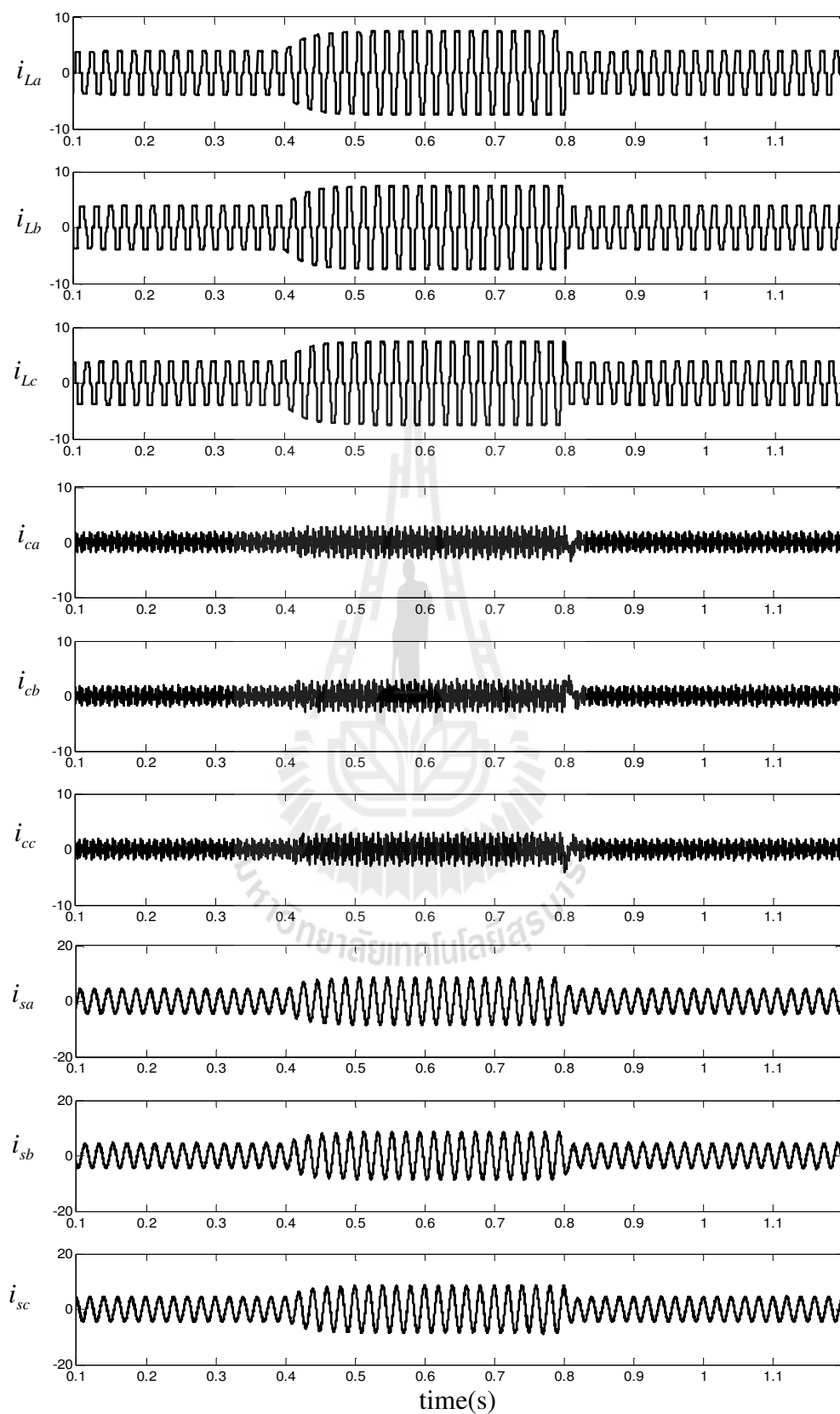
รูปที่ 5.9 ผลการจำลองฮาร์โมนิกที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (กรณีที่ 3)



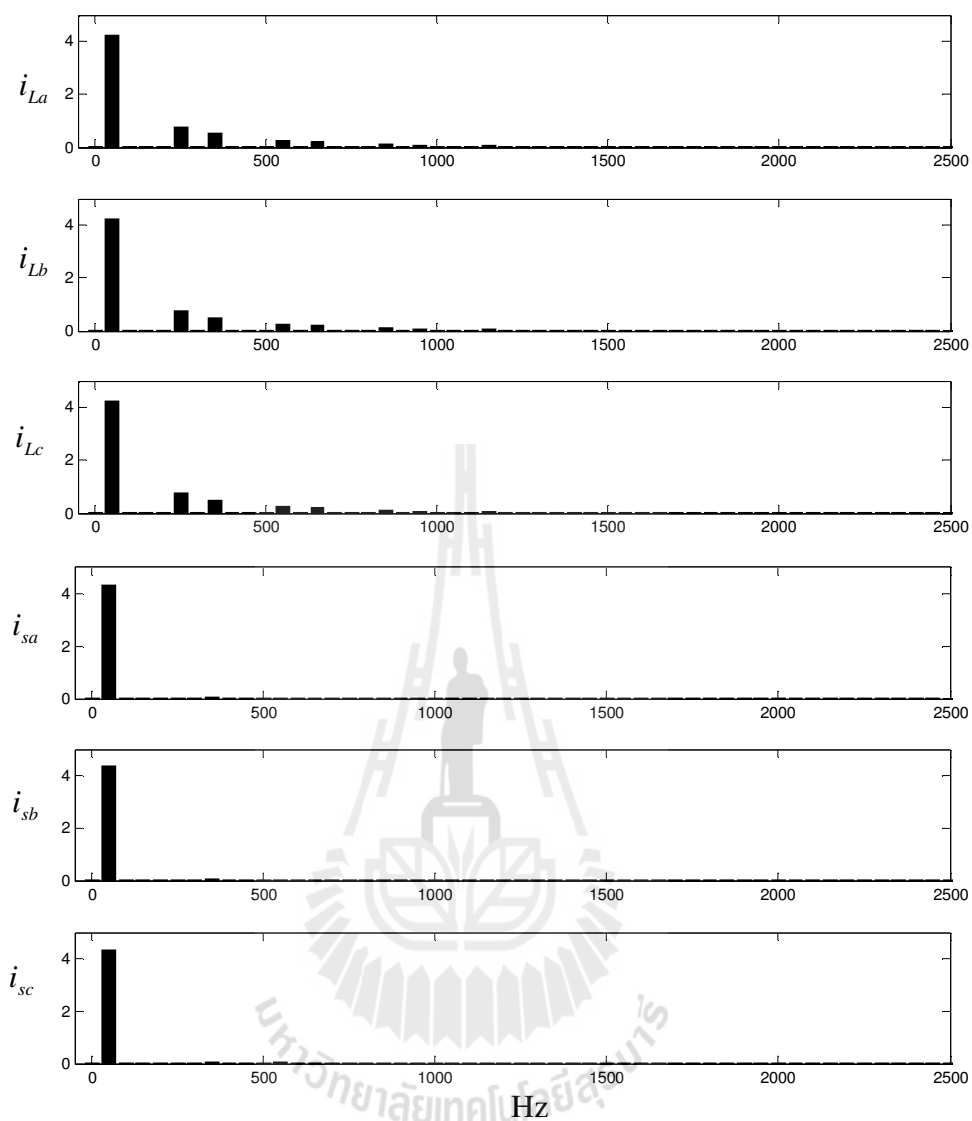
รูปที่ 5.10 สเปกตรัมของกระแสก่อน และหลังการชดเชย (กรณี ที่ 3)



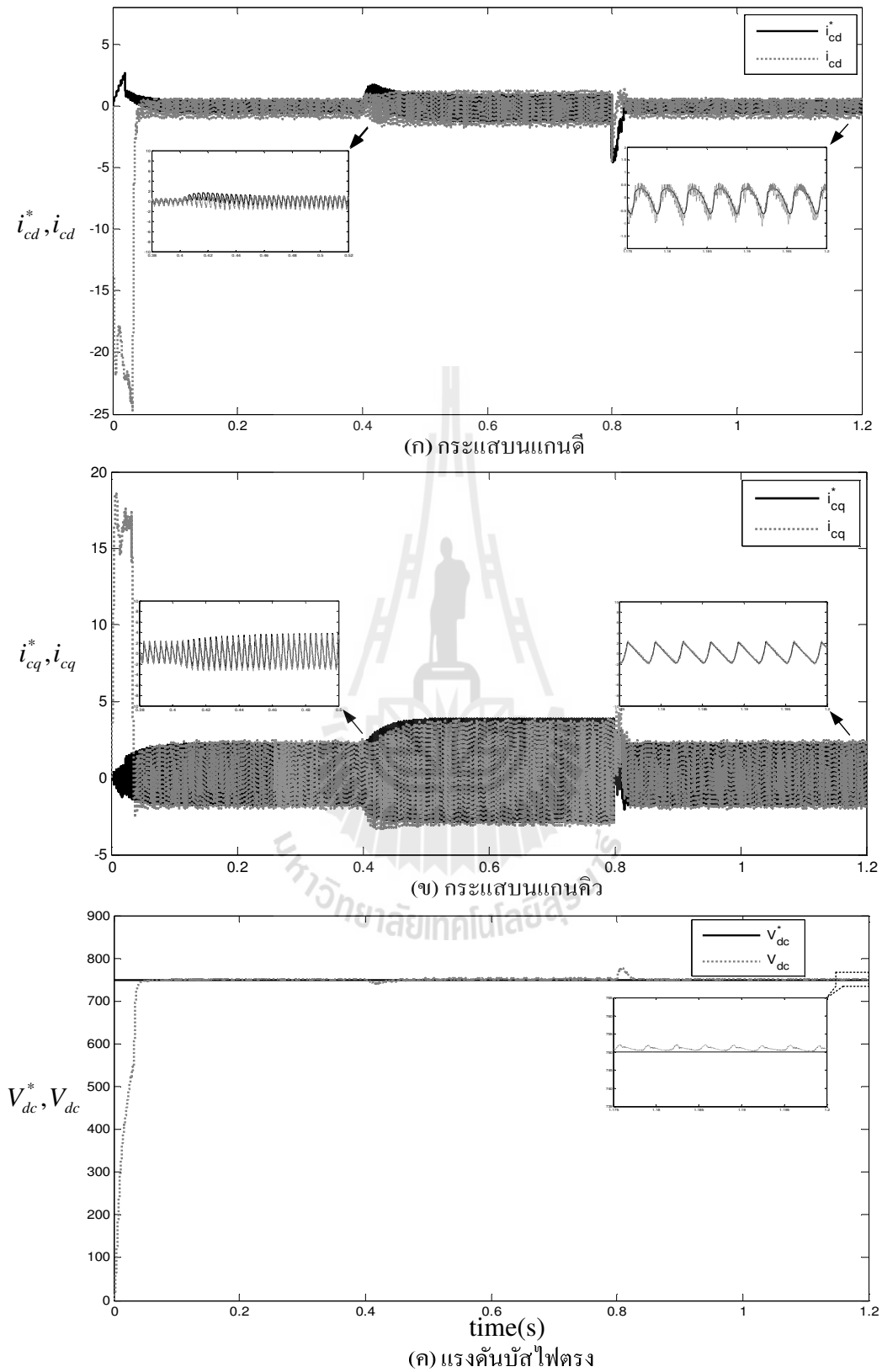
รูปที่ 5.11 รูปสัญญาณกระแสคชและแรงดันบัสไฟตรง (กรณีที่ 3)



รูปที่ 5.12 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (กรณีที่ 4)



รูปที่ 5.13 สเปกตรัมของกระแสก่อน และหลังการชดเชย (กรณี ที่ 4)



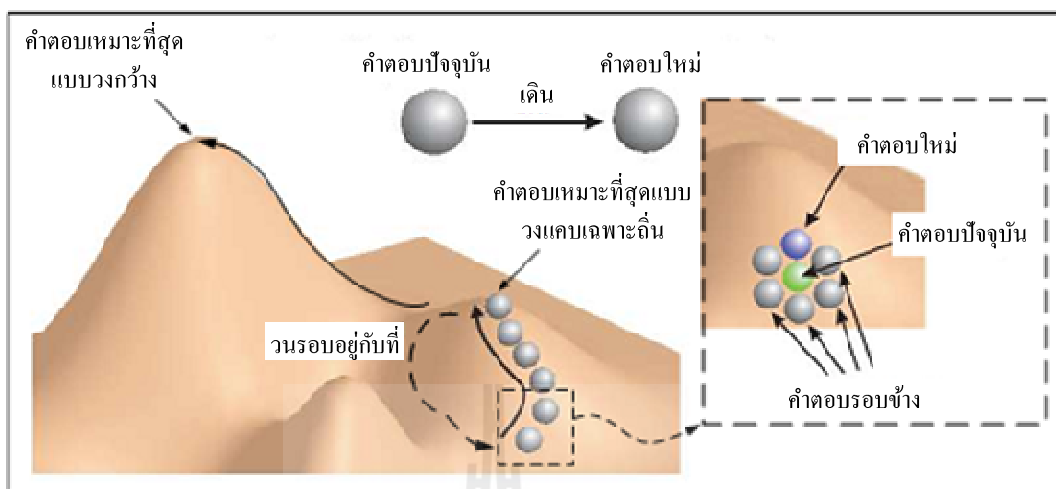
รูปที่ 5.14 รูปสัญญาณกระแสคชและแรงดันบัสไฟตรง (กรณีที่ 4)

จากตารางผลการทดสอบการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนทั้ง 4 กรณี ดังตารางที่ 5.1 พบว่าผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 1 และกรณีที่ 2 ที่การสุ่มค่าพารามิเตอร์ไม่สอดคล้องกับสมการการตรวจสอบเสถียรภาพ ส่งผลทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ ไม่สามารถชดเชยกระแสฮาร์มอนิกในระบบได้ และสำหรับผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 3 และกรณีที่ 4 เป็นการสุ่มค่าพารามิเตอร์ให้สอดคล้องกับสมการการตรวจสอบเสถียรภาพ ซึ่งส่งผลทำให้ระบบมีเสถียรภาพ ภายหลังการชดเชย ค่า $\%THD_{i,av}$ ของกระแสเท่ากับ 4.97 % และ 4.87 % ตามลำดับ ซึ่งมีค่าลดลง เมื่อเทียบกับค่า $\%THD_{i,av}$ ของกระแสก่อนการชดเชย ซึ่งจากการทดสอบออกแบบพารามิเตอร์ดังกล่าวสามารถยืนยันสมการที่ใช้กำหนดเขตค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ทำให้ระบบวงปิดมีเสถียรภาพ

5.3 การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search : ATS)

การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่จะนำเสนอในหัวข้อนี้ เป็นการประยุกต์การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า การค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search : ATS) (Puangdownreong, Areerak, Srikaew, and Totarong, 2002) ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวแทนการสุ่มค่าพารามิเตอร์ ดังนั้นในบทนี้จึงมีการทบทวนขั้นตอนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวแสดงในหัวข้อที่ 5.3.1 และการทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว แสดงในหัวข้อที่ 5.3.2

5.3.1 ทบทวนขั้นตอนการค้นหาคำตอบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว

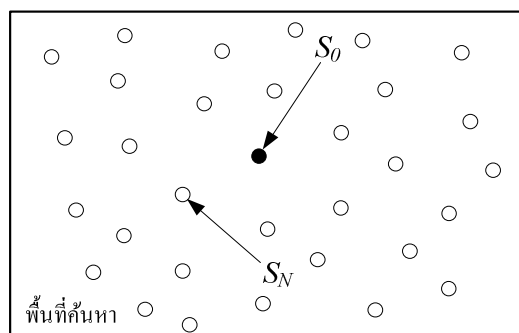


รูปที่ 5.15 แนวคิดพื้นฐานของการค้นหาคำตอบด้วยวิธีตามู
(อาทิตย์ ศรีแก้ว, ปัญญาเชิงคำนวณ, 2552)

ในหัวข้อนี้เป็นการทบทวนขั้นตอนการค้นหาคำตอบด้วยวิธีตามู (tabu search) (Glover, 1989) ที่มีแนวคิดพื้นฐานมาจากการค้นหาคำตอบโดยการตัดสินใจเลือกคำตอบใหม่ในเส้นทางที่คาดว่าจะนำไปสู่คำตอบที่เหมาะสมที่สุด โดยวิธีการดังกล่าวมีองค์ประกอบพื้นฐานการค้นหาคำตอบ แสดงดังรูปที่ 5.15 จากรูปสังเกตได้ว่า พื้นที่ที่กำหนดมีจุดมุ่งหมาย คือ การหาค่าสูงสุดของพื้นที่ผิว เริ่มต้นโดยการค้นหาคำตอบเริ่มต้นจากจุดคำตอบปัจจุบันใด ๆ จะใช้หลักการเดิน (move operator) เพื่อทำการเลือกคำตอบใหม่ให้ดีกว่าคำตอบในปัจจุบัน โดยการประเมินจากค่าคำตอบรอบข้าง (neighborhood search) ภายในรัศมีเริ่มต้นที่กำหนด แล้วเลือกคำตอบที่ดีที่สุดภายในรัศมีดังกล่าวเป็นคำตอบใหม่ต่อไป ทำการคัดเลือกคำตอบเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะสิ้นสุดกระบวนการค้นหา

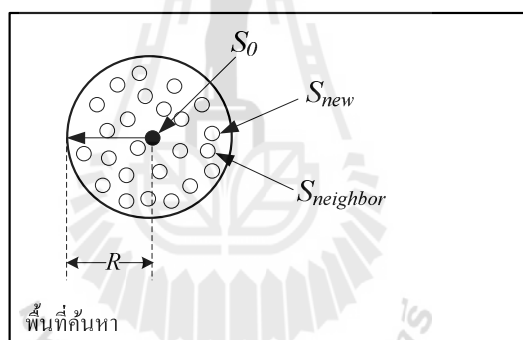
การค้นหาคำตอบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search: ATS) เป็นวิธีการที่พัฒนามาจากการค้นหาคำตอบด้วยวิธีตามู ในปี พ.ศ. 2545 โดย กองพันธ์ อารีรักษ์ และ สราวุฒิ สุจิตจร (Areerak, K-N. and Sujitjorn, S., 2002) ซึ่งวัตถุประสงค์เพื่อจะปรับปรุงสมรรถนะการค้นหาคำตอบ ด้วยการเพิ่มกลไกการค้นหาเข้าไปในอัลกอริทึม คือ กลไกการเดินย้อนรอย (back tracking) และการปรับค่ารัศมีการค้นหา (adaptive search radius) ขั้นตอนการค้นหาคำตอบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว มีรายละเอียดดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 ทำการกำหนดจำนวนรอบสูงสุดในการค้นหา ($\text{count}_{\max}$) กำหนดขอบเขตพื้นที่การค้นหาคำตอบ (S) และทำการสุ่มคำตอบเริ่มต้นภายในพื้นที่ค้นหาจำนวน N คำตอบ (S_N) จากนั้นประเมินจากค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (objective function) เพื่อเลือกคำตอบที่ดีที่สุดภายในพื้นที่ดังกล่าว และกำหนดให้เป็นคำตอบเริ่มต้น (S_0) แสดงดังรูปที่ 5.16



รูปที่ 5.16 การกำหนดจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ขั้นตอนที่ 2 ทำการกำหนดรัศมีเริ่มต้น (R) และกลุ่มจำนวนคำตอบรอบข้าง ($S_{neighbor}$) ภายใต้รัศมีการค้นหาที่กำหนด โดยมีจุดศูนย์กลางเป็นคำตอบเริ่มต้น เพื่อประเมินคำตอบที่ดีที่สุดภายในรัศมิดังกล่าว จนได้คำตอบที่ดีที่สุดเป็นคำตอบใหม่ (S_{new}) สำหรับรอบการค้นหาปัจจุบัน ($count_n$) แสดงดังรูปที่ 5.17



รูปที่ 5.17 การกำหนดจำนวนคำตอบรอบข้างและค่ารัศมีเริ่มต้น

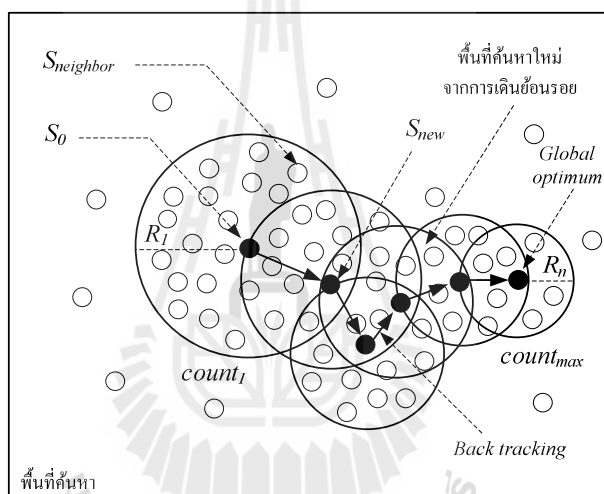
ขั้นตอนที่ 3 คำตอบใหม่ (S_{new}) ในรอบปัจจุบันจะเป็นคำตอบเริ่มต้น (S_0) สำหรับรอบการค้นหาถัดไป โดยเมื่อ $count_n < count_{max}$ อัลกอริทึมจะดำเนินการค้นหาดังแต่ขั้นตอนที่ 2 อีกครั้ง จนกระทั่งได้คำตอบตามเงื่อนไขที่กำหนด หรือถ้า $count_n > count_{max}$ จะสิ้นสุดกระบวนการค้นหา

