

การออกแบบระบบควบคุมโหมดการเลื่อนเชิงปรับตัว
สำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ



นายนิธิวัฒน์ เศรษฐวงค์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2568

THE DESIGN OF ADAPTIVE SLIDING MODE CONTROL SYSTEM
FOR ACTIVE POWER FILTER



NITHIWAT SETTHAWONG

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 2025

การออกแบบระบบควบคุมโหมดการเลื่อนเชิงปรับตัวสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ศ. ดร. กฤษณ์ชนม์ ภูมิภิตติพิชญ์)

ประธานกรรมการ

(รศ. ดร. กงพล อารีรักษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(ผศ. ดร. พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม)

(ผศ. ดร. สุดารัตน์ ขวัญอ่อน)

กรรมการ

(ผศ. ดร. ทศพร ณรงค์ฤทธิ์)

กรรมการ

(รศ. ดร. ยุพาพร รักสกุลวัฒน์)

รักษาการแทนรองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

และประกันคุณภาพ

(รศ. ดร. พรศิริ จงกล)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

นิธิวัฒน์ เศรษฐวงค์ : การออกแบบระบบควบคุมโหมดการเลื่อนเชิงปรับตัวสำหรับวงจร
กรองกำลังแอกทีฟ (THE DESIGN OF ADAPTIVE SLIDING MODE CONTROL SYSTEM
FOR ACTIVE POWER FILTER)

อาจารย์ที่ปรึกษา: รองศาสตราจารย์ ดร.กมล อารีรักษ์ , 131 หน้า.

คำสำคัญ: ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน/วงจรกรองกำลังแอกทีฟ/การกำจัดกระแสฮาร์มอนิก

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ
สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งถูกเลือกใช้
ในงานวิทยานิพนธ์นี้ ระบบควบคุมกระแสชดเชยและระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงเลือกใช้
ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน เนื่องจากตัวควบคุมดังกล่าว สามารถควบคุมกระแสชดเชยและ
แรงดันบัสไฟตรงได้พร้อมกัน อีกทั้งยังให้ผลตอบสนองที่ดีทั้งในสภาวะชั่วคราวและสภาวะอยู่ตัว
สมรรถนะการทำงานของตัวควบคุมข้างต้นขึ้นอยู่กับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม โดย
พิจารณาได้จากอสมการที่ใช้ตรวจสอบความมีเสถียรภาพของระบบ โดยใช้ฟังก์ชันก่เลียบูโนฟ
ดังนั้น ระบบควบคุมกระแสชดเชยและระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุม
โหมดการเลื่อนจึงได้รับการศึกษาและออกแบบค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว
เพื่อปรับปรุงสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในสภาวะโหลดที่พิจารณา อย่างไรก็ตามในกรณี
ที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ระบบควบคุมจำเป็นต้องปรับตัว เพื่อรักษาสมรรถนะการกำจัดกระแส
ฮาร์มอนิกให้ได้ตามกรอบมาตรฐาน IEEE Std.519 - 2014 ดังนั้น ตัวควบคุมดังกล่าวจึงต้องพัฒนา
โครงสร้างการควบคุม ซึ่งงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ฟuzzyลอจิกในการทำงานร่วมกันกับตัวควบคุม
โหมดการเลื่อน หรือที่เรียกว่าตัวควบคุมโหมดการเลื่อนเชิงปรับตัว ในการเพิ่มสมรรถนะการกำจัด
กระแสฮาร์มอนิกให้ดีขึ้นในกรณีโหลดมีการเปลี่ยนแปลง ในงานวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอผลการกำจัด
กระแสฮาร์มอนิกด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในชิปโดยใช้บอร์ด DSP รุ่น eZdsp™ F28335 โดยมี
วัตถุประสงค์เพื่อให้ทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวม ($\%THD_r$) ภายหลังจาก
ฉีดกระแสชดเชยมีค่าอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519 - 2014 ในทุกกรณีโหลดที่ทดสอบ

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ปีการศึกษา 2568

ลายมือชื่อนักศึกษา.....นิธิวัฒน์

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม.....

NITHIWAT SETTHAWONG : THE DESIGN OF ADAPTIVE SLIDING MODE CONTROL SYSTEM FOR ACTIVE POWER FILTER.

THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. KONGPOL AREERAK, Ph.D. 131 PP.

Keyword: SLIDING MODE CONTROLLER/ACTIVE POWER FILTER/HARMONIC ELIMINATION

This thesis presents the harmonic elimination using active power filter (APF) for balanced three-phase power system. The Instantaneous Power Theory (PQ) is used for harmonic detection method. The compensating current and DC bus voltage controls use a sliding mode controller (SMC). This controller can control both parts and provides good dynamic and transient responses. The performance of SMC controller depends on the appropriate design and tuning of its parameters following the Lyapunov theorem. In this work, the parameters of SMC are optimized using an adaptive tabu search (ATS) to enhance harmonic elimination under the considered load. However, when the load changes, the control systems need to adapt to maintain the harmonic elimination performance according to IEEE Std.519 – 2014. In this thesis, Fuzzy Logic is used to work with the SMC controller, which is called the adaptive SMC controller. The objective of the proposed controller is to improve harmonic elimination performance with load changes. Harmonic elimination performance results are obtained using hardware-in-the-loop (HIL) with DSP board eZdsp™F28335. After compensation, the APF with the adaptive SMC controller can reduce the percentage of total harmonic distortion ($\%THD_i$) according to IEEE Std.519 – 2014 for all tested load.

School of Electrical Engineering
Academic Year 2025

Student's Signature.....

Advisor's Signature.....

Co-Advisor's Signature.....

นธิวัต

122

Assoc. Prof. Kongpol Areerak

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือที่ดี ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

รองศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำ เสนอแนวคิดการดำเนินงานวิจัยและแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่องานวิจัย รวมถึงได้ช่วยตรวจทาน แก้ไข และปรับปรุงเนื้อหาภายในรายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนทำให้มีความครบถ้วนสมบูรณ์ด้านเนื้อหามากยิ่งขึ้น อีกทั้งยังได้ให้กำลังใจ สอนข้อคิดต่าง ๆ ในการดำเนินชีวิต รวมถึงให้กำลังใจและเป็นแบบอย่างที่ดีให้กับผู้วิจัยเสมอมา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์ อาจารย์ที่ปรึกษาร่วมวิทยานิพนธ์ที่ได้คอยให้คำปรึกษา ชี้แนะแนวทางการทำวิจัย เสนอแนวทางการเขียนรายงานวิทยานิพนธ์ และตรวจทาน รวมถึงแก้ไขรายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนมีความสมบูรณ์ อีกทั้งยังให้กำลังใจ และคอยช่วยเหลือด้านงานวิจัยอย่างดีเสมอมา

อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่กรุณาให้คำปรึกษาด้านวิชาการอย่างดียิ่งเสมอมา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชาคริต ปานแป้น ดร.ศศิยา อุดมสุข และบัณฑิตกลุ่มวิจัย อิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และควบคุมทุกท่าน ที่คอยให้คำแนะนำ คำปรึกษา ช่วยเหลือในงานวิจัยตลอดระยะเวลาในการทำงานวิจัย และให้กำลังใจมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่าน ที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน รวมถึงครอบครัวของผู้วิจัย ที่ได้อบรมเลี้ยงดู ให้กำลังใจ และเป็นแบบอย่างที่ดี ให้ผู้วิจัยมาโดยตลอด

นิธิวัฒน์ เศรษฐวงค์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป	ฉ
1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของงานวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการทำวิจัย.....	3
1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น	4
1.4 ขอบเขตของการทำวิจัย.....	4
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
1.6 การจัดรูปเล่มรายงาน.....	5
2 ปรัชญาบรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอฟทีฟแบบขนาน.....	6
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรอกกำลัง แอกทีฟแบบขนาน	9
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลัง แอกทีฟ	11
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสำหรับวงจรรอกกำลัง แอกทีฟ	15
2.6 สรุป	17

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง	19
3.1 บทนำ.....	19
3.2 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง	19
3.3 การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป.....	22
3.4 ผลการจำลองสถานการณ์การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ.....	24
3.5 สรุป	29
4 การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ.....	30
4.1 บทนำ.....	30
4.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ.....	30
4.2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการควบคุมกระแสชดเชย บนแกนดีคิว.....	37
4.2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการควบคุม แรงดันบัสไฟตรงบนแกนดีคิว.....	40
4.3 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ	41
4.4 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย	44
4.5 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง.....	48
4.6 การออกแบบสัญญาณการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดีบีเบิลยูเอ็มสำหรับ วงจรรอกกำลังแอกทีฟ	52
4.7 การจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก.....	53
4.8 สรุป	59
5 การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟด้วย ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน	61
5.1 บทนำ.....	61

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.2	การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์	61
5.2.1	การตรวจสอบเสถียรภาพของระบบด้วยฟังก์ชันเลียปูนอฟ	61
5.2.2	การจำลองสถานการณ์ของตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนที่ออกแบบด้วย วิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์.....	69
5.3	การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนด้วยวิธีตาบู่เชิงปรับตัว.....	82
5.3.1	ขั้นตอนการค้นหาด้วยวิธีตาบู่เชิงปรับตัว.....	82
5.3.2	การค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว.....	85
5.3.3	การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว.....	86
5.4	การจำลองสถานการณ์และอภิปรายผล	88
5.4.1	การจำลองสถานการณ์ของตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนที่ออกแบบด้วย วิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว.....	88
5.4.2	การเปรียบเทียบผลการจำลองสถานการณ์	89
5.5	ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมโหมดการเคลื่อน กรณีโหลดมีการเปลี่ยนแปลง.....	93
5.6	สรุป	97
6	การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนเชิงปรับตัวสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ.....	98
6.1	บทนำ.....	98
6.2	ฟิสิกส์ลจิก.....	98
6.2.1	การทำฟิสิกส์.....	99
6.2.2	กฎของฟิสิกส์	101
6.2.3	การอนุมานฟิสิกส์	101
6.2.4	การทำดีฟิสิกส์	104
6.3	การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเคลื่อนเชิงปรับตัวสำหรับวงจรรอกกำลัง แอกทีฟแบบขนาน	105