ขั้นตอนที่ 4 ทำการประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์จนกระทั่งอัลกอริทึมด้วยวิธีตามไม่สามารถหาคำตอบใหม่ (S_{new}) ที่ดีกว่าคำตอบเริ่มต้น (S_0) ในรอบการค้นหาปัจจุบัน คือ คำตอบดังกล่าวอาจจะไม่หลุดออกจากคำตอบที่เป็นวงแคบเฉพาะถิ่น ระบบจะเข้าสู่กลไกการเดินย้อนรอยที่มีเงื่อนไขในการอนุญาตให้ระบบสามารถกลับไปค้นหาในพื้นที่คำตอบเก่า ซึ่งกระบวนการดังกล่าวจะทำให้เกิดพื้นที่การค้นหาใหม่ ซึ่งมีโอกาสที่จะสามารถหลุดจากคำตอบเฉพาะถิ่นได้

ขั้นตอนที่ 5 การปรับรัศมีการค้นหา ดังสมการที่ (5.25) จะทำการปรับลดรัศมีในระหว่างการค้นหาจนกระทั่งเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุด จะทำให้การค้นหามีรัศมีการค้นหาที่แคบลงคำตอบที่ได้จากการค้นหาจะมีความละเอียดมากขึ้น แต่ในทางตรงกันข้าม หากการปรับลดรัศมีการค้นหามีขนาดเล็กเกินไป การค้นหาอาจไม่ครอบคลุมคำตอบที่ต้องการ ดังนั้น การปรับลดรัศมีให้เหมาะสมกับระบบที่พิจารณาจึงมีความสำคัญ กระบวนการการค้นหาคำตอบที่ดีที่สุดด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัวอธิบายเป็นแบบแผนได้ดังรูปที่ 5.18

$$Radius_{new}(R_n) = \frac{Radius_{old}}{DF} \quad (5.25)$$

โดยที่ DF คือ ตัวประกอบการลดของรัศมี (Decreasing Factor)

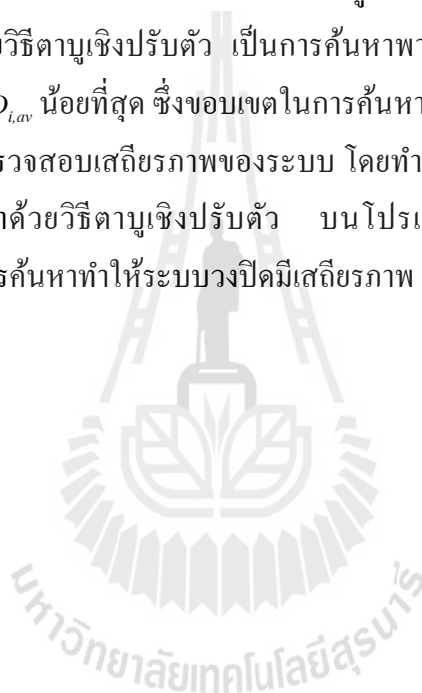


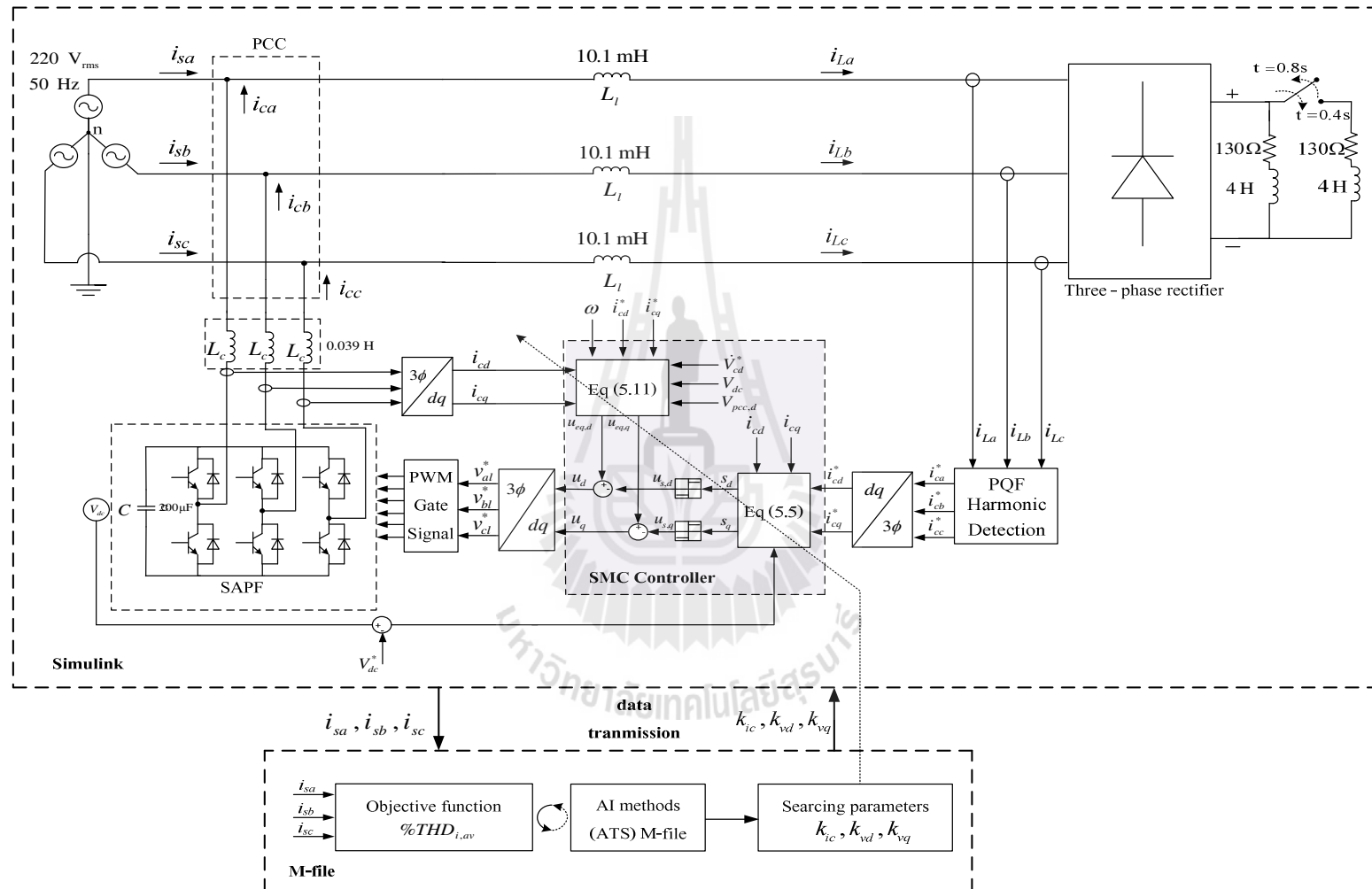
รูปที่ 5.18 การค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว

การปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมโหมดการเลื่อน โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า การค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว หรือวิธี ATS เพื่อดำเนินการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ได้แก่ ค่า k_{ic} , k_{vd} และ k_{vq} โดยในการค้นหาจะใช้โปรแกรม Simulink และ M-File ทำงานร่วมกันบนโปรแกรม MATLAB ใช้ค่า $\%THD_{i,av}$ เป็นค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ในการค้นหา โดยระบบที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์เพื่อค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว มีการทำงานแบ่งออกเป็นสองส่วน ส่วนแรกเป็นการจำลองสถานการณ์การก่อกวนฮาร์มอนิกที่ทำงานอยู่บนโปรแกรม Simulink และส่วนที่สองเป็นการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว พร้อมทั้งคำนวณค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์โดยทำงานอยู่บนโปรแกรม M-File ซึ่งทั้งสองส่วนทำงานร่วมกันในการประมวลผลและรับส่งข้อมูล แสดงได้ดังรูปที่ 5.19 จากรูปดังกล่าว จะเห็นว่าโปรแกรม Simulink จะรับข้อมูลพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (k_{ic} , k_{vd} , k_{vq}) เพื่อนำไปจำลองสถานการณ์การก่อกวน

ฮาร์มอนิก โดยระบบดังกล่าวมีการทำงานเหมือนกับระบบการกำจัดฮาร์มอนิกในหัวข้อที่ 5.2.2 ยกเว้นค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่แตกต่างกัน เมื่อระบบทำการจำลองสถานการณ์เสร็จจะส่งข้อมูลค่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) ให้กับการค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว บนโปรแกรม M-file เพื่อจะนำข้อมูลที่ได้ออกไปคำนวณเป็นค่า $\%THD_{i,av}$ ซึ่งเป็นค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ในการพิจารณาการค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว จากนั้นจะดำเนินการตามกระบวนการค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว ในการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนชุดใหม่ และส่งค่าข้อมูลพารามิเตอร์ที่ค้นหาได้ให้กับโปรแกรม Simulink ทำการประมวลผล และรับส่งข้อมูลเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งสิ้นสุดกระบวนการการค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว

ในการค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว เป็นการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ที่ทำให้ได้ค่า $\%THD_{i,av}$ น้อยที่สุด ซึ่งขอบเขตในการค้นหาพารามิเตอร์ดังกล่าว ต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขของสมการการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบ โดยทำการระบุเงื่อนไขขอบเขตการค้นหาไว้ในกระบวนการค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว บนโปรแกรม M-File ซึ่งจะส่งผลทำให้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหาทำให้ระบบวงปิดมีเสถียรภาพ





รูปที่ 5.19 แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีตามเชิงปรับตัว

5.3.2 การทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาด้วยวิธีตามเชิงปรับตัว

องค์ประกอบที่สำคัญในกระบวนการค้นหาด้วยวิธีตามเชิงปรับตัว ประกอบไปด้วย จำนวนคำตอบเริ่มต้น (S_N) จำนวนคำตอบรอบข้าง ($S_{neighbor}$) ค่ารัศมีเริ่มต้น (R) และค่าปรับลดรัศมี (DF) เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมกับการค้นหาในระบบจะส่งผลต่อสมรรถนะของการค้นหาด้วยวิธีตามเชิงปรับตัว จึงได้ทำการทดสอบพารามิเตอร์ดังกล่าว แสดงดังตารางที่ 5.2 ถึงตารางที่ 5.5 โดยการชี้วัดสมรรถนะของการค้นหาจะให้ความสำคัญกับค่า $\%THD_{i,av}$ เป็นสำคัญ

ตารางที่ 5.2 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ครั้งที่ ผลทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 50 คำตอบ						
$\%THD_{i,av}$	3.3803	3.1203	3.5350	3.3786	3.6212	3.4071
จำนวนรอบ	16	27	30	16	13	20.4
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100 คำตอบ						
$\%THD_{i,av}$	3.1434	3.2816	3.2816	2.8596	4.4968	3.2126
จำนวนรอบ	1	4	4	8	8	5
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 150 คำตอบ						
$\%THD_{i,av}$	3.1580	3.2872	3.2872	3.2872	3.6524	3.3344
จำนวนรอบ	12	13	13	13	10	12
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 200 คำตอบ						
$\%THD_{i,av}$	3.2932	3.2932	3.2879	3.3396	3.4589	3.3346
จำนวนรอบ	6	6	1	10	9	6.4

หมายเหตุ : จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ, ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5 และ
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.2

ตารางที่ 5.3 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ครั้งที่ ผลทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 5 คำตอบ						
$\%THD_{i,av}$	3.2947	3.3737	3.3983	3.1599	3.4561	3.3365
จำนวนรอบ	8	1	25	17	19	14
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ						
$\%THD_{i,av}$	3.1434	3.2816	3.2816	2.8596	3.4968	3.2126
จำนวนรอบ	1	4	4	8	8	5
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 20 คำตอบ						
$\%THD_{i,av}$	3.3069	3.3711	3.4313	3.4089	3.3389	3.3714
จำนวนรอบ	1	9	5	1	8	4.8
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ						
$\%THD_{av}$	3.3961	3.3617	2.9899	3.4995	4.4193	3.3151
จำนวนรอบ	1	6	7	6	10	6
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 คำตอบ						
$\%THD_{i,av}$	3.30876	3.3914	3.1551	3.2436	3.496	3.3189
จำนวนรอบ	1	1	1	1	2	1.2

หมายเหตุ : จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100 คำตอบ, ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5 1 และ
ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.2

ตารางที่ 5.4 ผลการทดสอบค่ารีสมิเริ่มต้น

ครั้งที่ ผลทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่ารีสมิเริ่มต้นเท่ากับ 0.25						
$\%THD_{i,av}$	3.3988	3.2488	3.4862	3.3193	3.3544	3.3615
จำนวนรอบ	7	16	6	8	9	9.2
ค่ารีสมิเริ่มต้นเท่ากับ 0.5						
$\%THD_{i,av}$	3.1434	3.2816	3.2816	2.8596	4.4968	3.2126
จำนวนรอบ	1	4	4	8	8	5
ค่ารีสมิเริ่มต้นเท่ากับ 1						
$\%THD_{i,av}$	3.3312	3.0753	3.3312	3.1838	3.3978	3.2638
จำนวนรอบ	12	13	12	17	1	11
ค่ารีสมิเริ่มต้นเท่ากับ 1.5						
$\%THD_{i,av}$	3.4944	3.4892	3.4634	3.4944	3.4944	3.4872
จำนวนรอบ	1	1	2	1	1	1.2

หมายเหตุ : จำนวนคำตอบเริ่มต้นกับเท่ากับ 100 คำตอบ, จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10
และค่าปรับลดรีสมิเท่ากับ 1.2

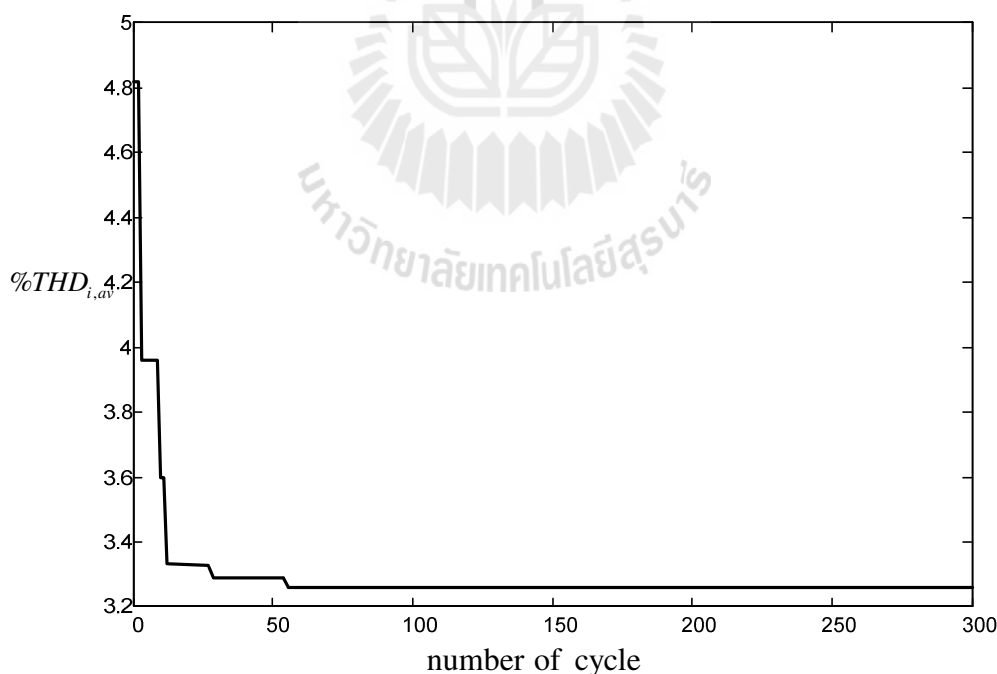
ตารางที่ 5.5 ผลการทดสอบค่าปรับลดครีมี

ครั้งที่ ผลทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.05						
$\%THD_{i,av}$	3.3914	3.3914	3.4968	3.2583	3.2583	3.3592
จำนวนรอบ	1	1	8	14	14	7.6
ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.1						
$\%THD_{i,av}$	3.3217	3.4968	3.4968	3.3217	3.4968	3.4268
จำนวนรอบ	3	8	8	3	8	6
ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.2						
$\%THD_{i,av}$	3.1434	3.2816	3.2816	2.8596	3.4968	3.2126
จำนวนรอบ	1	4	4	8	8	5
ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.3						
$\%THD_{i,av}$	3.4968	3.3749	3.1922	3.2879	3.3749	3.3453
จำนวนรอบ	8	8	1	8	8	5.2
ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.4						
$\%THD_{i,av}$	3.4136	3.4136	3.1922	3.2519	3.4136	3.3370
จำนวนรอบ	3	3	1	8	3	3.6

หมายเหตุ : จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100 คำตอบ, จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 และค่าครีมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5

จากตารางที่ 5.2 ถึงตารางที่ 5.5 ทำการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ของการค้นหาด้วยวิธีดาบูเชิงปรับตัว โดยใช้เกณฑ์การพิจารณาจากค่า $\%THD_{i,av}$ เป็นประเด็นสำคัญ จำนวนรอบค้นหาเป็นประเด็นรองลงมา เริ่มต้นกำหนดให้ จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 50 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ ค่าครีมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5 และค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.2 หลังจากนั้นทำการดำเนินการทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีดาบูเชิงปรับตัว ในแต่ละตัว เริ่มจากจำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 50, 100, 150 และ 200 คำตอบ โดยค่าพารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ คงที่ จากตารางที่ 5.2 พบว่า จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100 คำตอบ ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ น้อยที่สุด เท่ากับ 3.2126 จึงเลือกใช้

จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100 คำตอบสำหรับทดสอบพารามิเตอร์ตัวต่อไป ตารางที่ 5.3 แสดงผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 5, 10, 20, 30 และ 40 คำตอบ โดยที่จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100 คำตอบ คำรัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5 และค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.2 ผลปรากฏว่าจำนวนรอบการค้นหาไม่มีนัยสำคัญ และที่จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ น้อยที่สุด เท่ากับ 3.2126 ดังนั้นจึงนำค่าดังกล่าวมาใช้สำหรับทดสอบพารามิเตอร์ตัวถัดไป จากตารางที่ 5.4 เป็นการทดสอบคำรัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 0.25, 0.5, 1 และ 1.5 โดยที่จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 และค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.2 พบว่า ที่คำรัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5 ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ น้อยที่สุด เท่ากับ 3.2126 ดังนั้นค่าดังกล่าวจะถูกใช้สำหรับทดสอบพารามิเตอร์ตัวถัดไป และตารางที่ 5.5 เป็นผลการทดสอบค่าปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.05, 1.1, 1.2, 1.3 และ 1.4 พบว่าที่ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.2 ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ น้อยที่สุด เท่ากับ 3.2126 จากผลการทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 100 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ คำรัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5 และค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.2 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบนี้ ทำให้ผลการลู่เข้าของค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 3.2126 แสดงได้ดังรูปที่ 5.20



รูปที่ 5.20 การลู่เข้าของค่า $\%THD_{i,av}$ สำหรับการค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว

ตารางที่ 5.6 ผลการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน

ค่าพารามิเตอร์	วิธีการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อน		
	วิธีการหาค่าพารามิเตอร์		วิธี ATS
	กรณีที่ 1	กรณีที่ 2	
k_{ic}	100	80	98.84
k_{vd}	5	10	1.96
k_{vq}	1	5	5.70
$\%THD_{i,av}$	4.97	4.87	3.21

ตารางที่ 5.6 แสดงการเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ และ $\%THD_{i,av}$ ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีต่างกันสองวิธี คือ การออกแบบด้วยวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ และการออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว โดยค่าพารามิเตอร์ของการออกแบบด้วยวิธีการหาค่าพารามิเตอร์นั้น จะเลือกใช้พารามิเตอร์ที่ทำการหาค่าให้สอดคล้องกับสมการการตรวจสอบเสถียรภาพ เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบค่า $\%THD_{i,av}$ ภายหลังการชดเชย พบว่าการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนจากการหาค่าพารามิเตอร์ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 4.97 และ 4.87 ตามลำดับ ในส่วนกรณีการออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ เท่ากับ 3.2126 จากผลดังกล่าวสามารถยืนยันได้ว่าการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ ที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการหาค่าพารามิเตอร์