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.3.1 การออกแบบฟังก์ชันสมาชิกอินพุต	108
6.3.2 การออกแบบฟังก์ชันสมาชิกเอาต์พุต	108
6.4 ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ด้วยตัวควบคุมโหมดการเลื่อนเชิงปรับตัว	110
6.5 สรุป	119
7 สรุปและข้อเสนอแนะ	120
7.1 สรุป	120
7.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต	122
รายการอ้างอิง	123
ภาคผนวก ก.....	129
ประวัติผู้เขียน.....	131



สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2.1	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน.....	6
2.2	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	9
2.3	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ.....	11
2.4	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ	16
3.1	สมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ.....	29
4.1	ผลการจำลองสถานการณ์ก่อนการฉีดกระแสชดเชยและภายหลังการฉีดกระแสชดเชย...	54
5.1	ผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของตัวควบคุม SMC จากการออกแบบ ค่าพารามิเตอร์.....	72
5.2	ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น.....	86
5.3	ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง	86
5.4	ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น	86
5.5	ผลการทดสอบค่าปรับลดรัศมี.....	87
5.6	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกโดยใช้ตัวควบคุม SMC ที่ได้จากการค้นหาแบบ ATS.....	89
5.7	ตารางการเปรียบเทียบค่า $\%THD_i$ ของการออกแบบค่าพารามิเตอร์ทั้ง 2 วิธี.....	89
5.8	การเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุม SMC ในกรณี โหลดที่พิจารณาและโหลดมีการเปลี่ยนแปลง.....	96
6.1	ตัวแปรภาษาและค่าเชิงภาษา	102
6.2	ผลการทดสอบการปรับค่า $g_{(abc)}$	111
6.3	การเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกระหว่างตัวควบคุม SMC และตัวควบคุม Adaptive SMC ในกรณีที่มีการเพิ่มโหลด	113
6.4	สมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของตัวควบคุม Adaptive SMC ในกรณีที่มี มีการปรับลดโหลด.....	119

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	องค์ประกอบการทำงานจัดฮาร์มอนิกในระบบด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟ..... 3
3.1	โครงสร้างการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ..... 20
3.2(ก)	สัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับ 21
3.2(ข)	สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟก่อนการตรวจจับ 22
3.2(ค)	สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟหลังการตรวจจับ..... 22
3.3	โปรแกรม MATLAB/Simulink และบอร์ด DSP รุ่น TMS320F28335 ที่เชื่อมต่อบอร์ด docking station 23
3.4	การเชื่อมต่อบอร์ด DSP กับคอมพิวเตอร์ผ่านสาย USB JTAG emulator..... 23
3.5	บล็อกไดอะแกรมการเชื่อมต่อโปรแกรม MATLAB/Simulink กับบอร์ด DSP..... 24
3.6	ระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ..... 25
3.7	ผลการจำลองสถานการณ์การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ที่เฟส a 27
3.8	สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าเฟส a 27
3.9(ก)	สัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a ก่อนการฉีดกระแสชดเชย 28
3.9(ข)	สัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสที่ไฟฟ้าแหล่งจ่ายเฟส a ภายหลังการฉีดกระแสชดเชย 28
4.1	โครงสร้างวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 31
4.2	แผนภาพเฟสเซอร์ของระบบที่พิจารณา 37
4.3	ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบ..... 42
4.4	ผลรวมกำลังไฟฟ้าเฉลี่ย..... 43
4.5	แผนภาพบล็อกไดอะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย..... 47
4.6	แผนภาพบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง..... 51
4.7	ระบบการสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคพีดีบีเบิลยูเอ็ม 53

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8	การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานโดยใช้ตัวควบคุมพีไอ 56
4.9	ผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าสามเฟส 57
4.10	กราฟกระแสชดเชยบนแกนดี..... 58
4.11	กราฟกระแสชดเชยบนแกนควิ..... 58
4.12	กราฟการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง..... 58
4.13	สเปกตรัมกระแสฮาร์มอนิกก่อนการฉีดกระแสชดเชย 59
4.14	สเปกตรัมกระแสฮาร์มอนิกหลังการฉีดกระแสชดเชย 59
5.1	บล็อกไดอะแกรมของสมการเวกเตอร์ควบคุมพื้นผิวการเลื่อน 62
5.2(ก)	บล็อกไดอะแกรมของสมการสัญญาณควบคุมสมมูลของระบบบนแกนดี 64
5.2(ข)	บล็อกไดอะแกรมของสมการสัญญาณควบคุมสมมูลของระบบบนแกนควิ 65
5.3	การสร้างสัญญาณพัลส์สำหรับตัวควบคุม SMC ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม..... 69
5.4	การกำจัดฮาร์มอนิกโดยใช้ตัวควบคุม SMC สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ 72
5.5	การกำจัดฮาร์มอนิกโดยใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน กรณีที่ 1..... 73
5.6	สัญญาณกระแสชดเชยบนแกนดีควิ และแรงดันบัสไฟตรง กรณีที่ 1 74
5.7	การกำจัดฮาร์มอนิกโดยใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน กรณีที่ 2..... 75
5.8	สเปกตรัมของกระแสที่โหลด และกระแสที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชย กรณีที่ 2..... 76
5.9	สัญญาณกระแสชดเชยบนแกนดีควิ และแรงดันบัสไฟตรง กรณีที่ 2 77
5.10	การกำจัดฮาร์มอนิกโดยใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน กรณีที่ 3..... 78
5.11	สเปกตรัมของกระแสโหลด และกระแสที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชย กรณีที่ 3 79
5.12	สัญญาณกระแสชดเชยบนแกนดีควิ และแรงดันบัสไฟตรง กรณีที่ 3 80
5.13	แนวคิดพื้นฐานของการค้นหาแบบตาบู่ 81
5.14	การกำหนดจำนวนคำตอบเริ่มต้น..... 82
5.15	การกำหนดรัศมีเริ่มต้นและจำนวนคำตอบรอบข้าง 82
5.16	การค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว 83

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.17	แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุม SMC ด้วยการค้นหาแบบ ATS..... 86
5.18	การลู่เข้าของค่า δ สำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของ SMC ด้วยการค้นหาแบบ ATS..... 87
5.19	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของ SMC ที่ได้จากการค้นหาแบบ ATS 89
5.20	สเปกตรัมของกระแสก่อน และหลังการชดเชย กรณีที่ใช้ค่าพารามิเตอร์ SMC จากการค้นหาด้วยวิธี ATS..... 90
5.21	สัญญาณกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรง กรณีที่ใช้ค่าพารามิเตอร์ SMC จากการค้นหาด้วยวิธี ATS..... 91
5.22	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกโดยใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนกรณีโหลดมีการเปลี่ยนแปลง..... 93
5.23	สัญญาณกระแสที่โหลด กระแสชดเชย และกระแสที่แหล่งจ่าย..... 94
5.24	สัญญาณกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และแรงดันบัสไฟตรง 95
6.1	ค่าความเป็นสมาชิก 98
6.2	เซตชัดเจน 98
6.3	ฟังก์ชันสมาชิกกรุปทรงสามเหลี่ยม..... 99
6.4	ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยฟuzzyลอจิก 100
6.5	ฟังก์ชันสมาชิกอินพุต 101
6.6	ฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุต $g_{(abc)}$ 103
6.7	การอนุมานฟuzzyด้วยวิธี Takagi – Sugeno 104
6.8	การรวมกฎด้วยการอนุมานด้วยวิธี Takagi – Sugeno 104
6.9	ผลเฉลยการทำดีฟuzzyด้วยวิธี WA..... 105
6.10	โครงสร้างการวิเคราะห์ระบบ..... 107
6.11	ระบบควบคุมโหมดการเลื่อนเชิงปรับตัวสำหรับวงจรรองกำลังแยกที่ฟแบบขนาน 108
6.12	ฟังก์ชันสมาชิกอินพุต..... 109

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.13 แอมพลิจูดสัญญาณ v_{al}^* ที่ความถี่มูลฐาน กรณีคุณค่า g_a ที่ค่าต่าง ๆ.....	110
6.14 ฟังก์ชันสมาชิกเอาต์พุต	110
6.15 สัญญาณกระแสที่โหลด กระแสชดเชย และกระแสที่แหล่งจ่าย	113
6.16 สัญญาณกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และแรงดันบัลไฟตรง	114
6.17 เอาต์พุตฟิซซีลอจิก	114
6.18 สัญญาณกระแสชดเชยเฟส a	115
6.19 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส a กรณีทีโหลดมีการเปลี่ยนแปลง.....	115
6.20 สัญญาณกระแสที่โหลด กระแสชดเชย และกระแสที่แหล่งจ่าย	116
6.21 สัญญาณกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และแรงดันบัลไฟตรง	117



บทที่ 1

บทนำ

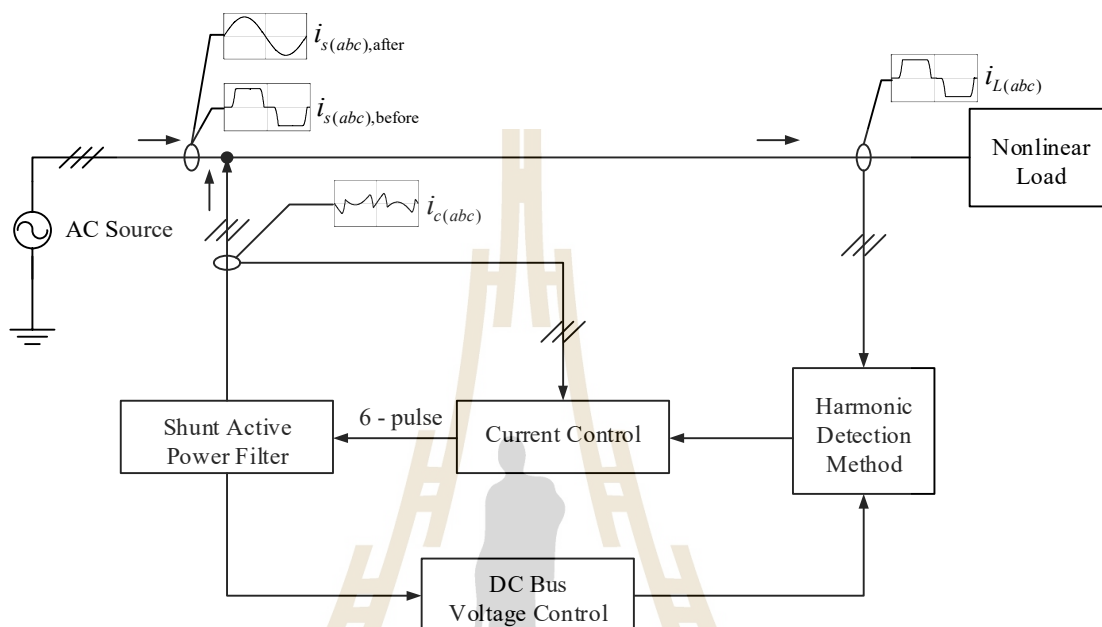
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของงานวิจัย

ในปัจจุบัน ระบบไฟฟ้าที่ใช้ในภาคโรงงานอุตสาหกรรม อาคารสำนักงาน และบ้านพักอาศัย มักมีการติดตั้งอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีพฤติกรรมการทำงานแบบโหลดไม่เป็นเชิงเส้นเป็นจำนวนมาก เช่น โหลดแสงสว่าง บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เครื่องคอมพิวเตอร์ หม้อแปลงไฟฟ้า ระบบขับเคลื่อน เครื่องจักรกลไฟฟ้าและวงจรแปลงผันกำลังรูปแบบต่าง ๆ การใช้งานโหลดไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าว ก่อให้เกิดปัญหาคุณภาพกำลังไฟฟ้าหลายประการ ได้แก่ ฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังและค่าตัวประกอบกำลังต่ำ เป็นต้น ปัญหาข้างต้นก่อให้เกิดผลเสียหลายประการ เช่น กำลังงานสูญเสียที่สายส่งและภายในอุปกรณ์ไฟฟ้า (Rice, 1986) อุปกรณ์ป้องกันและมิเตอร์วัดไฟฟ้าทำงานผิดพลาด (Indrajit and Paul, 1989) และอุปกรณ์ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ มีช่วงเวลาการทำงานที่ลดลง (Ho and Liu, 2001) เป็นต้น จากผลเสียข้างต้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่ง ที่จะต้องปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าอยู่ภายใต้กรอบมาตรฐาน

การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ามีด้วยกันหลายวิธี เช่น การใช้งานวงจรกรองกำลังพาสซีฟ (Passive Power Filter :PPF) (Hu, He and Gao, 2015) การใช้งานวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (Active Power Filter :APF) (Quinn and Mohan, 1992) และการใช้งานวงจรกรองกำลังไฮบริด (Hybrid Power Filter :HPF) (Visawa phatra dhanadhorn, Sujitjorn and Areerak, 2010) ซึ่งวิธีการที่ได้กล่าวมาล้วนมีทั้งข้อได้เปรียบข้อจำกัดเฉพาะตัว โดยงานวิจัยนี้เลือกใช้งานวงจรกรองกำลังแอกทีฟมาต่อขนานกับระบบไฟฟ้าเพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เนื่องจากวงจรข้างต้นสามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ทุกอันดับ สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลด นอกจากนี้วงจรดังกล่าวยังสามารถหลีกเลี่ยงการเกิดปัญหาเรโซแนนซ์ในระบบได้ การพัฒนาระบบควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟจึงเป็นประเด็นสำคัญของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยระบบควบคุมดังกล่าวมีปัจจัยสำคัญที่ต้องพิจารณาเป็น 4 ส่วน ได้แก่ โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิก ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และระบบควบคุมกระแสชดเชย