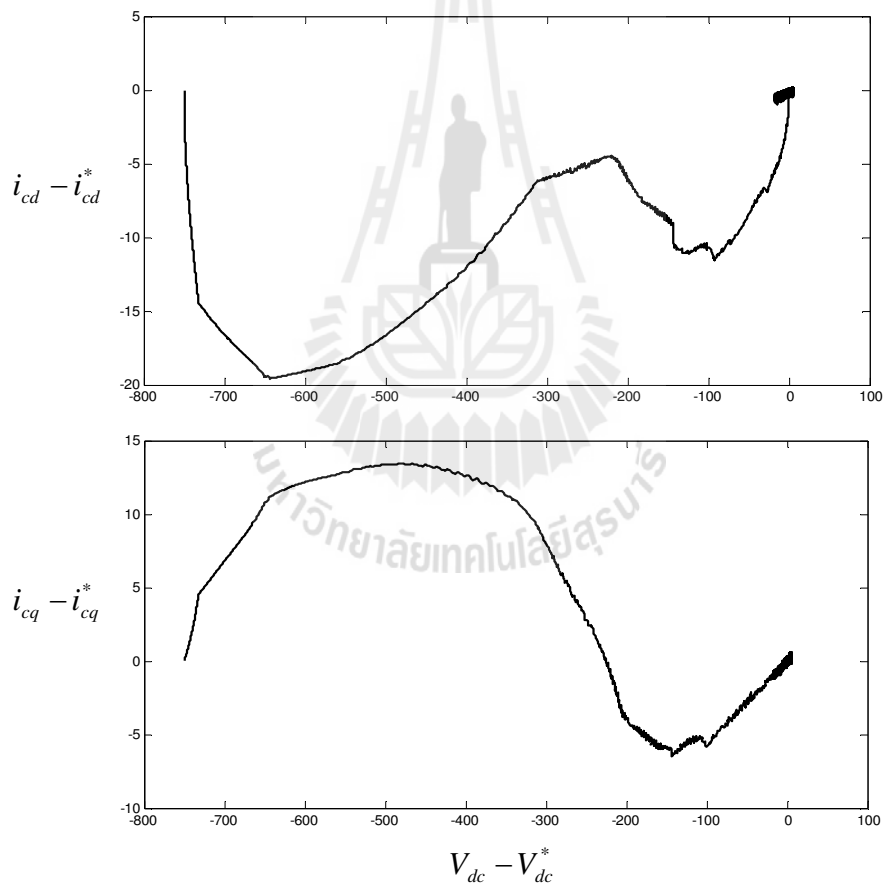
5.4 การจำลองสถานการณ์และการอภิปราย

ในหัวข้อนี้จะเป็นการจำลองสถานการณ์การก่อกวนฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานโดยใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว เพื่อคุณสมบัติของตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีดังกล่าว รวมไปถึงการอภิปรายผลการจำลองสถานการณ์ นอกจากนี้จะมีการเปรียบเทียบผลการจำลองสถานการณ์การก่อกวนฮาร์มอนิก ด้วยตัวควบคุมทั้งสามประเภท ได้แก่ ตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ และตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว โดยจะพิจารณาจากค่า $\%THD_{i,av}$ ภายหลังการชดเชยเป็นประเด็นสำคัญ สำหรับผลการจำลองสถานการณ์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วย

วิธีการหาค่าพารามิเตอร์ เลือกใช้พารามิเตอร์ที่ค่า $k_{id}=80$, $k_{vd}=10$, $k_{vq}=5$ ที่ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 4.87 ในการนำมาเปรียบเทียบ

5.4.1 การจำลองสถานการณ์ของตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีตามเชิงปรับตัว

จากการประยุกต์การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนที่ด้วยวิธีตามเชิงปรับตัว ทำการจำลองสถานการณ์การก่อกำจัดฮาร์มอนิก เพื่อดูสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยฮาร์มอนิก และการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง โดยพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้มาจากการออกแบบด้วยวิธีตามเชิงปรับตัว มีค่าดังนี้ $k_{id}=98.84$, $k_{vd}=1.96$, $k_{vq}=5.70$



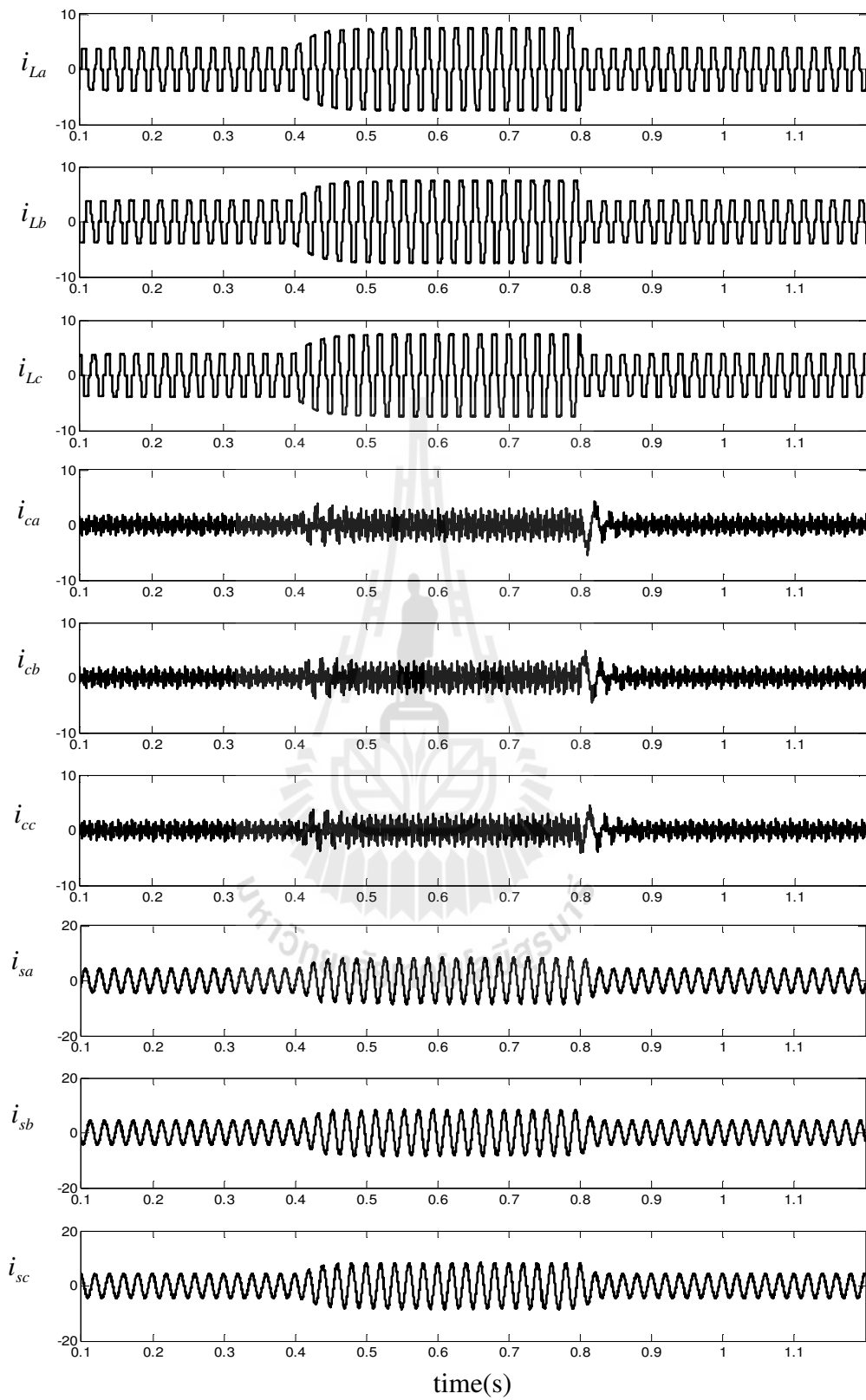
รูปที่ 5.21 กราฟการดูเข้าของเวกเตอร์พื้นผิวการเคลื่อน

จากกราฟที่ 5.21 เป็นการลู่เข้าของเวกเตอร์พื้นผิวการเคลื่อนที่พารามิเตอร์ของตัวควบคุม โหมดการเคลื่อนที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว ในช่วงเวลา 0-0.4 วินาที พบว่าช่วงแรก ของการทำงาน ลักษณะการเคลื่อนที่ของกราฟพื้นผิวการเคลื่อนยังไม่มีการลู่เข้า และเมื่อเวลาผ่านไป ในขณะที่ระบบเริ่มเข้าสู่สภาวะคงตัว กราฟพื้นผิวการเคลื่อนที่จะเคลื่อนที่เข้าสู่ค่าศูนย์

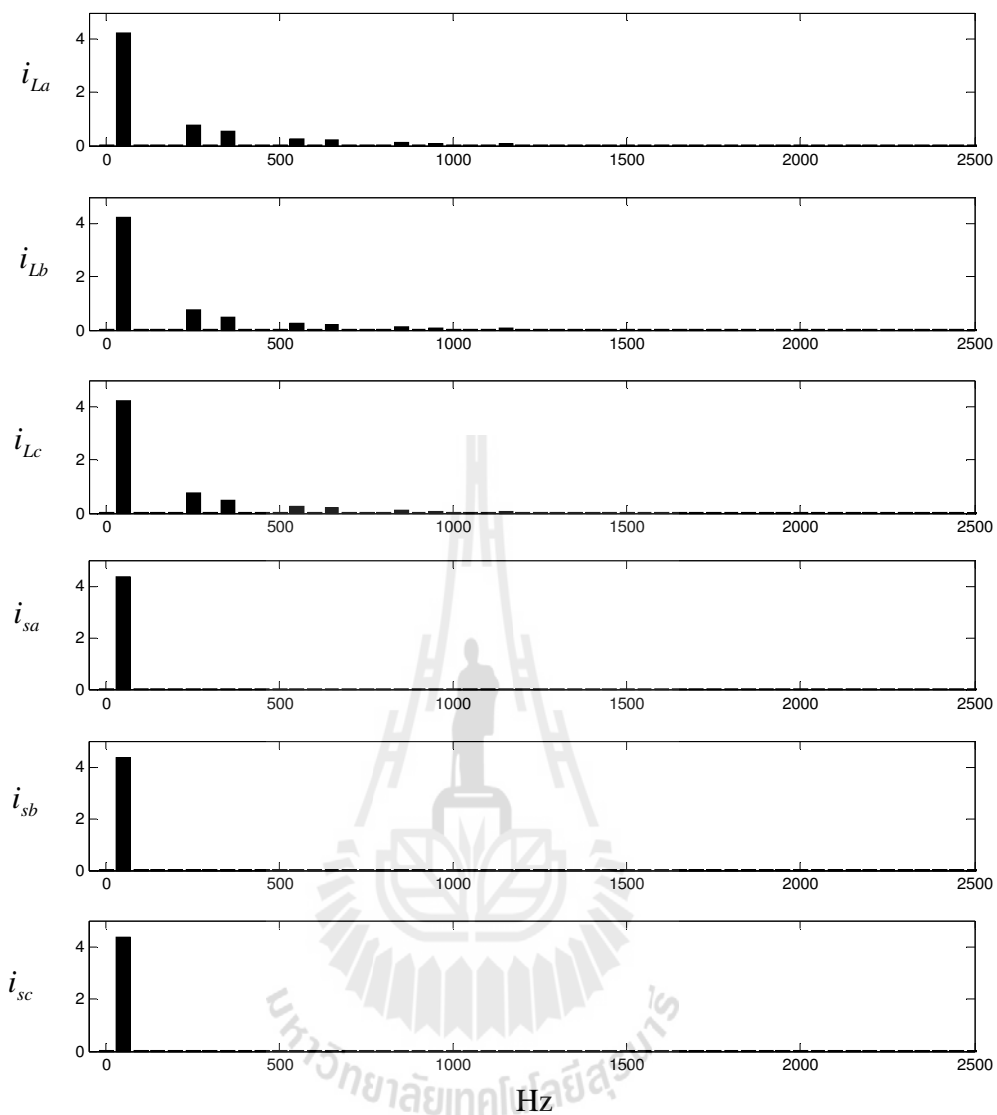
ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยใช้ตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว แสดงได้ดังรูปที่ 5.22 ถึงรูปที่ 5.24 จากรูปที่ 5.22 แสดงกราฟรูปสัญญาณของกระแสในระบบ พบว่ารูปสัญญาณของกระแสก่อนการ ชดเชยมีความบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ โดยภายหลังการชดเชยทำให้รูปสัญญาณของกระแส มีความเป็นรูปไซน์มากขึ้น และเมื่อระบบมีการเปลี่ยนแปลงโหลด ตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนที่ที่ ทำการออกแบบยังคงสามารถควบคุมการบิดกระแสชดเชยได้เป็นอย่างดี เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 5.23 กราฟสเปกตรัมของกระแสหลังการชดเชย พบว่าปริมาณกระแสฮาร์มอนิกหายไปจากระบบ คงเหลือแต่ปริมาณกระแสที่มีความถี่มูลฐาน สอดคล้องจากรูปสัญญาณของกระแสหลังการชดเชย และรูปที่ 5.24 รูปสัญญาณการควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรง พบว่าตัวควบคุมโหมด การเคลื่อนที่สามารถควบคุมการบิดกระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรงให้ลู่เข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้ เมื่อระบบมีการเปลี่ยนแปลงโหลด รูปสัญญาณจะมีการสั่นไหว จากนั้นจึงลู่เข้าสู่สัญญาณอ้างอิง โดยค่า $\%THD_{i,av}$ แสดงได้ดังตารางที่ 5.7

ตารางที่ 5.7 ผลการจำลองสถานการณ์ก่อนและหลังการชดเชย

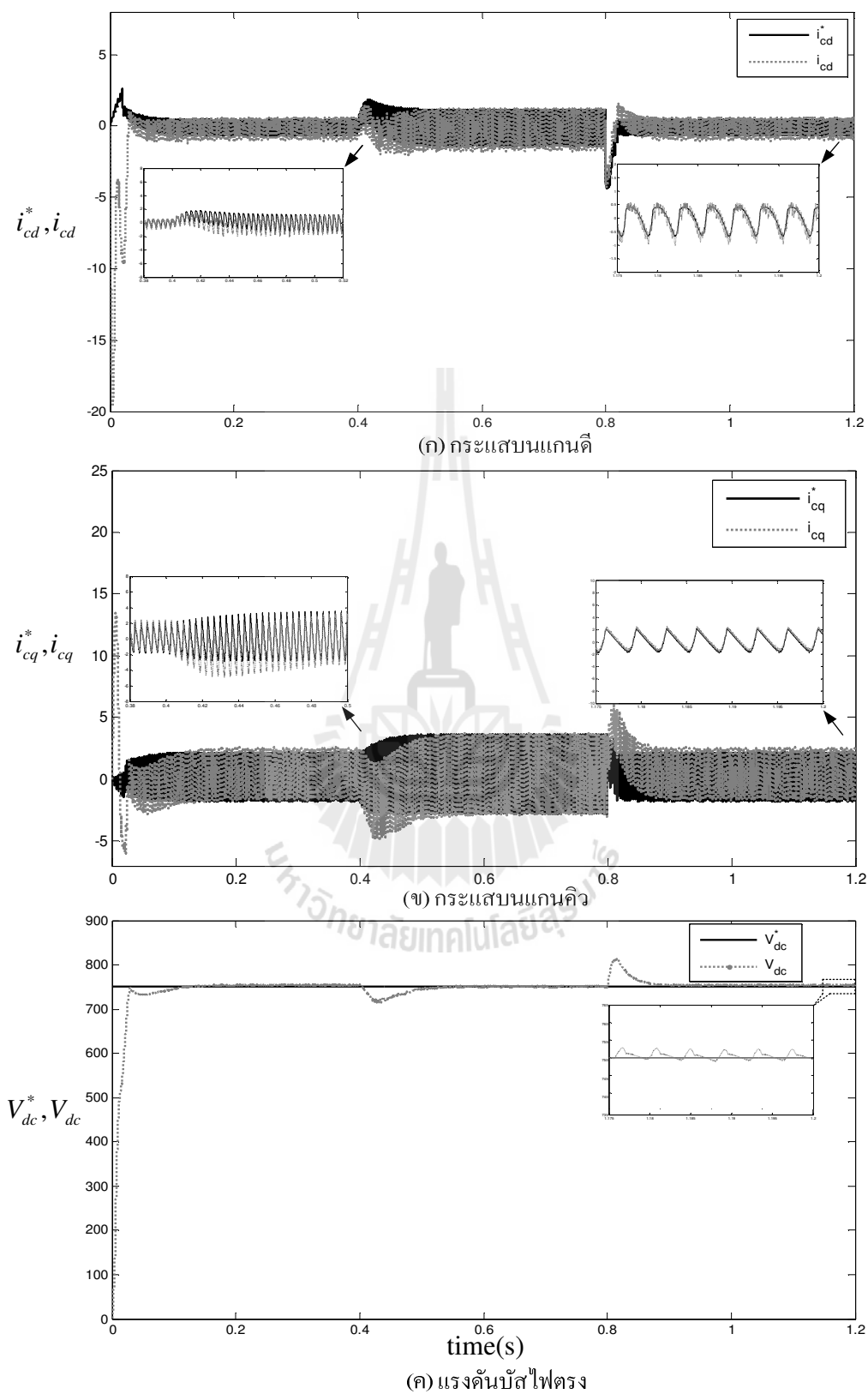
เฟส	ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย	
	$\%THD$ ก่อนการชดเชย	$\%THD$ หลังการชดเชย
a	24.41	3.23
b	24.41	3.24
c	24.41	3.26
$\%THD_{i,av}$	24.41	3.24



รูปที่ 5.22 ผลการกำจัดฮาร์โมนิกที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีดาบูเชิงปรับตัว



รูปที่ 5.23 สเปกตรัมของกระแสก่อน และหลังการชดเชย



รูปที่ 5.24 รูปสัญญาณการควบคุมกระแสตรง และแรงดันบัสไฟตรง

5.4.2 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบ

จากการออกแบบตัวควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรงที่ได้นำเสนอในงานวิจัย มีทั้งหมดสามประเภทด้วยกัน ประกอบด้วย ตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีสุ่มค่าพารามิเตอร์ และตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว โดยการพิจารณาเปรียบเทียบจากค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย ($\%THD_{i,av}$) แสดงดังตารางที่ 5.8

ตารางที่ 5.8 ตารางการเปรียบเทียบค่า $\%THD_{i,av}$ การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมทั้งสามประเภท

ชนิดของตัวควบคุม	$\%THD_{i,av}$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย	
	ก่อนการชดเชย	หลังการชดเชย
PI	24.41	4.19
SMC		4.87
SMC+ATS		3.24

ตารางผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า $\%THD_{i,av}$ ภายหลังจากการชดเชยของตัวควบคุมทั้งสามประเภทที่ได้นำเสนอ แสดงถึงความสามารถของตัวควบคุมที่ควบคุมการบิดกระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรงได้เป็นอย่างดี โดยการใช้ตัวควบคุมพีไอ (PI) ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 4.19 ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ (SMC) ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 4.87 และตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว (SMC+ATS) ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยเท่ากับ 3.24 ซึ่งตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ หลังการชดเชยดีที่สุด

5.5 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน เพื่อควบคุมการบิดกระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรง โดยมีการนำเสนอแนวทางในการออกแบบ 2 กรณี คือ การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ และการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีตามเชิงปรับตัว ซึ่งเป็นการประยุกต์เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น การจำลองสถานการณ์เป็นการทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุม และทดสอบสมการการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบ ผลการจำลองสถานการณ์การออกแบบพารามิเตอร์ด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ สามารถยืนยันการออกแบบพารามิเตอร์จากการสุ่มค่าภายใต้ขอบเขตของสมการตรวจสอบเสถียรภาพ สำหรับค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบด้วยวิธีตามเชิงปรับตัว สามารถควบคุมการบิดกระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรงในการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกได้เป็นอย่างดี ซึ่งการออกแบบด้วยวิธีดังกล่าวยังสามารถยืนยันความเสถียรภาพของระบบได้อีกด้วย โดยการออกแบบด้วยวิธีตามเชิงปรับตัวให้ค่า $\%THD_{i,av}$ ของกระแสหลังการชดเชยเท่ากับ 3.24 % ซึ่งน้อยกว่าค่า $\%THD_{i,av}$ ของกระแสหลังการชดเชยจากการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ และตัวควบคุมพีไอ