งานวิจัยนี้มุ่งเน้นการประยุกต์ใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยมีโครงสร้างเป็น วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน พร้อมทั้งควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม วิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง (Instantaneous Reactive Power Theory: PQ) (Akagi, Kanazawa and Nabae, 1984) ถูกนำมาใช้ในกระบวนการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิก เพื่อคำนวณค่ากระแสชดเชย อ้างอิงให้กับส่วนของระบบควบคุมกระแสชดเชย เนื่องจากมีการคำนวณที่ไม่ซับซ้อน ให้การคำนวณ ค่ากระแสชดเชยอ้างอิงที่ถูกต้องแม่นยำ และมีการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าย้อนเพื่อปรับปรุง ค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor : PF) สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย งานวิจัยที่ผ่านมา ได้มีการใช้งาน เช่น ตัวควบคุมพีไอ (PI Controller) (Benchouia, Ghabbane, Golea, Srairi and Benbouzid, 2014) ตัวควบคุมฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Controller) (Ingram and Round, 1997) ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (Sliding Mode Controller) (Mendalek, Al-Haddad, Fnaiech and Dessaint, 2002) ตัวควบคุมฟัซซี (Fuzzy Controller) (Narongrit, K-PL. Areerak and K-PN. Areerak, 2016) เป็นต้น โดยงานวิจัยนี้เลือกใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรง เนื่องจากตัวควบคุมข้างต้นสามารถควบคุมการฉีดกระแสชดเชยและ ควบคุมแรงดันบัสไฟตรงได้พร้อมกัน อีกทั้งยังสามารถให้ผลตอบสนองที่รวดเร็ว ไม่มีการพุ่งเกิน และให้ผลตอบสนองที่ดีทั้งในสภาวะชั่วคราวและสภาวะอยู่ตัว ในขณะที่ตัวควบคุมอื่น ๆ ที่กล่าวมา จำเป็นต้องออกแบบทั้งระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง เนื่องจาก ไม่สามารถควบคุมทั้งสองระบบได้พร้อมกัน สมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของตัวควบคุม โหมดการเลื่อนขึ้นอยู่กับวิธีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ โดยในงานวิจัยนี้ เลือกใช้วิธีการค้นหาแบบตามู เจริงปรับตัว (Adaptive Tabu Search : ATS) เพื่อระบุค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ที่เหมาะสม โดยอาศัยฟังก์ชันเลียบูโนฟในการกำหนดขอบเขตของค่าพารามิเตอร์ ซึ่งจะทำได้ ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับตัวควบคุมโหมดการเลื่อนในระบบที่พิจารณา แต่หากระบบ ที่พิจารณามีการเปลี่ยนแปลง ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว อาจจะไม่สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดี จำเป็นต้องทำการค้นหาพารามิเตอร์ใหม่อีกครั้ง แต่การค้นหาแบบ ATS มีขั้นตอนที่ค่อนข้าง ซับซ้อน และใช้เวลานาน งานวิจัยนี้จึงเลือกใช้ฟัซซีลอจิก เป็นตัวควบคุมช่วยในการกำจัด กระแสฮาร์มอนิก ซึ่งจะเรียกวิธีการดังกล่าวว่า ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนเชิงปรับตัว (Adaptive Sliding Mode Control) โดยการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก อาศัยตัวควบคุม SMC ในการคำนวณ ค่าแรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุม เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณพารามิเตอร์รูปสามเหลี่ยม ในการควบคุม การทำงานของไอจีบีที โดยมีฟัซซีลอจิกทำหน้าที่ปรับค่าแรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุมให้เหมาะสม

เพื่อให้ระบบควบคุมสามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดีขึ้น องค์ประกอบการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมด สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 องค์ประกอบการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบด้วยวงจรรองกำลังแยกที่ฟ

1.2 วัตถุประสงค์ของการทำวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรรองกำลังแยกที่ฟแบบขนาน

1.2.2 เพื่อศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุม SMC สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

1.2.3 เพื่อพัฒนาตัวควบคุม SMC ให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีขึ้นเมื่อโหลดไม่เป็นเชิงเส้น มีการเปลี่ยนแปลงโดยใช้ฟuzzyลอจิก

1.2.4 เพื่อสร้างระบบจำลองสถานการณ์การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL)

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

- 1.3.1 ระบบที่ใช้สำหรับจำลองสถานการณ์เป็นระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล
- 1.3.2 วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่พิจารณาเป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน
- 1.3.3 การจำลองสถานการณ์ พิงพาโปรแกรม MATLAB/Simulink ร่วมกับบอร์ด DSPF28335
- 1.3.4 โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน
- 1.3.5 โหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้สำหรับจำลองสถานการณ์การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ
- 1.3.6 การดำเนินงานมุ่งเน้นที่การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกเพียงอย่างเดียว โดยพิจารณาดัชนีชี้วัดสมรรถนะจากค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวม ($\%THD_i$)
- 1.3.7 ค่าพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลอ้างอิงมาจากงานวิจัยในอดีต

1.4 ขอบเขตของการทำวิจัย

- 1.4.1 งานวิจัยนี้พิจารณาเฉพาะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลเท่านั้น
- 1.4.2 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสำหรับระบบในการจำลองสถานการณ์ จะพิจารณาในกรณีแรงดันมีลักษณะอุดมคติ
- 1.4.3 ผลการจำลองสถานการณ์ต้องอยู่ภายใต้กรอบมาตรฐาน IEEE Std. 519-2014

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 ได้องค์ความรู้ในด้านการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลโดยใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน
- 1.5.2 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุม SMC สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์
- 1.5.3 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนเชิงปรับตัวโดยใช้ฟuzzyลอจิก
- 1.5.4 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL) สำหรับการจำลองสถานการณ์

1.5.5 ได้บทความวิจัย เผยแพร่ระดับชาติ และนานาชาติ

1.6 การจัดรูปเล่มรายงาน

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วย 7 บท 1 ภาคผนวก ซึ่งแต่ละบทได้นำเสนอต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตการวิจัย รวมถึงประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับของงานวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทรรศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

บทที่ 3 นำเสนอความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคิวิ และวิธีการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง

บทที่ 4 นำเสนอวิธีการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ รวมถึงวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และนำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุม PI ในระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพื่อใช้ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

บทที่ 5 นำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุม SMC เพื่อใช้ในระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานโดยใช้วิธีการหาค่าพารามิเตอร์ นำเสนอการทบทวนวิธีการค้นหาแบบ ATS และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC ด้วยการค้นหาแบบ ATS

บทที่ 6 นำเสนอความรู้เกี่ยวกับฟิซซีลอจิก และการนำตัวควบคุม SMC มาใช้งานร่วมกับฟิซซีลอจิกในระบบควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟเมื่อโหลดที่ไม่เป็นเชิงมีการเปลี่ยนแปลง

บทที่ 7 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวก ก บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการศึกษา

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เกี่ยวข้องกับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน จากการศึกษาบทความวิจัยในอดีต พบว่า การค้นคว้าและการพัฒนางานวิจัยทางด้านนี้ มีการตีพิมพ์และเผยแพร่อย่างต่อเนื่องตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน บทนี้จึงมีการนำเสนอผลการปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยมีเนื้อหาสำคัญแบ่งออกเป็น 4 ประเด็น ได้แก่ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิก การควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ผลการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในประเด็นดังกล่าว ผู้วิจัยได้เรียบเรียงการนำเสนอ ปีที่ตีพิมพ์ของงานวิจัย คณะผู้วิจัย และสาระสำคัญของแต่ละงานวิจัยไว้ในหัวข้อที่ 2.2 ถึง 2.5

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ แสดงได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1988	Hayashi, Y., Sato, N., and Takahashi, K.	บทความนี้แนะนำเสนอวิธีการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1995	Xu, J.H., Lott, C., Saadate, S., and Davat, B.	บทความนี้ นำเสนอวิธีการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน
1999	Benchaita, L., Saadate, S., and Salem nia, A.	บทความนี้ นำเสนอผลการจำลองสถานการณ์การเปรียบเทียบโครงสร้างการทำงาน และผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ระหว่างวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส และแบบแหล่งจ่ายแรงดัน ผลการทดสอบพบว่า วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันให้ผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดีกว่า
2005	Routimo, M., Salo, M., and Tuusa, H.	บทความนี้ นำเสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ระหว่างแบบแหล่งจ่ายกระแสและแหล่งจ่ายแรงดัน ผลการทดสอบพบว่า วงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน ให้ผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดีกว่า ณ จุดการทำงานที่กำหนด โดยข้อดีของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสคือ ง่ายต่อการควบคุมกระแสแบบวงรอบเปิด แต่มีข้อเสีย คือ เกิดกำลังงานสูญเสียทางด้านวงจรเชื่อมโยงทางดีซีสูง และเกิดข้อจำกัดเมื่อแรงดันเกิน
2006	Zouidi, A., Fnaiech, F., and AL-Haddad, K.	บทความนี้ นำเสนอโครงสร้างการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของวงจรรอกกำลังแอกทีฟโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ทั้งแบบแหล่งจ่ายกระแสและแหล่งจ่ายแรงดัน สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ซึ่งนำเสนอผลการเปรียบเทียบปัจจัยที่สำคัญ คือ ความไวของการตอบสนอง ความซับซ้อนของการควบคุม ความยืดหยุ่นของวงจร กำลังงานสูญเสีย และราคา

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		ผลปรากฏว่า วงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันมีสมรรถนะที่ดีกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส
2024	Bala R. K., Kumar, N. and Singh, A.	บทความนี้นำเสนอวิธีการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันที่เชื่อมต่อกับแผงโซลาร์เซลล์ สำหรับระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชยใช้ตัวควบคุม Quantum Calculus-Based least mean fourth (q-LMF) ซึ่งเป็นการพัฒนามาจากตัวควบคุม LMF
2024	Boopathi, R. and Indragandhi, V.	บทความนี้นำเสนอวิธีการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันที่เชื่อมต่อกับแผงโซลาร์เซลล์ การคำนวณกระแสอ้างอิงอาศัยวิธี Synchronous Reference Frame (SRF) และ วิธี Adaptive Neuro Fuzzy Inference System (ANFIS) โดย ANFIS ถูกนำมาใช้ในการสร้างแรงดัน DC link ให้มีเสถียรภาพ นอกจากนี้ยังมีการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของแผงโซลาร์เซลล์โดยใช้วิธี Maximum Power Point Tracking (MPPT) ผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่า วิธีการที่นำเสนอสามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดี และรักษาระดับแรงดัน DC link ให้คงที่ได้ทั้งในกรณีที่โหลดสมดุล และไม่สมดุล