บทที่ 6

การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน

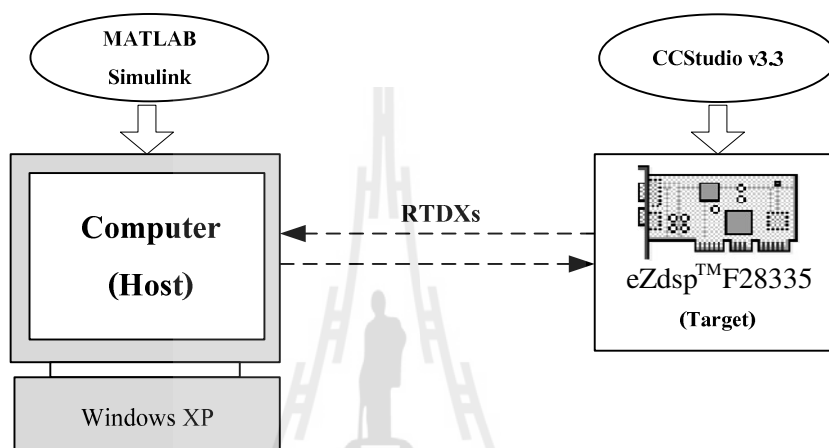
6.1 กล่าวนำ

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังด้วยวงจรกรองกำลัง แยกที่ฟจากบทที่ผ่านมา ผู้วิจัยได้ใช้โปรแกรม Simulink ในซอฟต์แวร์ MATLAB เป็นเครื่องมือช่วยในการจำลองสถานการณ์ ซึ่งการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวได้ดำเนินการอยู่บนคอมพิวเตอร์ทั้งหมด โดยในสถานการณ์จริงระบบจะไม่ได้ทำงานอยู่บนคอมพิวเตอร์เพียงอย่างเดียว ซึ่งการทำงานอาจแตกต่างหรือไม่สมจริงกับระบบฮาร์ดแวร์ ดังนั้นผู้วิจัยวิทยานิพนธ์จึงได้นำเสนอ การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL) ที่เป็นการใช้บอร์ด DSP รุ่น eZdspTMF28335 ร่วมกับโปรแกรม Simulink โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะสร้างตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยบอร์ด DSP รุ่น eZdspTMF28335 เพื่อให้การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกมีความสมจริงยิ่งขึ้น การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่จะนำเสนอในบทนี้จะเลือกใช้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธีตามเชิงปรับตัว ที่นำเสนอไว้ในบทที่ 5 โดยเนื้อหาในบทนี้จะประกอบไปด้วย เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป ที่แสดงรายละเอียดในการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด DSP รุ่น eZdspTMF28335 การประยุกต์เทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ผลการจำลองสถานการณ์ และสรุป โดยมีรายละเอียดดังที่จะนำเสนอต่อไปนี้

6.2 เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL)

เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้โปรแกรม Simulink ร่วมกับบอร์ด DSP โดยบริษัท MathWork ได้พัฒนาโปรแกรมใช้เชื่อมต่อที่มีชื่อว่า Code Composer Studio มีเงื่อนไขการเชื่อมต่อที่ต้องทำงานร่วมกับโปรแกรม MATLAB เวอร์ชัน 2011 ขึ้นไป และรองรับกับคอมพิวเตอร์ที่มีระบบการทำงานเป็น Windows XP การเชื่อมต่ออุปกรณ์จะเชื่อมต่อผ่านทาง

พอร์ต USB งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้บอร์ด DSP รุ่น eZdspTMF28335 ที่โปรแกรมด้วย Code Composer Studio เวอร์ชัน 3.3 (CCStudio v3.3) เพื่อสร้างตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ในการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ หลักการทำงานของฮาร์ดแวร์ในรูป จะเป็นการรับ และส่งข้อมูลผ่านทางช่องสื่อสารแบบ RTDX (Real Time Data eXchang) เชื่อมโยงโปรแกรม Simulink (Host) กับบอร์ด DSP รุ่น eZdspTMF28335 (Target) โดยแผนภาพการเชื่อมโยงรับส่งข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 แผนภาพการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdspTMF28335

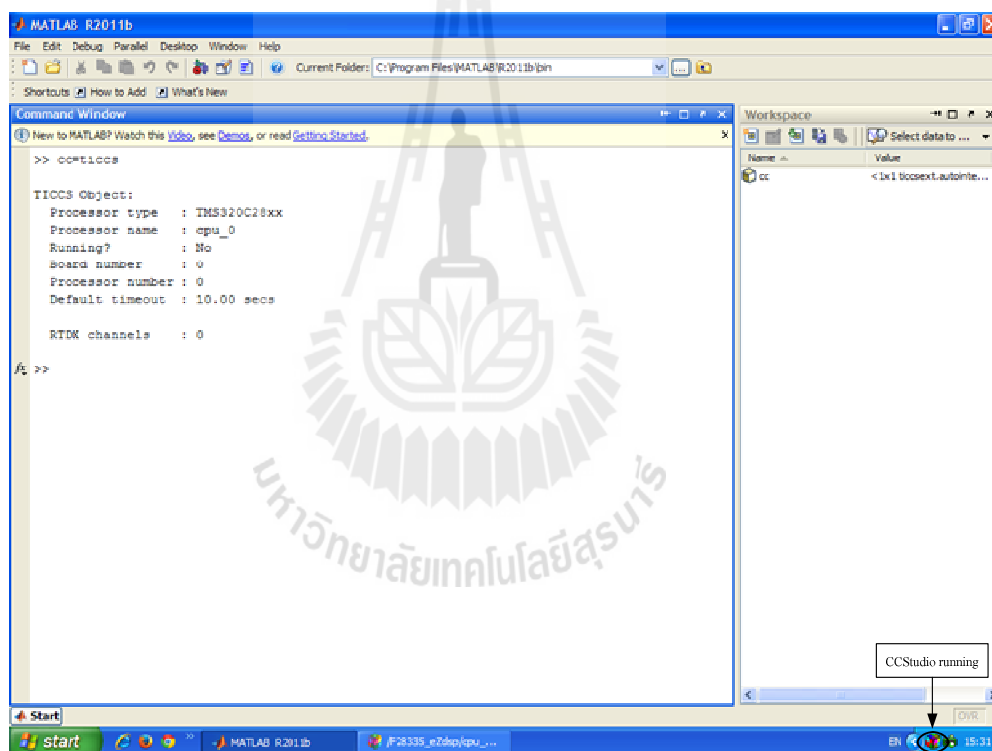
6.2.1 การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdspTMF28335

การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปมีความจำเป็นที่ต้องทำความเข้าใจเรื่อง การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์กับบอร์ด eZdspTMF28335 โดยในลำดับแรกต้องทำการติดตั้งซอฟต์แวร์ MATLAB และโปรแกรม CCStudio v3.3 ไอคอนที่จะใช้งานเชื่อมต่อ แสดงดังรูปที่ 6.2 โดยโปรแกรม CCStudio v3.3 จะปรากฏไอคอน Setup CCStudio v3.3 ที่ใช้สำหรับกำหนดคุณสมบัติของบอร์ด eZdspTMF28335

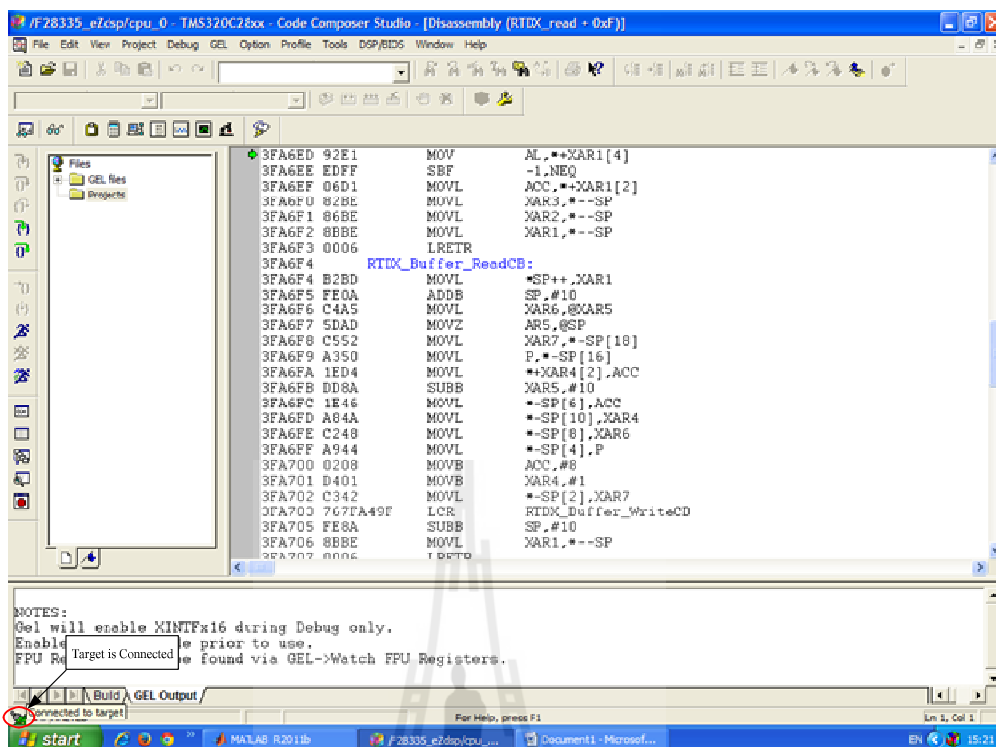


รูปที่ 6.2 ไอคอนการเข้าใช้งานซอฟต์แวร์ MATLAB และโปรแกรม CCStudio v3.3

การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdspTMF28335 ทำได้โดยการต่อพอร์ต USB เข้ากับคอมพิวเตอร์ จากนั้นเปิดซอฟต์แวร์ MATLAB บนหน้าต่าง Command Window ทำการพิมพ์คำสั่ง `cc = ticcs` เพื่อทดสอบว่าบอร์ด eZdspTMF28335 เชื่อมต่อกับซอฟต์แวร์ MATLAB เรียบร้อยแล้ว โดยจะปรากฏการเชื่อมต่อ แสดงดังรูปที่ 6.3 ทำการเปิดโปรแกรม CCSstudio v3.3 สำหรับสร้างไฟล์โปรเจกต์การทำงาน หน้าต่างของโปรแกรม CCSstudio v3.3 แสดงได้ดังรูปที่ 6.4 หลังจากเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdspTMF28335 แล้ว จะปรากฏการเชื่อมต่อบอร์ด eZdspTMF28335 กับโปรแกรม CCSstudio v3.3 บริเวณมุมล่างซ้ายของหน้าต่าง ดังรูปที่ 6.4 ลำดับต่อไปจะนำเสนอการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdspTMF28335 ซึ่งมีรายละเอียดแสดงในหัวข้อที่ 6.6.2



รูปที่ 6.3 การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdspTMF28335

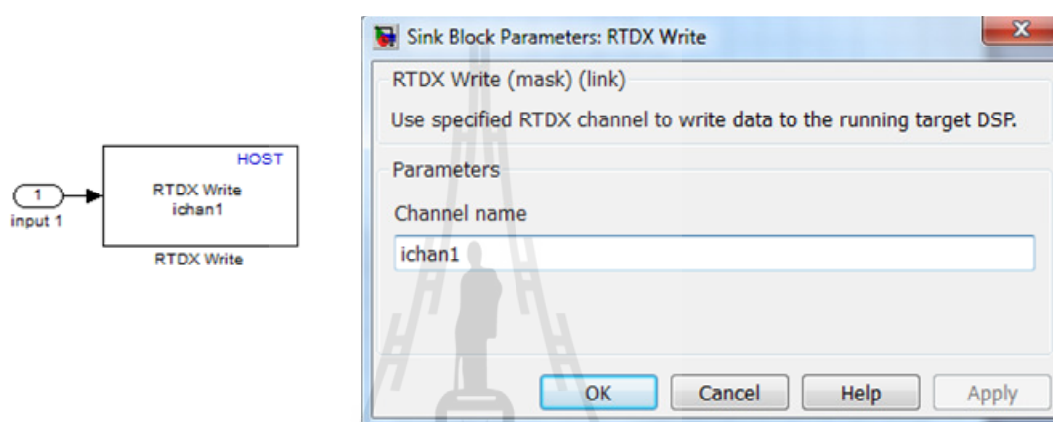


รูปที่ 6.4 หน้าต่างโปรแกรม CCStudio v3.3

6.2.2 การเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™ F28335

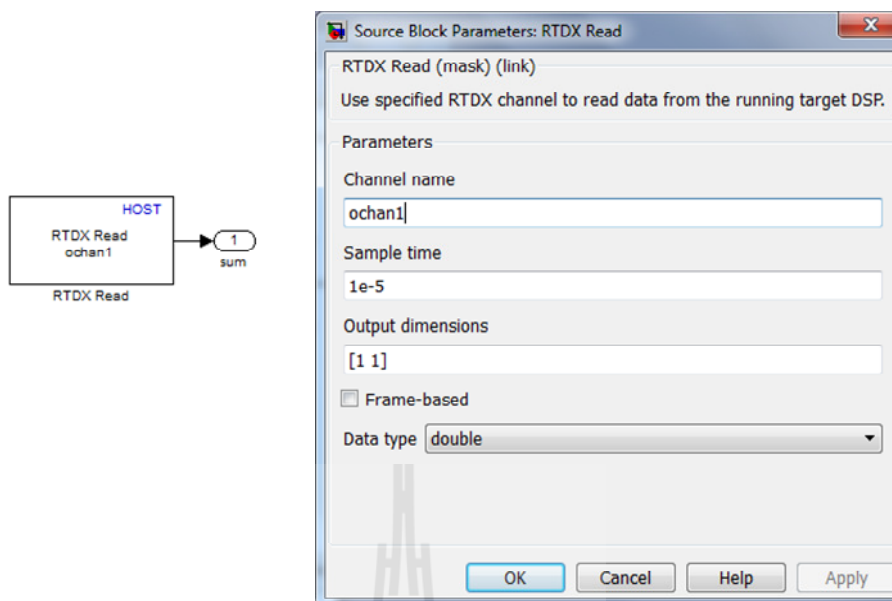
การเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™ F28335 (ทศพร ฌรณกุลฤทธิ์) สำหรับสร้างระบบจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนของการรับ และการส่งข้อมูลระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™ F28335 ผ่านช่องทางสื่อสารแบบ RTDX การสื่อสารรับส่งข้อมูลดังกล่าว สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 กรณี คือ การส่งข้อมูลจากโปรแกรม Simulink ไปยังบอร์ด eZdsp™ F28335 การรับข้อมูลของโปรแกรม Simulink จากบอร์ด eZdsp™ F28335 การส่งข้อมูลจากบอร์ด eZdsp™ F28335 มายังโปรแกรม Simulink และการรับข้อมูลของบอร์ด eZdsp™ F28335 จากโปรแกรม Simulink ซึ่งในแต่ละกรณีสามารถอธิบายได้ดังนี้

กรณีที่ 1 การส่งข้อมูลจากโปรแกรม Simulink ไปยังบอร์ด eZdsp™F28335 สามารถทำได้โดยใช้บล็อกอินพุต RTDX Write ที่สามารถเรียกใช้ได้จากไลบรารี RTDX simulation block ซึ่งจะอยู่ในบล็อกเครื่องมือภายในซอฟต์แวร์ MATLAB การกำหนดค่าพารามิเตอร์ของบล็อกอินพุต RTDX Write มีเพียงชื่อของช่องอินพุต (Channel name) ซึ่งในที่นี้จะยกตัวอย่างการกำหนดชื่อช่องอินพุตสำหรับระบบการทดสอบรับ และส่งข้อมูลระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335 ผ่านทางช่องสื่อสารแบบ RTDX แสดงได้ดังรูปที่ 6.5 เป็นการรับข้อมูลจากโปรแกรม Simulink มาเก็บไว้ในชื่อ ichan1



รูปที่ 6.5 การกำหนดค่าบล็อก RTDX Write

กรณีที่ 2 การรับข้อมูลของโปรแกรม Simulink จากบอร์ด eZdsp™F28335 สามารถทำได้โดยการใช้ออกเอาต์พุต RTDX Read ซึ่งอยู่ในไลบรารี RTDX simulation block การกำหนดค่าพารามิเตอร์ของบล็อกเอาต์พุต RTDX Read ได้แก่ ชื่อของช่องเอาต์พุต (Channel name) ช่วงเวลาในการชักตัวอย่างสำหรับการรับข้อมูล (Sample time) ขนาดของข้อมูลที่ส่งมาจากบอร์ด eZdsp™F28335 (Output dimensions) และชนิดของข้อมูล (Data type) แสดงได้ดังรูปที่ 6.6 (double คือ ชนิดข้อมูลแบบตัวเลขทศนิยมละเอียด (float))



รูปที่ 6.6 การกำหนดค่าบล็อก RTDX Read

กรณีที่ 3 การส่งข้อมูลจากบอร์ด eZdsp™ F28335 มายังโปรแกรม Simulink สามารถทำได้ โดยการใช้ฟังก์ชันชุดคำสั่งภาษาซี บนโปรแกรม CCStudio v3.3 ดังนี้

- RTDX_CreateOutChannel(ochan1);
- RTDX_enableOutput(&ochan1);
- RTDX_write(&ochan1,dout1,nbuf*sizeof(long))

ในบรรทัดที่ 1 คือ ฟังก์ชันคำสั่งการสร้างช่องเอาต์พุต RTDX สำหรับใช้ส่งข้อมูลมายังโปรแกรม Simulink โดยชื่อของช่องเอาต์พุตดังกล่าวจะต้องกำหนดให้เหมือนกับชื่อของช่องการรับข้อมูลของโปรแกรม Simulink ในกรณีที่ 2 บรรทัดที่ 2 คือ ฟังก์ชันคำสั่งเปิดใช้งานช่องเอาต์พุต RTDX ที่ชื่อ ochan1 สำหรับใช้ส่งข้อมูลมายังโปรแกรม Simulink และบรรทัดที่ 3 คือ ฟังก์ชันคำสั่งเขียนส่งข้อมูลมายังโปรแกรม Simulink ผ่านทางช่องเอาต์พุต RTDX ที่ชื่อ ochan1 โดยจะต้องกำหนดค่าข้อมูล ขนาดของข้อมูล และชนิดของข้อมูลในวงเล็บฟังก์ชันดังกล่าว

กรณีที่ 4 การรับข้อมูลของบอร์ด eZdspTMF28335 จากโปรแกรม Simulink ทำได้โดยใช้ฟังก์ชันชุดคำสั่งภาษาซีบนโปรแกรม CCStudio v3.3 ดังนี้

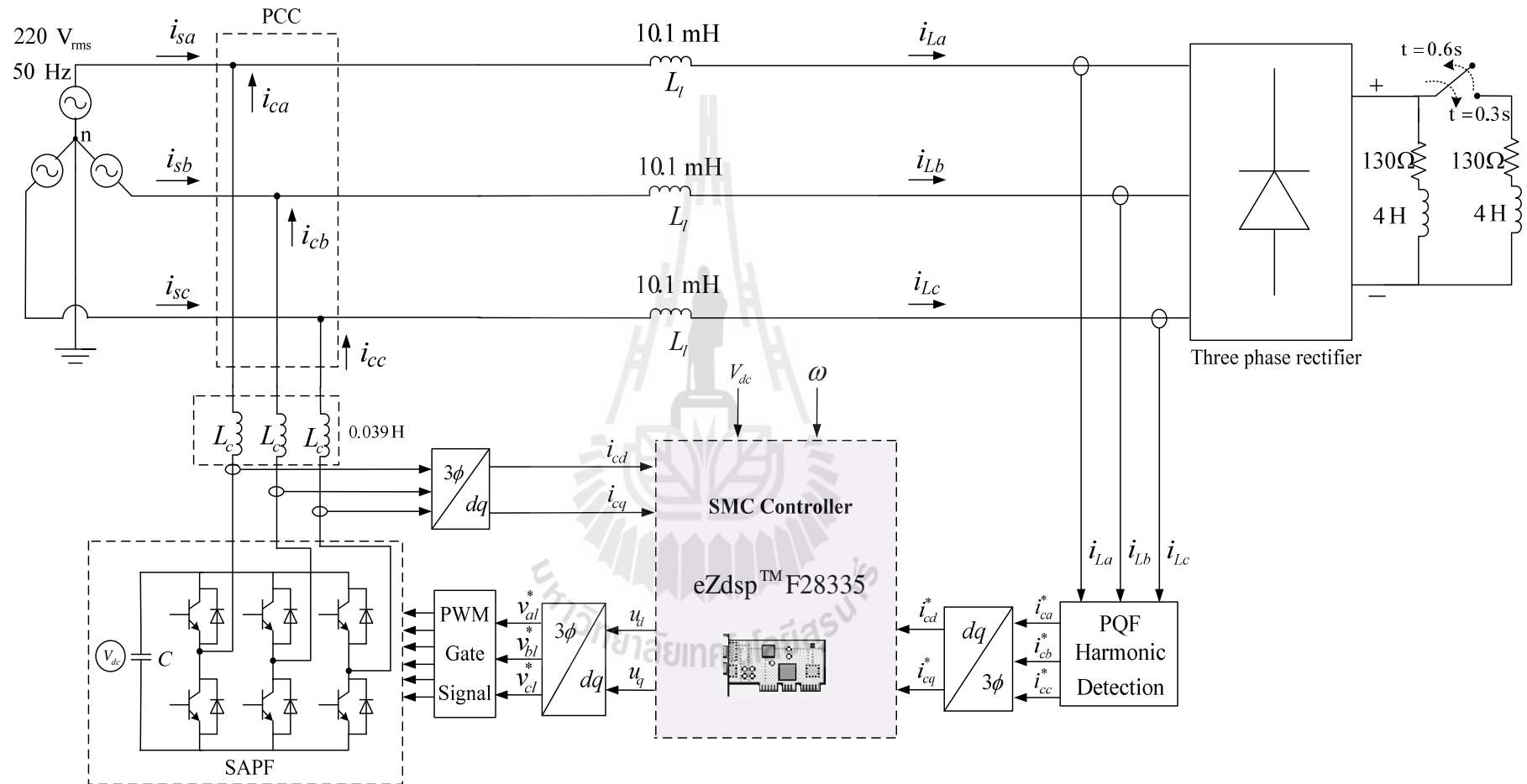
- RTDX_CreateInputChannel(ichan1);
- RTDX_enableInput(&ichan1);
- RTDX_read(&ichan1,din1,nbuf*sizeof(long))

บรรทัดที่ 1 คือ ฟังก์ชันคำสั่งการกำหนดสร้างช่องอินพุต RTDX สำหรับใช้รับข้อมูลจากโปรแกรม Simulink โดยจะต้องกำหนดชื่อของช่องอินพุตให้เหมือนกับชื่อของช่องการส่งข้อมูลของโปรแกรม Simulink ซึ่งได้กำหนดไว้ในกรณีที่ 1 บรรทัดที่ 2 คือ ฟังก์ชันคำสั่งเปิดใช้งานช่องอินพุต RTDX ที่ชื่อ ichan1 สำหรับใช้รับข้อมูลจากโปรแกรม Simulink และบรรทัดที่ 3 คือ ฟังก์ชันคำสั่งอ่านข้อมูลที่รับมาจากช่องอินพุต RTDX ที่ชื่อ ichan1

เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป เป็นการจำลองสถานการณ์ที่ใช้บอร์ด eZdspTMF28335 ทำหน้าที่ในการรับส่งข้อมูลระหว่างซอฟต์แวร์ที่เป็นโปรแกรมบนคอมพิวเตอร์กับฮาร์ดแวร์ที่เป็นบอร์ด eZdspTMF28335 ผ่านช่องทางการสื่อสารแบบ RTDX มีจุดประสงค์เพื่อทำให้การจำลองสถานการณ์มีความเสมือนจริง โดยในบทนี้จะทำการเขียนคำสั่งที่เป็นตัวควบคุมโหมดการเลื่อนลงบนบอร์ด eZdspTMF28335 ทำหน้าที่ในการประมวลผลของตัวควบคุม เพื่อควบคุมการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า ซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อถัดไป

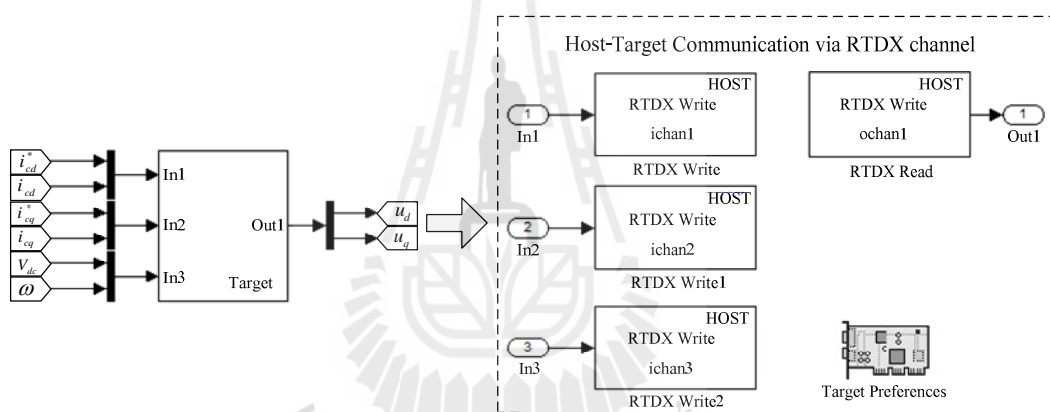
6.3 การประยุกต์เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน

จากการอธิบายเทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปในหัวข้อที่ผ่านมา ในหัวข้อนี้จะทำการประยุกต์การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน โดยในการจำลองสถานการณ์จะให้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ทำงานอยู่บนบอร์ด eZdspTMF28335 ที่เขียนคำสั่งการทำงานด้วยภาษาซี และทำการรับส่งข้อมูลระหว่างระบบซอฟต์แวร์ (MATLAB, Simulink) กับระบบฮาร์ดแวร์ (บอร์ด eZdspTMF28335) ผ่านช่องทางการสื่อสารแบบ RTDX โดยโครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน แสดงได้ดังรูปที่ 6.7

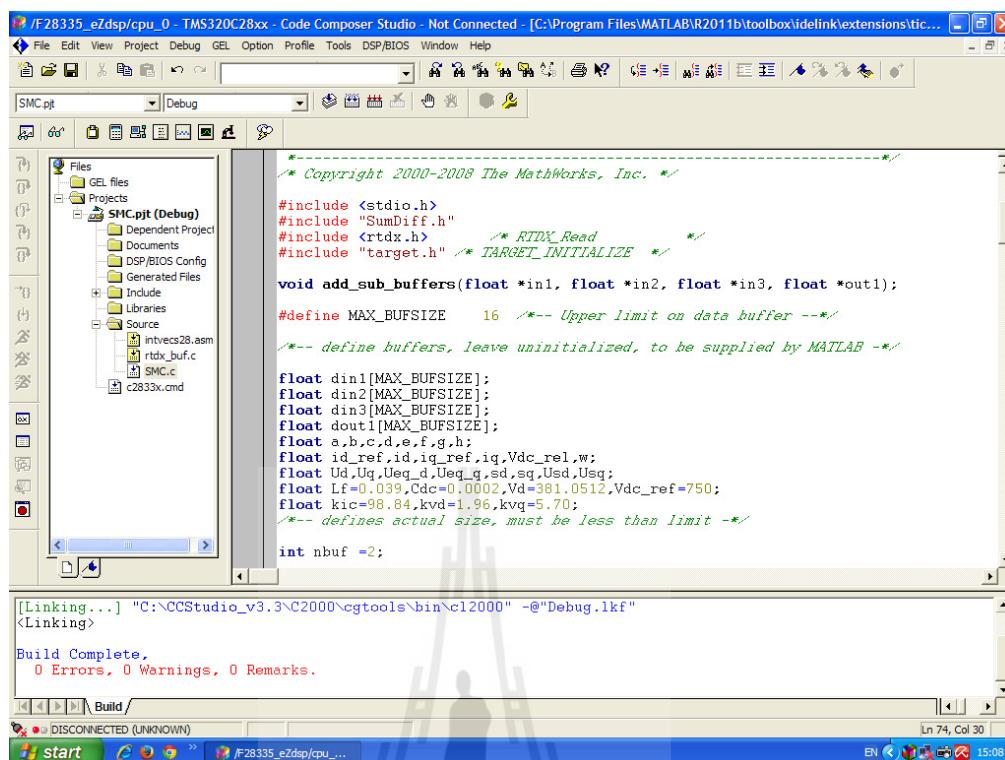


รูปที่ 6.7 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเคลื่อน

จากโครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ในรูปที่ 6.7 ระบบจะทำงานร่วมกันระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdspTMF28335 ที่ทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมโหมดการเลื่อน โดยอินพุตของบอร์ด eZdspTMF28335 จะได้มาจากโปรแกรม Simulink ที่เป็นการรับค่ากระแสเซชอ้างอิงบนแกนดีคิว (i_{cd}^*, i_{cq}^*) กระแสเซชจริงบนแกนดีคิว (i_{cd}, i_{cq}) ค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (V_{dc}) และความถี่เชิงมุม (ω) โดยเอาต์พุตที่จะออกจากบอร์ด eZdspTMF28335 จะเป็นสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (u_d, u_q) จากรูปที่ 6.7 การรับส่งข้อมูลผ่านช่องทางการสื่อสารแบบ RTDX ของบอร์ด eZdspTMF28335 แสดงแผนภาพภายในของบล็อกดังกล่าวได้ดังรูปที่ 6.8 ซึ่งตัวควบคุมโหมดการเลื่อนจะถูกสร้างลงบนบอร์ด eZdspTMF28335 ด้วยภาษาซีบนโปรแกรม CCSstudio v3.3 หน้าต่างของโปรเจกต์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน แสดงได้ดังรูปที่ 6.9

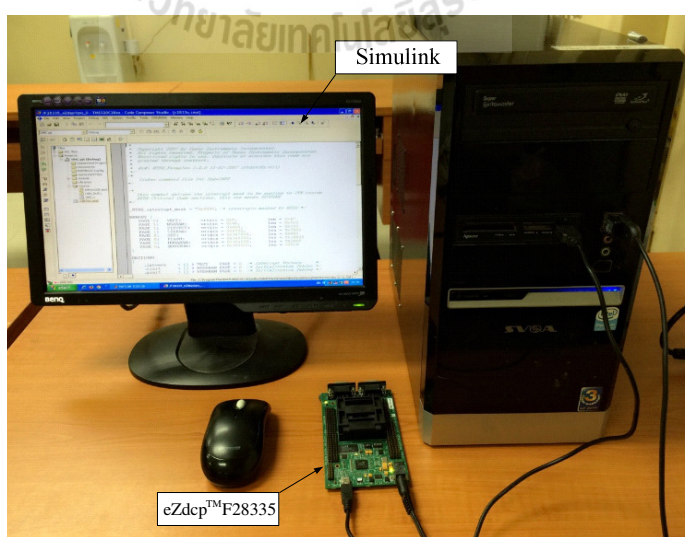


รูปที่ 6.8 แผนภาพระบบ RTDX การรับส่งข้อมูลบน โปรแกรม Simulink



รูปที่ 6.9 โปรแกรมตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ที่สร้างบนโปรแกรม CCStudio v3.3

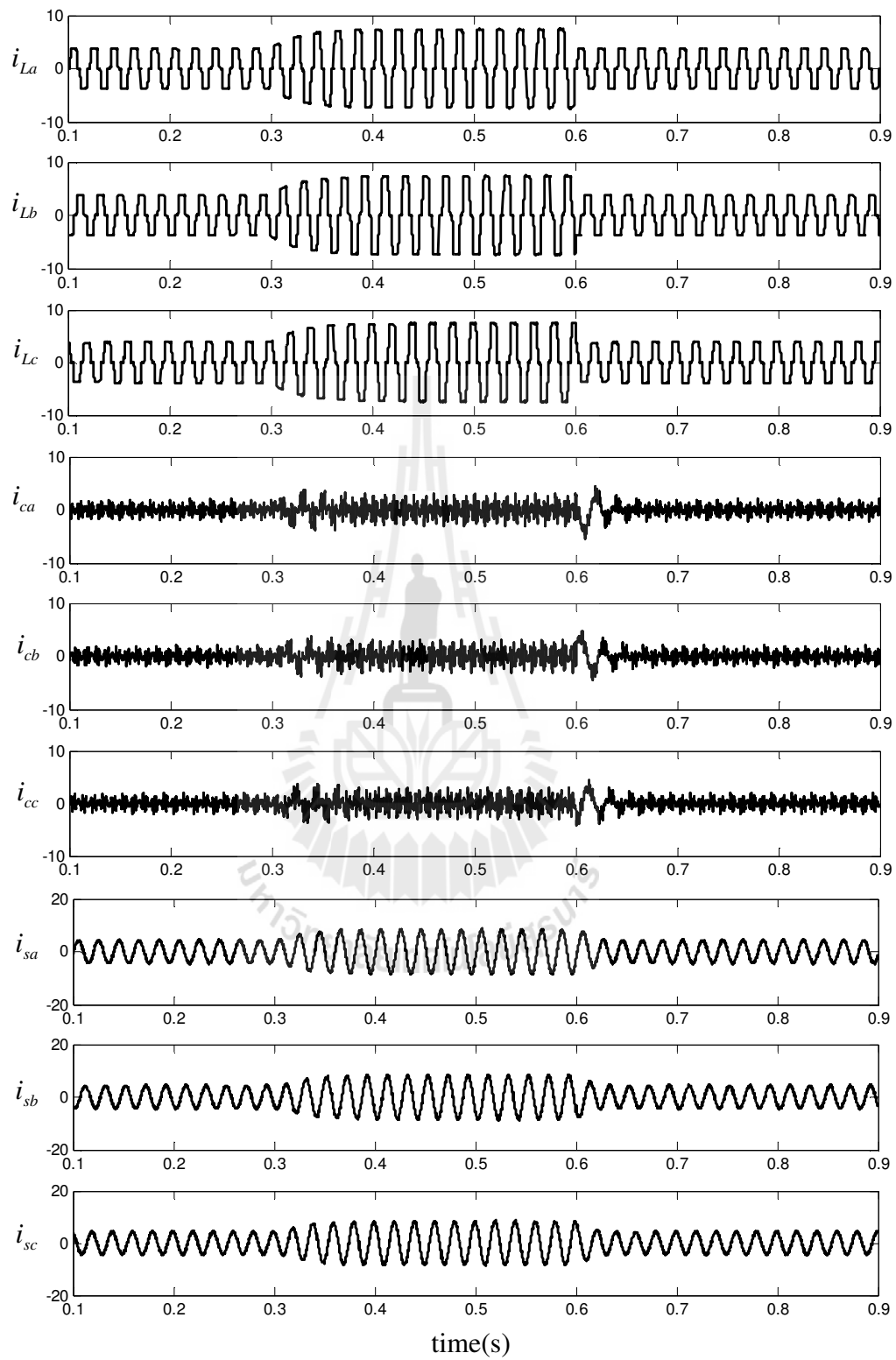
จากการอธิบายระบบ RTDX ข้างต้น การทดสอบการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ใน
รูปของระบบดังกล่าว สามารถแสดงการเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์ที่เป็นโปรแกรม Simulink
กับบอร์ด eZdsp™F28335 แสดงได้ดังรูปที่ 6.10



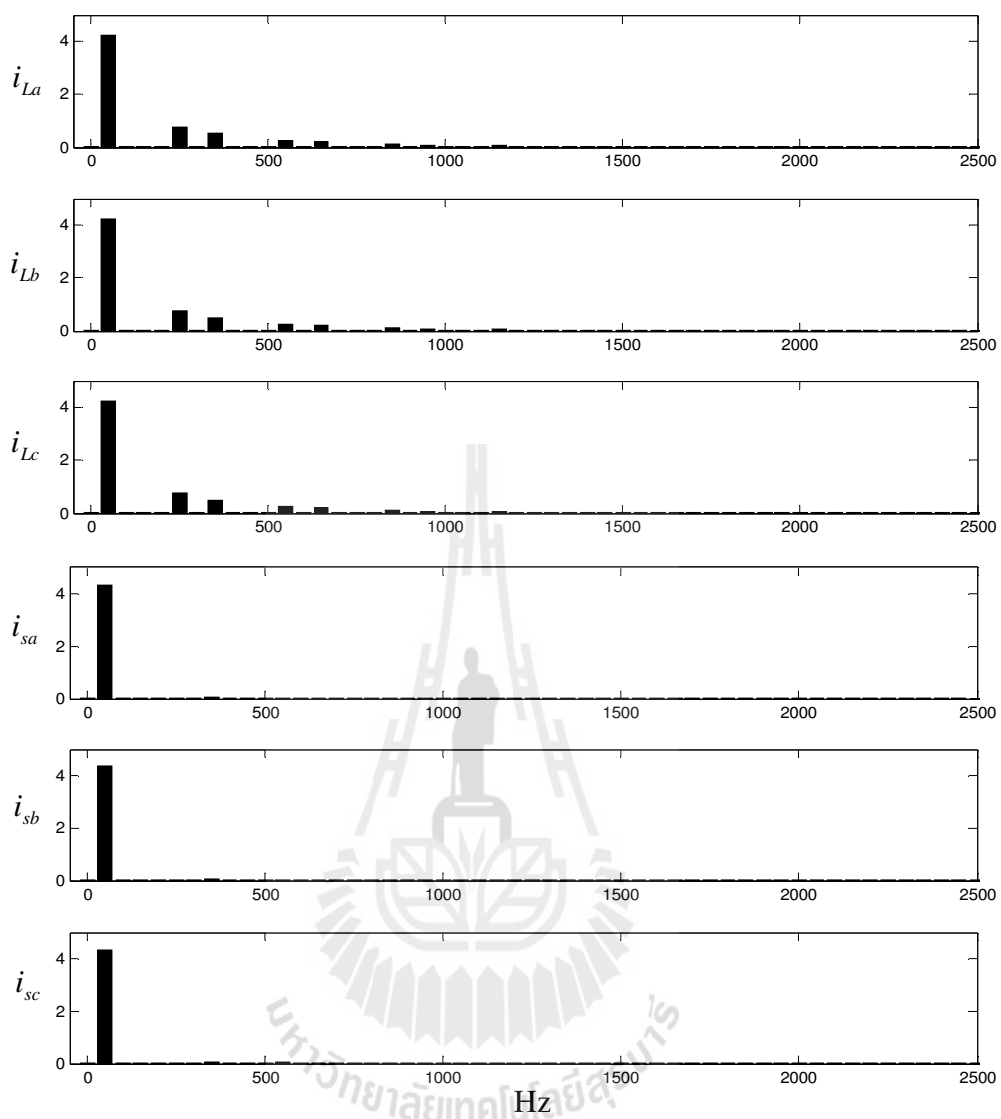
รูปที่ 6.10 การเชื่อมต่อฮาร์ดแวร์ระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335

6.4 ผลการจำลองสถานการณ์

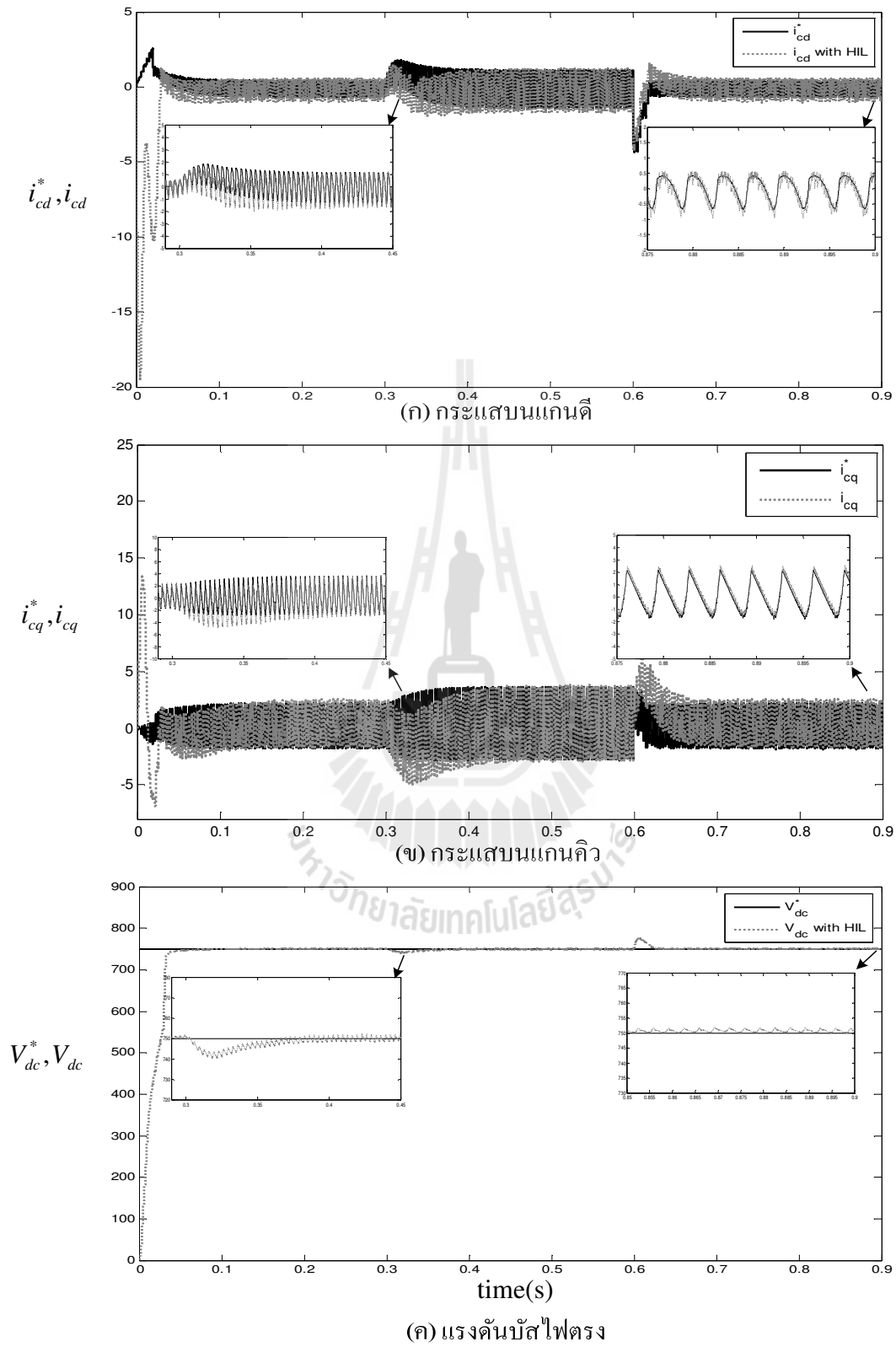
การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าสามเฟสแบบฮาร์ดแวร์ในรูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ระบบในการจำลองสถานการณ์จะใช้ระบบเดียวกันกับการจำลองสถานการณ์ในบทที่ 5 โดยพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน จะใช้พารามิเตอร์ที่ออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว ซึ่งตัวควบคุมโหมดการเลื่อนจะทำการประมวลผลอยู่บนบอร์ด eZdsp™ F28335 ที่ทำการรับส่งข้อมูลผ่านช่องทางการสื่อสารแบบ RTDX ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 6.11 ถึงรูปที่ 6.13 โดยรูปที่ 6.11 แสดงรูปสัญญาณของ กระแสก่อนการชดเชย (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) กระแสชดเชย (i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}) และกระแสหลังการชดเชย (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) จากรูปดังกล่าวพบว่ารูปสัญญาณของกระแสก่อนการชดเชยมีความบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปไซน์ มีค่ายอดของกระแสประมาณ 5 A โดยในวินาทีที่ 0.3 ที่มีการเปลี่ยนโหลด กระแสก่อนการชดเชยดังกล่าวจะเปลี่ยนมีค่ายอดประมาณ 7 A และในวินาทีที่ 0.6 ที่เปลี่ยนกลับมาใช้โหลดชุดเดิม ขนาดของกระแสก่อนการชดเชยมีค่ายอดประมาณ 5 A เช่นเดิม ภายหลังการฉีดกระแสชดเชยที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ประมวลผลอยู่บนบอร์ด eZdsp™ F28335 พบว่ารูปสัญญาณของกระแสหลังการชดเชยมีความเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น และในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวควบคุมโหมดการเลื่อนยังคงสามารถควบคุมการฉีดกระแสชดเชยได้เป็นอย่างดี เมื่อพิจารณารูปที่ 6.12 สเปกตรัมของกระแสก่อนและหลังการชดเชย พบว่าภายหลังการชดเชยปริมาณของกระแสฮาร์มอนิกในระบบหายไป คงเหลือแต่ปริมาณของกระแสที่ความถี่มูลฐาน สอดคล้องกับรูปสัญญาณของกระแสภายหลังการชดเชย ต่อมาพิจารณารูปที่ 6.13 รูปสัญญาณของกระแสบนแกนคิกว และแรงดันบัสไฟตรง พบว่าตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสามารถควบคุมกระแส และแรงดันบัสไฟตรงให้เข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้ โดยในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลด รูปสัญญาณมีการสั่นไกวก่อนจะเข้าสู่สัญญาณอ้างอิง ผลการจำลองสถานการณ์สามารถยืนยันการทำงานของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ประมวลผลอยู่บนบอร์ด eZdsp™ F28335 ว่าสามารถควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรงได้เป็นอย่างดี ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย ($\%THD_{i,av}$) ก่อนและหลังการชดเชยแสดงได้ดังตารางที่ 6.1



รูปที่ 6.11 ผลการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน



รูปที่ 6.12 สเปกตรัมของกระแสก่อนและหลังการชดเชย



รูปที่ 6.13 รูปสัญญาณกระแสคชและแรงดันบัสไฟตรง

ตารางที่ 6.1 ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกรวมเฉลี่ยก่อนและหลังการชดเชย

เฟส	ค่า $\%THD$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย	
	$\%THD_i$ ก่อนการชดเชย	$\%THD_i$ หลังการชดเชย
a	24.41	3.21
b	24.41	3.22
c	24.41	3.23
$\%THD_{i,av}$	24.41	3.22

6.5 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน โดยใช้โปรแกรม Simulink ร่วมกับบอร์ด eZdsp™ F28335 ซึ่งการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวให้ผลการจำลองสถานการณ์ที่มีความใกล้เคียงกับระบบฮาร์ดแวร์จริงมากกว่าการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ทั้งหมด นอกจากนี้ยังเป็นการตรวจสอบสมรรถนะของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนว่าสามารถดำเนินการอยู่บนระบบฮาร์ดแวร์จริงได้ ผลการจำลองสถานการณ์สามารถยืนยันการทำงานร่วมกันของโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™ F28335 ผ่านช่องทางการสื่อสารแบบ RTDX ได้เป็นอย่างดี และยังแสดงถึงความสามารถของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ทำการออกแบบว่าสามารถใช้ได้กับระบบฮาร์ดแวร์จริงได้อย่างมีประสิทธิภาพ

บทที่ 7

สรุปและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้ทำการศึกษาการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่ใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยเริ่มต้นจากการศึกษาปรัทศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทางด้านวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน จากการค้นคว้าพบว่าองค์ประกอบในการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ส่วน ได้แก่ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การควบคุมกระแสชดเชยสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งรายละเอียดการค้นคว้าต่าง ๆ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2

การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน มีความสำคัญอย่างยิ่งต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ เนื่องจากการตรวจจับฮาร์มอนิกเป็นการคำนวณกระแสอ้างอิงที่จะทำการชดเชยเข้าสู่ระบบ ซึ่งหากการคำนวณกระแสอ้างอิงดังกล่าวมีความผิดพลาดหรือไม่แม่นยำ การชดเชยกระแสก็จะผิดพลาดตามไปด้วย ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งร่วมกับวิธีฟูริเยร์ รายละเอียดเนื้อหา ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 นอกจากนี้ในบทดังกล่าวได้นำเสนอการปรับปรุงการตรวจจับฮาร์มอนิกแบบบางอันดับและแบบทุกอันดับยกเว้นอันดับที่ n รวมไปถึงผลการจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะของตัวตรวจจับฮาร์มอนิกที่พัฒนาขึ้น

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 4 อธิบายโดยใช้กฎกระแส และแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ในการวิเคราะห์หาแบบจำลองบนปริมาณสามเฟส รวมไปถึงการแปลงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าวให้อยู่บนแกนดีคิว ด้วยหลักการแปลงของปาร์ค และทำการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่จะใช้ในการจำลองสถานการณ์ด้วย โดยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าว จะถูกนำมาใช้ออกแบบตัวควบคุม

ซึ่งในบทที่ 4 จะนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอ โดยการออกแบบแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ การออกแบบตัวควบคุมการบิดกระแสชดเชย และการออกแบบตัวควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก โดยใช้ตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบ พบว่า รูปสัญญาณของกระแสที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยมีความเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น ปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลดลง ซึ่งสามารถยืนยันว่าตัวควบคุมพีไอที่ทำการออกแบบมีประสิทธิภาพที่ดีในการกำจัดฮาร์มอนิก รวมไปถึงผลการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดที่ดีด้วย

ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้ทำการศึกษาตัวควบคุมโหมดการเลื่อน รายละเอียดต่าง ๆ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 โดยตัวควบคุมโหมดการเลื่อนจะสามารถควบคุมกระแส และแรงดันบัลไฟตรงไปพร้อม ๆ กันได้ เวกเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวจะประกอบด้วย 2 เวกเตอร์ คือ เวกเตอร์ควบคุมที่มาจากพื้นผิวการเลื่อน และเวกเตอร์ควบคุมที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอคทีฟ แนวทางในการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่นำเสนอมี 2 วิธี คือ การออกแบบด้วยวิธีสุ่มค่าพารามิเตอร์ และการออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว นอกจากนี้ได้ทำการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ โดยใช้ตัวควบคุมจากการออกแบบข้างต้น ผลการจำลองสถานการณ์พบว่ารูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชยมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น ซึ่งการออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัวให้สมรรถนะที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ โดยพิจารณาจากค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ยภายหลังการชดเชย และจากผลการจำลองสถานการณ์สามารถยืนยันได้ว่าตัวควบคุมโหมดการเลื่อนมีสมรรถนะที่ดีในการกำจัดฮาร์มอนิก รวมไปถึงผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดที่ดีด้วยเช่นกัน จากนั้นทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุมทั้งสามชนิดที่ทำการนำเสนอ พบว่าตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว ให้ค่า $\%THD_{i,av}$ ภายหลังการชดเชยดีที่สุด

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกจากเนื้อหาข้างต้นที่กล่าวมา ฟังก์ชันโปรแกรม Simulink ในซอฟต์แวร์ MATLAB ที่ดำเนินการอยู่บนคอมพิวเตอร์ทั้งหมด ดังนั้นเพื่อความสมจริงในการจำลองสถานการณ์ ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอ การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปที่ใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน เพื่อให้การจำลองสถานการณ์มีความสมจริงมากยิ่งขึ้น รายละเอียดจะนำเสนอไว้ในบทที่ 6 การจำลองสถานการณ์ดังกล่าวจะใช้บอร์ด DSP รุ่น eZdsp™F28335 ร่วมกับโปรแกรม Simulink ซึ่งให้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนประมวลผลอยู่บนบอร์ด eZdsp™F28335 เนื้อหาในบทจะนำเสนอเทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป การเชื่อมต่อซอฟต์แวร์กับฮาร์ดแวร์ รวมไปถึงการจำลองสถานการณ์ โดยผลการจำลองสถานการณ์สามารถยืนยันการใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ได้อย่างมีประสิทธิภาพ และเป็นการยืนยันความสามารถของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ทำงานอยู่บนบอร์ด eZdsp™F28335 ได้เป็นอย่างดี

7.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

1. ควรมีงานภาคปฏิบัติสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน รวมไปถึงระบบควบคุมต่าง ๆ ตามที่ได้ออกแบบไว้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เพื่อยืนยันผลการจำลองฮาร์ดแวร์ในระบบที่พิจารณา

2. ควรมีการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในคู่กับการทำงานส่วนอื่น ๆ ในระบบการจำลองฮาร์ดแวร์ เช่น ตัวตรวจจับฮาร์ดแวร์ วงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน เป็นต้น เพื่อให้ระบบมีความสมจริงยิ่งขึ้น



รายการอ้างอิง

- กองพล อารีรักษ์. (2549). การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ. วิทยานิพนธ์ปริญญาคุชฎบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชา วิศวกรรมศาสตร์มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ทศพร ณรงค์ฤทธิ์. (2553). การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้า กำลังสามเฟสสมดุล. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนัก วิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- พลสิทธิ สานติประพันธ์. (2554). การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มบนแกนดิจิทัล. วิทยานิพนธ์ปริญญา มหาบัณฑิต. สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- สุกสันต์ ดิยาวรรักษ์. (2555). การออกแบบตัวควบคุมกระแสชดเชยแบบทำนายสำหรับกรองกำลัง แอกทีฟด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว. วิทยานิพนธ์ ปริญญาโทบัณฑิต. สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- อาทิตย์ ศรีแก้ว. (2552). 1. ปัญญาเชิงคำนวณ. สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- Abdelkhalek, O., and Benachaiba, C. (2009). "Sensitivity Assessment of PQ Theory and Synchronous Detection Identification Methods of Current Harmonics Under Non-Sinusoidal Condition for Shunt Active Power Filter". **Journal of Electrical & Electronics Engineering**. 9(1): 801-807.
- Akagi, H., Kanazawa, Y. and Nabae, A. (1983). " Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits". **Proc. In Int. Power Electronics Conf.** :1375-1386.
- Areerak, K-N. and Sujitjorn, S.(2002) "Performance Comparison between Genetic Algorithm and Tabu Search Methods." **Suranaree J. Sci. Technol.** 9 : 61-68.
- B. Singh, K. Al - Haddad, A. Chandra, (1997). " Active Power Filter with Sliding Control". **IEE Proc.-gener. Transm.Distrib.**, 1997,144 (6) :564-568.

- Benchaita, L., Saadate, S., and Nia, A.S. (1999). "A Comparison of Voltage Source and Current Source Shunt Active Filter by Simulation and Experimentation". **IEEE Transactions on Power Systems**. 14(2): 837-842.
- Bruyant, N., Machmoum, M. and Chevrel, P. (1998). "Control of a three - phase active power filter with optimized design of the energy storage capacitor". **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1998. (PESC '98)**. 1: 878-883.
- Chen, D., and Xie S. (2004). "Review of the control strategies applied to active power Filters". **IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation Restructuring and Power Technologies (DRPT '04)**. 2: 666-670.
- Cho, J-H. and Song, E-H. (2001). "Stationary Frame-Based Simple Active Power Filter with Voltage Regulation". **IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2001**. 3: 2044-2048.
- Dr. Vitthal S. Bandal, Priti N. Madurwar(2012). "Performance Analysis of Shunt Active Power Filter Using Sliding Mode Control Strategies". **12th IEEE Workshop on Variable Structure Systems, VSS'12**, January 12-14, Mumbai, 2012.
- Elham B.M., Clarence L.W., and Adly A.G. (1992). "A Harmonic Analysis of the Induction Watthour Meter's Registration Error". **IEEE Transaction on Power Delivery**. 7(3): 1080-1088.
- Habrouk, M.E., and Darwish, M.K. (2001). "Analysis Harmonic Current Computation Technique for Power Active Filters using DSPs". **IET journal on Electric Power Applications**. 148(1): 21-28.
- Hayashi, Y., Sato, N. And Takahashi, K. (1988). "A Novel Control of a Current Source Active Filter for AC Power System Harmonic Compensation". **IEEE Conference on Industry Applications Society Annual**. 1: 837-842.
- Ho J.M., Liu C.C. (2001). "The Effects of Harmonics on Differential Relay for a Transformer". **IEEE International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED)**, vol. 2.
- Indrajit P. and Paul J.S., "Effect of Harmonic on Power Measurement". (1989). **IEEE Petroleum and Chemical Industry Conference**. pp. 129 - 132.
- Ingram, D.M.E. and Round, S.D. (1997). "A Novel Digital Hysteresis Current

- Controller for and Active Power Filter”. **IEEE International Conference on Power Electronics and Drive System**. 2: 744-749.
- Juntao Fei, Tianhua Li, Shenglei Zhang (2012). “Indirect Current Control of Active Power Filter Using Novel Sliding Mode Controller”. **National Science Foundation of China under Grant No. 61074056**.
- 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.
- Mendalek, N. Al-Haddad, K., (2000). Modeling and Nonlinear Control of Shunt Active Power Filter in the Synchronous Reference Frame. **Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on**. 1: 30–35.
- Mendalek, N. Al-Haddad, K. Fnaiech, F. Dessaint, L.A. (2002). “A Non-linear Optimal Predictive Control of a Shunt Active Power Filter”. **Industry Applications Conference 2002**.
- Mendalek, N. ; Al-Haddad, K. ; Fnaiech, F. ; Dessaint, L.A. (2002), "Sliding Mode Control of 3-Phase Shunt Active Filter in the dq Frame", **Power Electronics Specialists Conference. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual**, pp. 369 – 375.
- Narongrit T., Areerak K-L. and Srikaew A. (2009). “Design of an Active Power Filter using Adaptive Tabu Search”. **WSEAS 8th Int. Conf. on Artificial Intelligence**. : 314-318.
- P. Santiprapan, K-L. Areerak and K-N. Areerak, "Mathematical Model and Control Strategy on DQ Frame for Shunt Active Power Filters", **World Academy of Science Engineering and Technology**, issue 60, December 2011, pp. 353-361.
- Puangdownreong, D. ; Areerak, K - N. ; Srikaew, A. ; Sujitjorn, S. ; Totarong, P.(2002). “System IDENTIFICATION VIA ADAPTIVE TABU SEARCH”. **INDUSTRIAL TECHNOLOGY. IEEE ICIT '02. 2002 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON**. 915 - 920 VOL.2.
- Rice, D. E. (1986). “Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics – Their

- Effect on Power Systems Components". **IEEE Transactions on Industrial**. 22(1): 161-177.
- Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C., Cortes, P., Amman, U. and Rees, S. (2004). "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter". **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 2004 (PESC '04)**. 3: 2192-2196.
- Routimo, M. Salo, Tuusa, H. (2007). "Comparison of Voltage - Source and Current - Source Shunt Active Power Filters". **IEEE Transactions on Power Electronics**. 2: 636-643.
- S. Elangovan, K. Baskaran (2006). "Sliding Mode Controller and Simplified Space Vector Modulator for three phase Shunt Active Power Filter". **Proceedings of India International Conference on Power Electronics 2006**
- S. Sujitjorn, T. Kulworawanichpong and D. Puangdownreong and K-N Areerak. (2006). "Adaptive Tabu Search and Applications in Engineering Design". **Book Chapters in Integrated Intelligent Systems for Engineering Design (ed. X. F. Zha and R..J. Howlett)**. IOS Press. The Netherlands.
- Sujitjorn, S., Areerak, K.-L. and Kulworawanichpong, T. (2007). "The DQ Axis With Fourier (DQF) Method for Harmonic Identification". **IEEE Transactions on Power Delivery**. 22(1): 737-739.
- Thomas, T. Haddad, K. Joos, G. and Jaafari, A. (1998). "Design and Performance of Active Power Filters". **IEEE Industry Applications Magazine**.
- Utkin, V. I., Trans. By parnakh, A. (1978). "Sliding modes and their application in variable structure systems". **Moscow : MIR Publishers**.
- V. M. Cardenas CENIDET, C. Nuhez, N. Viquez (1999). "Analysis and Evaluation of Control Techniques for Active Power Filters": Sliding Mode Control and Proportional Integral Control. **(Mexican Council of The Technological Education System)**
- Wagner, V. E. (1993). "Effects of Harmonics on Equipment". **IEEE Transactions on Power Delivery**. 8(2): 672-680.
- Xiaodong Liang, Ilochonwu, O. (2011). "Passive Harmonic Filter Design Scheme". **Industry Applications Magazine, IEEE**. 17(5): 36-44.
- Xu, J.H. Lott, C. Saadate, S. and Davat, B. (1994). "Simulation and

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



ภาคผนวก ก

การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟเมื่อมีกระแสฮาร์มอนิกในระบบ



การพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าแยกทีละเฟสในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส

การพิสูจน์ว่า p_L ที่ได้จาก $v(t)$ คูณ $i(t)$ โดยที่แรงดันเป็นสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ และกระแสมีปริมาณฮาร์มอนิกอันดับที่ 1,5,7,11 เพื่อศึกษาเปรียบเทียบกับกราฟการเกิดสเปกตรัมในระบบการจำลองสถานการณ์ กับค่าทฤษฎี

$$v_a(t) = V_m \sin(\omega t + \phi_v)$$

$$v_b(t) = V_m \sin(\omega t - 120 + \phi_v)$$

$$v_c(t) = V_m \sin(\omega t + 120 + \phi_v)$$

$$i_a(t) = I_{m1} \sin(\omega t + \phi_i) + I_{m5} \sin(5\omega t + \phi_5) \\ + I_{m7} \sin(7\omega t + \phi_7) + I_{m11} \sin(11\omega t + \phi_{11})$$

$$i_b(t) = I_{m1} \sin(\omega t - 120 + \phi_i) + I_{m5} \sin(5\omega t + 120 + \phi_5) \\ + I_{m7} \sin(7\omega t - 120 + \phi_7) + I_{m11} \sin(11\omega t + 120 + \phi_{11})$$

$$i_c(t) = I_{m1} \sin(\omega t + 120 + \phi_i) + I_{m5} \sin(5\omega t - 120 + \phi_5) \\ + I_{m7} \sin(7\omega t + 120 + \phi_7) + I_{m11} \sin(11\omega t - 120 + \phi_{11})$$

สมการเอกลักษณ์ของตรีโกณมิติที่เกี่ยวข้อง

$$\sin x \cdot \sin y = \frac{1}{2}(-\cos(x+y) + \cos(x-y))$$

$$\cos x + \cos\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(x + \frac{2\pi}{3}\right) = 0$$

$$\cos(\theta) = \cos(-\theta)$$

พิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟ phase a

$$p_a(t) = v_a(t) \cdot i_a(t)$$

$$= V_m \sin(\omega t + \phi_v) \cdot \begin{bmatrix} I_{m1} \sin(\omega t + \phi_1) \\ + I_{m5} \sin(5\omega t + \phi_5) \\ + I_{m7} \sin(7\omega t + \phi_7) \\ + I_{m11} \sin(11\omega t + \phi_{11}) \end{bmatrix}$$

$$p_a(t) = V_m I_{m1} \sin(\theta + \phi_v) \sin(\theta + \phi_i)$$

$$+ V_m I_{m5} \sin(\theta + \phi_v) \sin(5\theta + \phi_i)$$

$$+ V_m I_{m7} \sin(\theta + \phi_v) \sin(7\theta + \phi_i)$$

$$+ V_m I_{m11} \sin(\theta + \phi_v) \sin(11\theta + \phi_i)$$

$$p_a(t) = V_m I_{m1} \left[\frac{1}{2} (-\cos(2\theta + \phi_v + \phi_i) + \cos(\phi_v + \phi_i)) \right]$$

$$+ V_m I_{m5} \left[\frac{1}{2} (-\cos(6\theta + \phi_v + \phi_5) + \cos(-4\theta + \phi_v + \phi_5)) \right]$$

$$+ V_m I_{m7} \left[\frac{1}{2} (-\cos(8\theta + \phi_v + \phi_7) + \cos(-6\theta + \phi_v + \phi_7)) \right]$$

$$+ V_m I_{m11} \left[\frac{1}{2} (-\cos(12\theta + \phi_v + \phi_{11}) + \cos(-10\theta + \phi_v + \phi_{11})) \right]$$

พิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟ phase b

$$p_b(t) = v_b(t) \cdot i_b(t)$$

$$= V_m \sin(\omega t - 120 + \phi_v) \cdot \begin{bmatrix} I_{m1} \sin(\omega t - 120 + \phi_1) \\ + I_{m5} \sin(5\omega t + 120 + \phi_5) \\ + I_{m7} \sin(7\omega t - 120 + \phi_7) \\ + I_{m11} \sin(11\omega t + 120 + \phi_{11}) \end{bmatrix}$$

$$p_b(t) = V_m I_{m1} \sin(\theta - 120 + \phi_v) \sin(\theta - 120 + \phi_i)$$

$$+ V_m I_{m5} \sin(\theta - 120 + \phi_v) \sin(5\theta + 120 + \phi_i)$$

$$+ V_m I_{m7} \sin(\theta - 120 + \phi_v) \sin(7\theta - 120 + \phi_i)$$

$$+ V_m I_{m11} \sin(\theta - 120 + \phi_v) \sin(11\theta + 120 + \phi_i)$$

$$\begin{aligned}
p_b(t) = & V_m I_{m1} \left[\frac{1}{2} (-\cos(2\theta + 120 + \phi_v + \phi_1) + \cos(\phi_v + \phi_1)) \right] \\
& + V_m I_{m5} \left[\frac{1}{2} (-\cos(6\theta + \phi_v + \phi_5) + \cos(-4\theta + 120 + \phi_v - \phi_5)) \right] \\
& + V_m I_{m7} \left[\frac{1}{2} (-\cos(8\theta + 120 + \phi_v + \phi_7) + \cos(-6\theta + \phi_v - \phi_7)) \right] \\
& + V_m I_{m11} \left[\frac{1}{2} (-\cos(12\theta + \phi_v + \phi_{11}) + \cos(-10\theta + 120 + \phi_v - \phi_{11})) \right]
\end{aligned}$$

พิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟ phase c

$$\begin{aligned}
p_c(t) &= v_c(t) \cdot i_c(t) \\
&= V_m \sin(\omega t + 120 + \phi_v) \cdot \left[\begin{aligned} & I_{m1} \sin(\omega t + 120 + \phi_1) \\ & + I_{m5} \sin(5\omega t - 120 + \phi_5) \\ & + I_{m7} \sin(7\omega t + 120 + \phi_7) \\ & + I_{m11} \sin(11\omega t - 120 + \phi_{11}) \end{aligned} \right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
p_b(t) = & V_m I_{m1} \sin(\theta + 120 + \phi_v) \sin(\theta + 120 + \phi_1) \\
& + V_m I_{m5} \sin(\theta + 120 + \phi_v) \sin(5\theta - 120 + \phi_5) \\
& + V_m I_{m7} \sin(\theta + 120 + \phi_v) \sin(7\theta + 120 + \phi_7) \\
& + V_m I_{m11} \sin(\theta + 120 + \phi_v) \sin(11\theta - 120 + \phi_{11})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
p_c(t) = & V_m I_{m1} \left[\frac{1}{2} (-\cos(2\theta - 120 + \phi_v + \phi_1) + \cos(\phi_v + \phi_1)) \right] \\
& + V_m I_{m5} \left[\frac{1}{2} (-\cos(6\theta + \phi_v + \phi_5) + \cos(-4\theta - 120 + \phi_v - \phi_5)) \right] \\
& + V_m I_{m7} \left[\frac{1}{2} (-\cos(8\theta - 120 + \phi_v + \phi_7) + \cos(-6\theta + \phi_v - \phi_7)) \right] \\
& + V_m I_{m11} \left[\frac{1}{2} (-\cos(12\theta + \phi_v + \phi_{11}) + \cos(-10\theta - 120 + \phi_v - \phi_{11})) \right]
\end{aligned}$$

$$\text{ค่ากำลังไฟฟ้ารวมที่เกิดขึ้น} \quad p_{total} = p_{La} + p_{Lb} + p_{Lc}$$

ทำการรวมสมการที่มีตัวแปรเดียวกันเพื่อลดรูป และในการพิสูจน์นี้ เราต้องการดูค่ากำลังไฟฟ้าที่ปรากฏ ณ ค่าความถี่ต่างๆ ดังนั้นเราจะทำการพิจารณาแต่ค่า $\omega t = \theta$ โดยยังไม่พิจารณามุมเฟส แสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 p_a(t) &= V_m I_{m1} \left[\frac{1}{2} (-\cos(2\theta) + \cos(0)) \right] \\
 &\quad + V_m I_{m5} \left[\frac{1}{2} (-\cos(6\theta) + \cos(-4\theta)) \right] \\
 &\quad + V_m I_{m7} \left[\frac{1}{2} (-\cos(8\theta) + \cos(-6\theta)) \right] \\
 &\quad + V_m I_{m11} \left[\frac{1}{2} (-\cos(12\theta) + \cos(-10\theta)) \right] \\
 p_b(t) &= V_m I_{m1} \left[\frac{1}{2} (-\cos(2\theta + 120) + \cos(0)) \right] \\
 &\quad + V_m I_{m5} \left[\frac{1}{2} (-\cos(6\theta) + \cos(-4\theta + 120)) \right] \\
 &\quad + V_m I_{m7} \left[\frac{1}{2} (-\cos(8\theta + 120) + \cos(-6\theta)) \right] \\
 &\quad + V_m I_{m11} \left[\frac{1}{2} (-\cos(12\theta) + \cos(-10\theta + 120)) \right] \\
 p_c(t) &= V_m I_{m1} \left[\frac{1}{2} (-\cos(2\theta - 120) + \cos(0)) \right] \\
 &\quad + V_m I_{m5} \left[\frac{1}{2} (-\cos(6\theta) + \cos(-4\theta - 120)) \right] \\
 &\quad + V_m I_{m7} \left[\frac{1}{2} (-\cos(8\theta - 120) + \cos(-6\theta)) \right] \\
 &\quad + V_m I_{m11} \left[\frac{1}{2} (-\cos(12\theta) + \cos(-10\theta - 120)) \right]
 \end{aligned}$$

พิจารณาอันดับที่ 1

$$\begin{aligned}
 p_{total,1}(t) &= \frac{1}{2} V_m I_{m1} [-\cos(2\theta) + 1 - \cos(2\theta + 120) + 1 - \cos(2\theta - 120) + 1] \\
 &= -\frac{1}{2} V_m I_{m1} \left[\underbrace{\cos(2\theta) + \cos(2\theta + 120) + \cos(2\theta - 120)}_{Identification = 0} + 3 \right] \\
 &= \frac{3}{2} V_m I_{m1}
 \end{aligned}$$

พิจารณาอันดับที่ 5

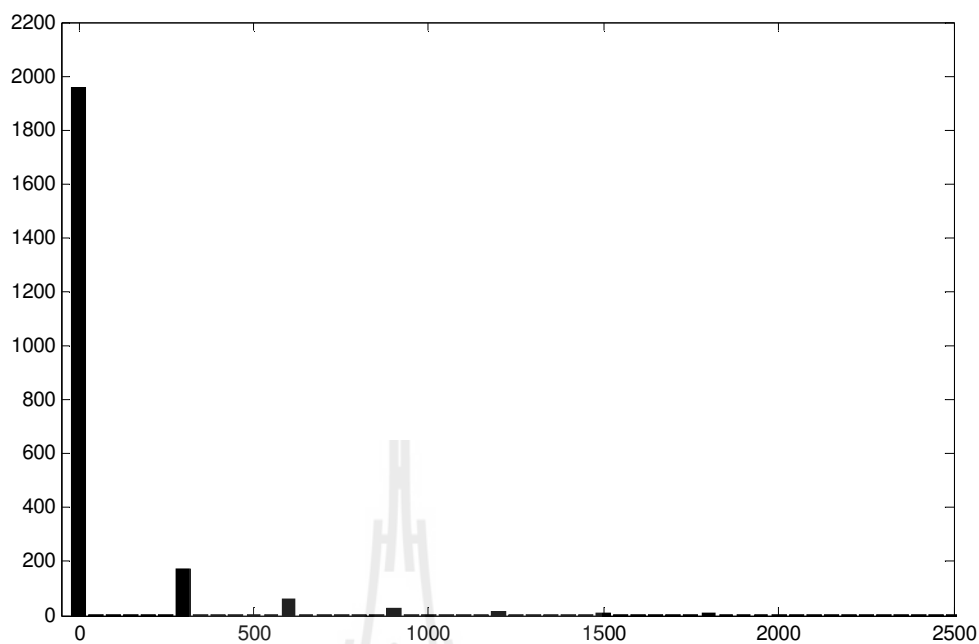
$$\begin{aligned}
 p_{total,5}(t) &= \frac{1}{2} V_m I_{m5} [-\cos(6\theta) + \cos(-4\theta) - \cos(6\theta) + \cos(-4\theta + 120) - \cos(6\theta) + \cos(-4\theta - 120)] \\
 &= \frac{1}{2} V_m I_{m5} \left[\underbrace{\cos(-4\theta) + \cos(-4\theta + 120) + \cos(-4\theta - 120)}_{Identification = 0} - 3\cos(6\theta) \right] \\
 &= -\frac{3}{2} V_m I_{m5} \cos(6\theta)
 \end{aligned}$$

พิจารณาอันดับที่ 7

$$\begin{aligned}
 p_{total,7}(t) &= \frac{1}{2} V_m I_{m7} [-\cos(8\theta) + \cos(-6\theta) - \cos(8\theta + 120) + \cos(-6\theta) - \cos(8\theta - 120) + \cos(-6\theta)] \\
 &= -\frac{1}{2} V_m I_{m7} \left[\underbrace{\cos(8\theta) + \cos(8\theta + 120) + \cos(8\theta - 120)}_{Identification = 0} - 3\cos(-6\theta) \right] \\
 &= \frac{3}{2} V_m I_{m5} \cos(-6\theta) \Rightarrow \frac{3}{2} V_m I_{m5} \cos(6\theta)
 \end{aligned}$$

พิจารณาอันดับที่ 11

$$\begin{aligned}
 p_{total,11}(t) &= \frac{1}{2} V_m I_{m11} [-\cos(12\theta) + \cos(-10\theta) - \cos(12\theta) + \cos(-10\theta + 120) - \cos(12\theta) + \cos(-10\theta)] \\
 &= -\frac{1}{2} V_m I_{m11} \left[\underbrace{\cos(-10\theta) + \cos(-10\theta + 120) + \cos(-10\theta - 120)}_{Identification = 0} - 3\cos(12\theta) \right] \\
 &= \frac{3}{2} V_m I_{m11} \cos(12\theta)
 \end{aligned}$$



รูปที่ ก.1 กราฟสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าเอกทีฟ

จากสมการข้างต้นทั้งหมดพบว่า ค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏที่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 0,6,12 ซึ่งเมื่อพิจารณาเปรียบเทียบกับกราฟสเปกตรัมก็ให้ผลที่ตรงกัน โดยการพิจารณาว่าเกิดสเปกตรัมที่จุดไหนบ้าง เราจะพิจารณาจากพจน์ที่อยู่กับ ωt ที่บ่งบอกการเกิดฮาร์มอนิก โดยในสมการข้างต้นได้แทนให้ $\omega t = \theta$

ภาคผนวก ข

ที่มาของสมการการตรวจสอบเสถียรภาพจากฟังก์ชันเลียปูนอฟ

การวิเคราะห์เสถียรภาพ จากสมการ $s^T \dot{s} < 0$ พิจารณาหาพจน์ $\dot{s}$

จากสมการ $\dot{s} = K(\dot{x} - \dot{x}^*)$ ทำการแทนพจน์ $\dot{x} = Ax + B(x)u_{dq} + G$ ลงในสมการ

$$\dot{s} = K \left(\underbrace{Ax + B(x)u_{dq} + G}_{\dot{x}} - \dot{x}^* \right)$$

$\dot{s} = KAx + KB(x)u_{dq} + KG - K\dot{x}^*$ ในการตรวจสอบเสถียรภาพ $u_{dq} = u_{eq,dq} + u_{s,dq}$

$$\dot{s} = KAx + KB(x) \underbrace{(u_{eq,dq} + u_{s,dq})}_{u_{dq}} + KG - K\dot{x}^*$$

$$\dot{s} = KAx + KB(x)u_{eq,dq} + KB(x)u_{s,dq} + KG - K\dot{x}^*$$

$$\dot{s} = KAx + KB(x) \left(\underbrace{(KB(x))^{-1} \cdot K(\dot{x}^* - Ax - G)}_{u_{eq,dq}} \right) + KB(x) \underbrace{(-\text{sgn}(s_{dq}))}_{u_{s,dq}} + KG - K\dot{x}^*$$

$$\dot{s} = KAx + [KB(x)(KB(x))^{-1}] \cdot (K\dot{x}^* - KAx - KG) + KB(x)(-\text{sgn}(s_{dq})) + KG - K\dot{x}^*$$

$$\dot{s} = \cancel{KAx} + \cancel{K\dot{x}^*} - \cancel{KAx} - \cancel{KG} + KB(x)(-\text{sgn}(s_{dq})) + \cancel{KG} - \cancel{K\dot{x}^*}$$

$$\dot{s} = KB(x)(-\text{sgn}(s_{dq}))$$

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

การพิจารณาสมการการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบ

จากสมการการตรวจสอบเสถียรภาพ

$$\mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} < 0$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} s_d & s_q \end{bmatrix}}_{\mathbf{s}^T} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} k_{ic} & 0 & k_{vd} \\ 0 & k_{ic} & k_{vq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L_c} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L_c} \\ -\frac{i_{cd}}{C_{dc}} & -\frac{i_{cq}}{C_{dc}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\text{sgn}(s_d) \\ -\text{sgn}(s_q) \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{s}}} < 0$$

โดยที่ $\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix}$ และ $\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{KB}(x)(-\text{sgn}(\mathbf{s}_{dq}))$

$$\begin{bmatrix} s_d & s_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \left[\frac{k_{ic} V_{dc}}{L_c} - \frac{k_{vd} i_{cd}}{C_{dc}} - \frac{k_{vd} i_{cq}}{C_{dc}} \right] \\ \left[-\frac{k_{vq} i_{cd}}{C_{dc}} - \frac{k_{ic} V_{dc}}{L_c} - \frac{k_{vq} i_{cq}}{C_{dc}} \right] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\text{sgn}(s_d) \\ -\text{sgn}(s_q) \end{bmatrix} < 0$$

$$\begin{bmatrix} s_d & s_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \left(\frac{k_{ic} V_{dc}}{L_c} - \frac{k_{vd} i_{cd}}{C_{dc}} \right) (-\text{sgn}(s_d)) + \frac{k_{vd} i_{cq}}{C_{dc}} (\text{sgn}(s_q)) \\ \frac{k_{vq} i_{cd}}{C_{dc}} (\text{sgn}(s_d)) - \left(\frac{k_{ic} V_{dc}}{L_c} - \frac{k_{vq} i_{cq}}{C_{dc}} \right) (\text{sgn}(s_q)) \end{bmatrix} < 0$$

$$\begin{aligned} & \left(\frac{k_{ic} V_{dc}}{L_c} - \frac{k_{vd} i_{cd}}{C_{dc}} \right) (-\text{sgn}(s_d) s_d) + \frac{k_{vd} i_{cq}}{C_{dc}} (\text{sgn}(s_q) s_d) + \frac{k_{vq} i_{cd}}{C_{dc}} (\text{sgn}(s_d) s_q) \\ & - \left(\frac{k_{ic} V_{dc}}{L_c} - \frac{k_{vq} i_{cq}}{C_{dc}} \right) (\text{sgn}(s_q) s_q) < 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{k_{ic}V_{dc}}{L_c}(\text{sgn}(s_d)s_d) + \frac{k_{vd}i_{cd}}{C_{dc}}(\text{sgn}(s_d)s_d) + \frac{k_{vd}i_{cq}}{C_{dc}}(\text{sgn}(s_q)s_d) \\
& + \frac{k_{vq}i_{cd}}{C_{dc}}(\text{sgn}(s_d)s_q) - \frac{k_{ic}V_{dc}}{L_c}(\text{sgn}(s_q)s_q) + \frac{k_{vq}i_{cq}}{C_{dc}}(\text{sgn}(s_q)s_q) < 0
\end{aligned}$$

จัดรูปสมการ

$$-k_{ic}V_{dc}\left(\frac{\text{sgn}(s_d)s_d + \text{sgn}(s_q)s_q}{L_c}\right) + \left(\frac{i_{cd}}{C_{dc}}\text{sgn}(s_d) + \frac{i_{cq}}{C_{dc}}\text{sgn}(s_q)\right)(k_{vd}s_d + k_{vq}s_q) < 0$$

$$\text{นำ}\left(\frac{\text{sgn}(s_d)s_d + \text{sgn}(s_q)s_q}{L_c}\right) \text{หารตลอด}$$

$$-k_{ic}V_{dc} + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} \frac{i_{cd}\text{sgn}(s_d) + i_{cq}\text{sgn}(s_q)}{\text{sgn}(s_d)s_d + \text{sgn}(s_q)s_q}\right)(k_{vd}s_d + k_{vq}s_q) < 0$$

$$\begin{aligned}
& -k_{ic}V_{dc} + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} \cdot \frac{k_{vd}i_{cd}\text{sgn}(s_d)s_d}{\text{sgn}(s_d)s_d + \text{sgn}(s_q)s_q}\right) + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} \cdot \frac{k_{vq}i_{cd}\text{sgn}(s_d)s_q}{\text{sgn}(s_d)s_d + \text{sgn}(s_q)s_q}\right) \\
& + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} \cdot \frac{k_{vd}i_{cq}\text{sgn}(s_q)s_d}{\text{sgn}(s_d)s_d + \text{sgn}(s_q)s_q}\right) + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} \cdot \frac{k_{vq}i_{cq}\text{sgn}(s_q)s_q}{\text{sgn}(s_d)s_d + \text{sgn}(s_q)s_q}\right) < 0
\end{aligned}$$

โดยที่ $\text{sgn}(s_d)s_d = |s_d|, \text{sgn}(s_q)s_q = |s_q|$

$$\begin{aligned}
& -k_{ic}V_{dc} + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} \cdot k_{vd}i_{cd} \frac{|s_d|}{|s_d| + |s_q|}\right) + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} \cdot k_{vq}i_{cd} \frac{\text{sgn}(s_d)s_q}{\text{sgn}(s_d)s_d + \text{sgn}(s_q)s_q}\right) \\
& + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} \cdot k_{vd}i_{cq} \frac{\text{sgn}(s_q)s_d}{\text{sgn}(s_d)s_d + \text{sgn}(s_q)s_q}\right) + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} \cdot k_{vq}i_{cq} \frac{|s_q|}{|s_d| + |s_q|}\right) < 0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -k_{ic}V_{dc} + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} k_{vd}|i_{cd}|\right) + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} k_{vq}|i_{cq}|\right) + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} k_{vq}i_{cd} \frac{\text{sgn}(s_d)s_q}{\text{sgn}(s_d)s_d + \text{sgn}(s_q)s_q}\right) \\
& + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} k_{vd}i_{cq} \frac{\text{sgn}(s_q)s_d}{\text{sgn}(s_d)s_d + \text{sgn}(s_q)s_q}\right) < 0
\end{aligned}$$

$$\text{เมื่อ } i_{cd} \frac{|s_d|}{|s_d|+|s_q|} \leq |i_{cd}|, i_{cq} \frac{|s_q|}{|s_d|+|s_q|} \leq |i_{cq}|$$

$$\text{พิจารณาพจน์ } i_{cd} \frac{\text{sgn}(s_d)s_q}{|s_d|+|s_q|}, i_{cq} \frac{\text{sgn}(s_q)s_d}{|s_d|+|s_q|}$$

$$i_{cd} \frac{\text{sgn}(s_d)s_q}{|s_d|+|s_q|} \leq |i_{cd}| \frac{|s_q|}{|s_d|+|s_q|} \leq |i_{cd}|$$

$$i_{cq} \frac{\text{sgn}(s_q)s_d}{|s_d|+|s_q|} \leq |i_{cq}| \frac{|s_d|}{|s_d|+|s_q|} \leq |i_{cq}|$$

$$\text{จะได้ } -k_{ic}V_{dc} + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} k_{vd} |i_{cd}| \right) + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} k_{vq} |i_{cq}| \right) + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} k_{vq} |i_{cd}| \right) + \left(\frac{L_c}{C_{dc}} k_{vd} |i_{cq}| \right) < 0$$

$$-k_{ic}V_{dc} + \frac{L_c}{C_{dc}} \cdot (k_{vd} + k_{vq}) \cdot (|i_{cd}| + |i_{cq}|) < 0$$

$$\frac{L_c}{C_{dc}} \cdot (k_{vd} + k_{vq}) \cdot (|i_{cd}| + |i_{cq}|) < k_{ic}V_{dc}$$

โดยที่ k_{ic}, k_{vd}, k_{vq} = ค่าคงที่ค่าบวก



ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่

รายชื่อบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่

Ruanmakok, K. ; Areerak, K. ; Areerak, K. ; Sangtungton, W. “ **The Control Of Shunt Active Power Filter Using Sliding Mode Controller**” Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2014 11th International Conference on., 5 PP.



The Control of Shunt Active Power Filter using Sliding Mode Controller

Krittakarn Ruanmakok, Kongpol Areerak, Kongpan Areerak, and Wirete Sangtongtong

School of Electrical Engineering
Suranaree University of Technology, SUT
Nakhon Katchasima, THAILAND

Email: fee_humanzaa@hotmail.com, kongpol@sut.ac.th, kongpan@sut.ac.th, cewrote@sut.ac.th

Abstract—The paper presents the control of shunt active power filter using the sliding mode controller. The instantaneous power theory is applied for harmonic detection to calculate the reference currents. The dynamic models of the shunt active power filter on three phase and dq frames are proposed in the paper. The model on dq frame is used to derive the control strategy. Moreover, the stability criterion using the Lyapunov function is also presented in the paper. The simulation results show that the proposed controller can reduce the %THD of source currents after compensation and it can regulate the DC bus voltage of shunt active power filter.

Keywords—shunt active power filter; sliding mode control; harmonic elimination; Lyapunov function

I. INTRODUCTION

Presently, the nonlinear loads can generate the harmonics into the power system. These harmonics cause a lot of disadvantages [1-3]. Therefore, the harmonic elimination is necessary for industries. It is well known that the shunt active power filters (SAPF) [4-7] can mitigate the harmonic current of the system as illustrated in Fig. 1. Three-phase bridge rectifier feeding resistive and inductive loads ($R=130\ \Omega$ and $L=4\ \text{H}$) acts as the nonlinear load of the system. In the paper, the instantaneous power theory [8] is applied to calculate the reference currents (i_a^*, i_b^*, i_c^*). The sliding mode control [9-10] is used to control the compensation currents and DC bus voltage of shunt active power filter. In addition, the stability criterion derived by a Lyapunov function is fully proposed in the paper.

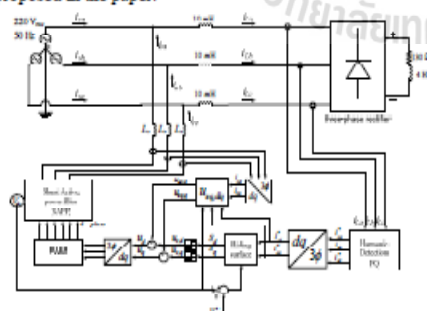


Fig. 1. The harmonic elimination system using shunt active power filter

The paper is structured as follows. The review of instantaneous power theory to calculate the reference currents is described in Section II. The Section III presents the dynamic models of shunt active power filter in three-phase and dq frames. The sliding mode control concept and stability criterion derived by Lyapunov function are fully explained in Section IV. Section V is the simulation results and discussion. Finally, Section VI is the conclusion of the paper.

II. REVIEW OF INSTANTANEOUS POWER THEORY

The harmonic detection method for shunt active power filter using in the paper is the instantaneous power theory called PQ method. The PQ harmonic detection method can be reasonably summarized as a block diagram as shown in Fig. 2. In Fig. 2, the three-phase reference currents (i_a^*, i_b^*, i_c^*) can be calculated from the PQ harmonic detection block. There are six steps to calculate these reference currents using the PQ harmonic detection method as follows:

- Step 1: Transform the three-phase source voltages (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) to $\alpha\beta$ frame (v_{α}, v_{β}).
- Step 2: Transform the three-phase load currents (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) to $\alpha\beta$ frame (i_{α}, i_{β}).
- Step 3: Calculate the instantaneous active power (p_i) and reactive power (q_i) using the voltages and currents on $\alpha\beta$ frame.
- Step 4: The high-pass filter (HPF) is used to separate the harmonic component ($\tilde{p}_i$) from the instantaneous active power (p_i). In the paper, the cut off frequency of HPF is equal to 250 Hz.
- Step 5: Calculate the reference currents on $\alpha\beta$ frame ($i_{\alpha}^*, i_{\beta}^*$).
- Step 6: Calculate the three-phase reference currents (i_a^*, i_b^*, i_c^*) for shunt active power filter.

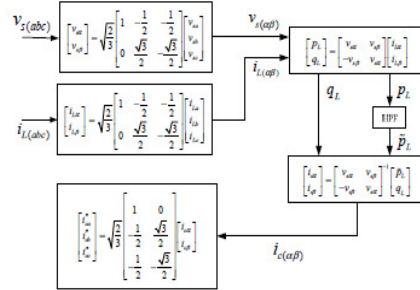


Fig. 2. The PQ harmonic detection

III. DYNAMIC MODEL OF SHUNT ACTIVE POWER FILTER

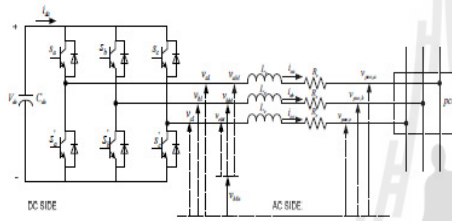


Fig. 3. The equivalent circuit of shunt active power filter

The circuit in Fig. 3 is the considered system used to derive the dynamic model of shunt active power filter. The balanced three-phase three-wire system is the assumption in the paper. The dynamic model of the shunt active power filter on three-phase system in term of the state variable model can be written by (1). The three-phase switching function are denote by d_a, d_b and d_c respectively.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_c} & 0 & 0 & \frac{d_a}{L_c} \\ 0 & -\frac{R}{L_c} & 0 & \frac{d_b}{L_c} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L_c} & \frac{d_c}{L_c} \\ -\frac{d_a}{C_{dc}} & -\frac{d_b}{C_{dc}} & -\frac{d_c}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} v_{pcc,a} \\ \frac{1}{L_c} v_{pcc,b} \\ \frac{1}{L_c} v_{pcc,c} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

In this paper, the dq approach is used to describe the control strategy of the system. Therefore, the mathematical model on three-phase system in (1) can be transformed into the dq frame using the transformation matrix by (2). The f_a, f_b , and f_c are the current or voltage on three-phase system while the f_d and f_q are the current or voltage on dq frame. The transformation matrix (K_t) in (2) is shown in (3). The θ in matrix K_t is the phase angle of the source voltage vector. In the paper, we set the d -axis on the source voltage vector with the same phase angle.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = [K] \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

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

From (1), the differential equation of the compensating current on three-phase frame can be transformed to the dq frame using (2) as given in (4). The switching function on dq frame are denoted by d_d and d_q .

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

IV. SLIDING MODE CONTROL

The design methodology of sliding mode control for shunt active power filter is outlined in this section. The sliding mode is the motion of the state variables under the sliding surface. The state variables of the system can converge to the equilibrium point in steady state condition. The control signal of the sliding mode control consists of two terms as shown in (5). The equivalent controls on dq frame are the first term denoted by $u_{eq,dq}$ and the $u_{z,dq}$ is the second term.

$$u_{dq} = u_{eq,dq} + u_{z,dq} \quad (5)$$

$$\text{Where } u_{dq} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, u_{eq,dq} = \begin{bmatrix} u_{eq,d} \\ u_{eq,q} \end{bmatrix} \text{ and } u_{z,dq} = \begin{bmatrix} u_{z,d} \\ u_{z,q} \end{bmatrix}.$$

The sliding surface (s) can be written in general form by (6). The gain matrix (K) and the state variables of the system are shown in (7) and (8), respectively. The i_{cd}, i_{cq} and V_{dc} are the compensating currents on dq frame and the DC bus voltage of the shunt active power filter, respectively. Replacing the gain K and state variables from (7) and (8) into (6), it can provide the sliding surface on dq frame as illustrated by (9). The s_d and s_q in (9) are used to define the $u_{z,d}$ and $u_{z,q}$ as shown in (10).

$$s = K(x - x^*) \quad (6)$$

$$K = \begin{bmatrix} k_{ic} & 0 & k_{vd} \\ 0 & k_{ic} & k_{vq} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$x^* = \begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2^* \\ x_3^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{cd}^* \\ i_{cq}^* \\ V_{dc}^* \end{bmatrix} \quad (8)$$

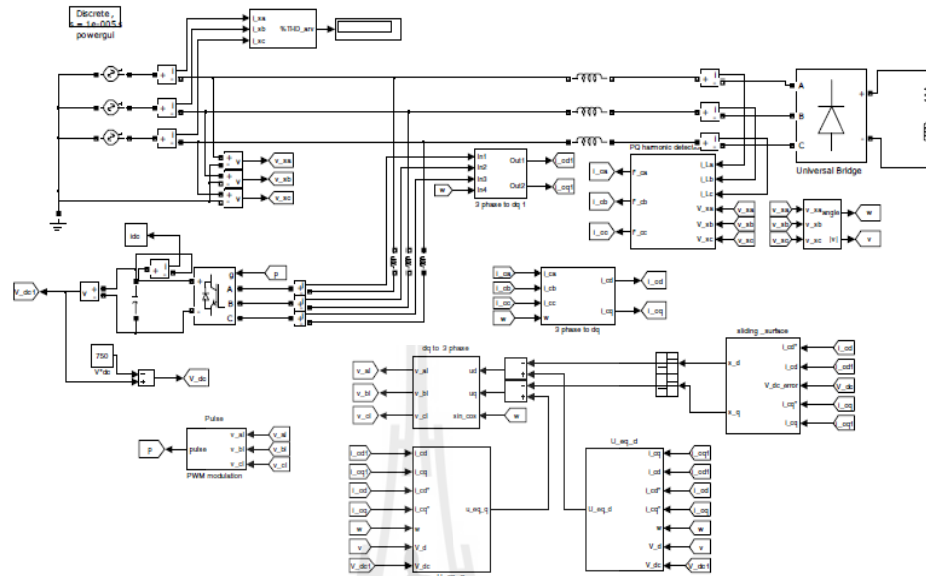


Fig. 4. The system simulation using SIMULINK

$$s = \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{ic}(i_{cd} - i_{cd}^*) + k_{id}(V_{dc} - V_{dc}^*) \\ k_{ic}(i_{cq} - i_{cq}^*) + k_{iq}(V_{dc} - V_{dc}^*) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$u_{s,d} = \begin{cases} -\text{sgn}(s_d), & s_d \neq 0 \\ 0, & s_d = 0 \end{cases} \quad (10)$$

$$u_{s,q} = \begin{cases} -\text{sgn}(s_q), & s_q \neq 0 \\ 0, & s_q = 0 \end{cases}$$

The dynamic model from Section III can be used to derive the equivalent controls on dq frame ($u_{eq,dq}$). The state variable model of active power filter in (4) can be written in the general form by (11) as shown in (12).

$$\dot{x} = Ax + B(x)u + G \quad (11)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{[A]} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L_c} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L_c} \\ -\frac{i_{cd}}{C_{dc}} & -\frac{i_{cq}}{C_{dc}} \end{bmatrix}}_{[B]} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{V_d}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{[G]} \quad (12)$$

In the sliding mode control concept, the equivalent controls ($u_{eq,dq}$) should be found by setting the derivative of

the sliding surface ($\dot{s}$) to zero as depicted by (13). Substituting $\dot{x}$ from (11) with $u = u_{eq}$, it gives the equivalent controls as shown in (14).

$$\dot{s} = K(\dot{x} - \dot{x}^*) = 0 \quad (13)$$

$$0 = K(Ax + B(x)u_{eq} + G) - K\dot{x}^*$$

$$(KB(x))^{-1} \cdot K(\dot{x}^* - Ax - G) = (KB(x))^{-1} \cdot KB(x)u_{eq}$$

$$u_{eq} = (KB(x))^{-1} \cdot (K(\dot{x}^* - Ax - G)) \quad (14)$$

The stability analysis using the Lyapunov function is necessary for using the sliding mode control. The Lyapunov function in the positive definite function is considered as shown in (15). Therefore, the time-derivative of U can be written by (16). In general, the condition of the sliding mode controller is defined by (17).

$$U = \frac{1}{2} s^T s > 0 \quad (15)$$

$$\dot{U} = s^T \dot{s} \quad (16)$$

$$\dot{U} = s^T \dot{s} < 0 \quad (17)$$

From (13), $\dot{s}$ can be written by (18). In (18), the zero initial values and neglected the external disturbances are the assumption in the paper. Therefore, $\dot{s}$ becomes to (19). Replacing s and $\dot{s}$ from (9) and (19) into (17), it can provide the condition for selecting the sliding mode gains as shown in (20).

$$\dot{s} = K(Ax + B(x)(u_{eq,dq} - \text{sgn}(s_{dq})) + G - \dot{x}^*) \quad (18)$$

$$\dot{s} = KB(x) \cdot (-\text{sgn}(s)) \quad (19)$$

$$\frac{L_c}{C_{dc}} \cdot (k_{vd} + k_{vq}) \cdot (|i_{cd}| + |i_{cq}|) < k_{ic} V_{dc} \quad (20)$$

V. SIMULATION RESULTS AND DISCUSSION

The system in Fig.1 can be simulated by SimPowerSystemTM in SIMULINK as depicted in Fig. 4. The system parameters for simulation are illustrated in Table I. The reference currents (i_{ca}^* , i_{cb}^* , i_{cc}^*) for shunt active power filter are calculated by using the instantaneous power theory as described in Section 2. In the paper, there are two cases for harmonic elimination simulation. In the first case, the gains of the sliding mode controller do not follow the condition in (20) ($k_{ic} = 20$, $k_{vd} = 50$, $k_{vq} = 100$). The second case, these parameters are selected as followed by (20). ($k_{ic} = 100$, $k_{vd} = 5$, $k_{vq} = 1$).

TABLE I. SYSTEM PARAMETERS

Phase voltage (rms)	$V = 220$ V
Mains fundamental frequency	$f = 50$ Hz
Line inductance	$L_f = 10$ mH
Active filter parameter	$L_c = 39$ mH
	$C_{dc} = 200$ μ F
Load parameter	$L_l = 4$ H
	$R = 130$ Ω
Frequency switch PWM	$f_s = 5000$ Hz

The simulation results for case I are shown in Fig. 5. The load current (i_{La}) of phase a in Fig. 5(a) is a highly distorted waveform. The source current (i_{sa}) after compensation is also non-sinusoidal waveform. It means that the sliding mode controller cannot control the compensating currents to track the reference currents as shown in Fig. 5(b) for the currents on dq frame. Moreover, the controller with the gain parameters for case I cannot regulate the DC bus voltage of shunt active power filter to constant value (750 V). The Fig. 5(c) shows that the DC bus voltage cannot track the reference value. From the results, the system in case I is unstable because the gains of sliding mode controller are not satisfied with (20).

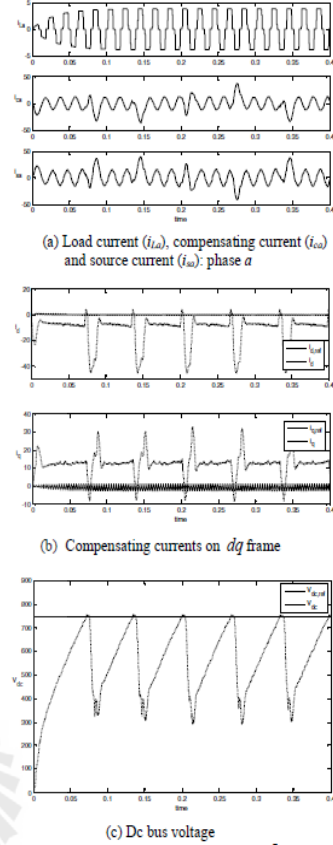
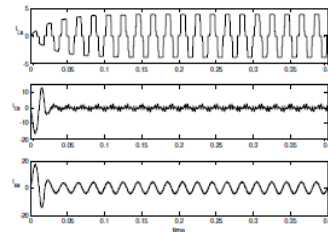
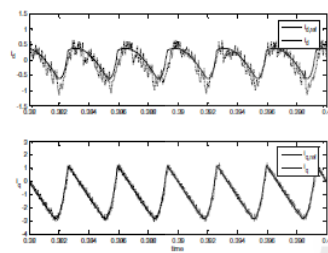


Fig. 5. The simulation results for case I

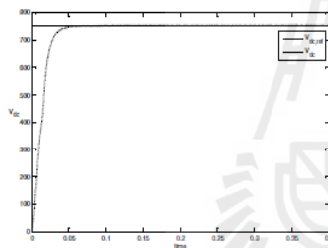
For the simulation results of case II, the source current (i_{sa}) after compensation is nearly sinusoidal waveform as illustrated in Fig. 6(a). The compensating currents on dq frame can track the reference currents as shown in Fig. 6(b). Moreover, Fig. 6(c) shows that the controller can regulate the DC bus voltage to reference value. The %THD of source currents before and after compensations are addressed in Table II. The average %THD (%THD_{av}) before and after compensations are equal to 24.41% and 4.93%, respectively. It means that the source currents before compensation are highly distorted, while the source currents after compensation are nearly sinusoidal waveform. From the simulation results of case II, the sliding mode controller with the gain parameters followed by (20) can control the compensating currents and DC bus voltage to track the reference values. From the simulation results of case I and II, the gain parameters of sliding mode controller should select under the stability criterion by (20).



(a) Load current (i_{La}), compensating current (i_{ca}) and source current (i_{sa}): phase a



(b) Compensating currents on dq frame



(c) Dc bus voltage

Fig. 6. The simulation results for case II

TABLE II. %THD OF SOURCE CURRENTS BEFORE AND AFTER COMPENSATIONS

	Phase a	Phase b	Phase c	%THD _{av}
%THD before compensations	24.41	24.41	24.41	24.41
%THD after compensations	4.797	4.889	5.103	4.931

VI. CONCLUSION

The compensating currents control using sliding mode controller is presented in the paper. The instantaneous power theory is used to calculate the reference currents of shunt active power filter. The dynamic model of active power filter is applied to derive the control strategy. Moreover, the concept of sliding mode control is fully proposed in the paper. For using the sliding mode control, the stability criterion is the important for gains selection. The simulation results confirm that the sliding mode controller with the parameters followed the stability criterion can control the compensating currents

and DC bus voltage to track the reference values. Therefore, the %THD of source currents after harmonic elimination using the controller proposed in the paper is lower than the %THD before compensation. In addition, the sliding mode controller can regulate the DC bus voltage of shunt active power filter.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by Suranaree University of Technology (SUT) and by the office of the Higher Education Commission under NRU project of Thailand.

REFERENCES

- [1] P. Indrajit, and J.S. Paul, "Effect of Harmonic on Power Measurement," IEEE Petroleum and Chemical Industry Conference, 1989, pp. 129-132.
- [2] B.M. Elham, L.W. Clarence, and A.G. Adly, "A Harmonic Analysis of the Induction Watthour Meter's Registration Error," IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 7, no. 3, 1992, pp.1080-1088.
- [3] J.M. Ho, and C.C. Liu, "The Effects of Harmonics on Differential Relay for a Transformer," IEEE International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED), vol. 2, June 2001.
- [4] J.H. Xu, C. Lott, S. Saadate, and B. Davat, "Simulation and Experimentation of a Voltage Source Active Filter Compensating Current Harmonics and Power Factor," International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON), vol. 1, 1994, pp. 411-415.
- [5] L. Benchaita, S. Saadate, and A.S. Nia, "A Comparison of Voltage Source and Current Source Shunt Active Filter by Simulation and Experimentation," IEEE Transactions on Power Systems, vol. 14, no. 2, 1999, pp.837-842.
- [6] O. Abdelkhalik and C. Benachaiba, "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, vol. 9, no. 1, 2009, pp.801-807.
- [7] P. Santiprapan, K.-L. Areerak and K.-N. Areerak, "Mathematical Model and Control Strategy on DQ Frame for Shunt Active Power Filter," World Academy of Science Engineering and Technology, issue 60, December 2011, pp. 353-361.
- [8] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits," International Conference on Power Electronics, 1983, pp. 1375-1386.
- [9] V. M. Cardenas CENIDET, C. Nuñez, and N. Viquez, "Analysis and Evaluation of Control Techniques for Active Power Filters: Sliding Mode Control and Proportional Integral Control," Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), vol. 1, 1999, pp.649-654.
- [10] Nassar Mendalek, Kamal Al-Haddad, Farhat Fnaiech* and Louis A. Dessaint, "Sliding Mode Control of 3-Phase Shunt Active Filter in the dq Frame," IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 1, 2002, pp.369-375.

ประวัติผู้เขียน

นายกฤตกานต์ เรือนมะกอก เกิดเมื่อวันที่ 27 พฤษภาคม พ.ศ. 2531 เริ่มศึกษาระดับชั้นอนุบาล และชั้นประถมศึกษาจากโรงเรียนมารีพิทักษ์ จังหวัดบุรีรัมย์ ชั้นมัธยมศึกษาจากโรงเรียนมารีย์วิทยา จังหวัดนครราชสีมา และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปีการศึกษา 2554 โดยหลังจากสำเร็จการศึกษาได้รับใบอนุญาตเป็นผู้ประกอบวิชาชีพวิศวกรรมควบคุม ระดับภาคีวิศวกร สาขาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง ในขณะที่ศึกษาได้ทำหน้าที่เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ในรายวิชาปฏิบัติการวงจรไฟฟ้า และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ปฏิบัติการระบบควบคุม และปฏิบัติการไฟฟ้ากำลัง 1 ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์มีความสนใจในงานด้าน อิเล็กทรอนิกส์กำลัง การกำจัดฮาร์มอนิก วงจรรองกำลังแอทไฟ ระบบควบคุม และการประยุกต์ทางด้านปัญญาประดิษฐ์ รวมไปถึงงานที่เกี่ยวข้องกับไฟฟ้าในด้านอื่น ๆ ในระหว่างทำวิทยานิพนธ์ ได้นำเสนอผลงานทางวิชาการ แสดงในภาคผนวก ก.