2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟในปัจจุบันมีหลายวิธี โดยแต่ละวิธีมีจุดเด่นและข้อจำกัดที่แตกต่างกัน หัวข้อนี้จึงได้นำเสนองานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิก แสดงได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1983	Akagi, H., Kanazawa, Y., Fujita, K., and Nabae, A.	บทความนี้แนะนำเสนอวิธีการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง (Instantaneous Reactive Power Theory) หรือเรียกว่าวิธี PQ สำหรับใช้ในการคำนวณค่ากระแสชดเชยอ้างอิง เพื่อชดเชยกระแสฮาร์มอนิก และค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้กับวงจรรองกำลังแอกทีฟ
2001	El-Habrouk, M., and Darwish, M.	บทความนี้แนะนำเสนอการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธีวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน (Sliding Window Fourier Analysis) หรือเรียกว่าวิธี SWFA สำหรับใช้ในการคำนวณค่ากระแสอ้างอิง วิธีนี้จะคำนวณเพียงองค์ประกอบมูลฐานของกระแส จากนั้นนำไปห้กลับกับกระแสโหลดทั้งหมด เพื่อจะได้ผลลัพธ์เป็นค่ากระแสชดเชยอ้างอิง ซึ่งทำให้วิธีการดังกล่าวมีการคำนวณที่เร็วกว่าวิธี FFT แบบปกติ
2004	Chen, D., and Xie, S.	บทความนี้แนะนำเสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกระหว่างวิธี PQ กับวิธี SRF ซึ่งแสดงผลการเปรียบเทียบ 4 ประเด็น ประเด็นที่ 1 คือ ผลของความผิดเพี้ยนแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ประเด็นที่ 2 คือ ผลการทดสอบกรณีโหลดไม่สมดุล ประเด็นที่ 3 คือ ความซับซ้อนของกระบวนการคำนวณ และประเด็นที่ 4 คือ ผลการชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		จากผลดังกล่าวพบว่า ในประเด็นที่ 1 และ 2 วิธี SRF ทำได้ดีกว่าประเด็นที่ 3 ทั้ง 2 วิธีมีความใกล้เคียงกัน และในประเด็นที่ 4 วิธี PQ ทำได้ดีกว่า
2009	Abdelkhalek, O., and Benachaiba, C.	บทความนี้นำเสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี Synchronous Detection (SD) การทดสอบแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ กรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเป็นไซน์บริสุทธิ์ และกรณีที่ไม่น่าเป็นไซน์บริสุทธิ์ พบว่าทั้งสองวิธีสามารถให้ผลการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกที่ดีทั้งคู่ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเป็นไซน์บริสุทธิ์ แต่ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายไม่เป็นไซน์บริสุทธิ์ วิธี PQ ให้ผลการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกที่ดีกว่าวิธี SD
2014	Tiyarachakun, S., Areerak, K. - L., and Areerak, K. - N.	บทความนี้เสนอการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่งร่วมกับฟูรีเยร์ (PQF) ซึ่งเป็นการพัฒนามาจากวิธี PQ ซึ่งการออกแบบตัวควบคุมแบบทำนายใช้เทคนิคทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า การค้นหาแบบตาบู่ เทคนิคดังกล่าวถูกนำมาใช้ในการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดของตัวควบคุม ผลการจำลองสถานการณ์พบว่า การออกแบบที่นำเสนอให้ผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกดีและสามารถปรับปรุงค่า PF ได้
2020	Uddin, M. N. and Amin, Md. T.	บทความนี้เสนอวิธีการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ร่วมกันกับวิธี Feed Forward Neural Network (FF-NN) ผลการจำลองสถานการณ์ ในกรณีใช้วิธี PQ อย่างเดียวพบว่า สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดี มี %THD เท่ากับ 2.90 เปอร์เซ็นต์ และผลการจำลองสถานการณ์โดยใช้วิธี PQ ร่วมกันกับวิธี

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		FF-NN พบว่า มี %THD ที่ลดลง โดยมีค่าเท่ากับ 1.56 เปอร์เซ็นต์ แสดงให้เห็นว่าการใช้ FF-NN เข้ามาช่วยในกระบวนการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิก ทำให้สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดีขึ้น
2024	Cao, T., Ye, Z., Dai, Y., Xu, J., Wan, X. and Li, D.	บทความนี้ นำเสนอการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี Improve IP-IQ Algorithm โดยเป็นการพัฒนาจากวิธี IP-IQ Algorithm ซึ่งจะทำให้สามารถกำจัดฮาร์มอนิกในลำดับต่าง ๆ ได้ โดยผลการจำลองสถานการณ์ แสดงให้เห็นว่า วิธี Improve IP-IQ Algorithm สามารถตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ได้อย่างแม่นยำ

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ในปัจจุบันมีหลายวิธี หัวข้อนี้เป็นการนำเสนองานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ แสดงได้ดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1999	Cardenas, V. M., Nunez, C., and Vazquez, N.	บทความนี้ นำเสนอผลการเปรียบเทียบการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของตัวควบคุม 3 ชนิด คือ ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (Sliding Mode Control : SMC) ตัวควบคุมพีไอ (PI) และตัวควบคุม SMC-PI ผลการจำลองสถานการณ์ พบว่า ตัวควบคุม SMC สามารถ

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		ควบคุมการฉีดกระแสชดเชยได้ดีกว่าตัวควบคุมทั้งสองชนิดอื่นก็ยังมี %THD _i และความเร็วในการตอบสนองที่ดีกว่า
2001	Lin, B.-R., Hung, Z.-L., Tsay, S.-C., and Liao, M.-S.	บทความนี้ นำเสนอการใช้ตัวควบคุม SMC สำหรับการควบคุมกระแสชดเชย และใช้ตัวควบคุมพีไอ สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ผลการจำลองสถานการณ์พบว่า ระบบควบคุมกระแสชดเชยที่ใช้ตัวควบคุม SMC ให้การตอบสนองที่รวดเร็วกว่าระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงที่ใช้ตัวควบคุม PI โดยทำการพิจารณาปริมาณที่อยู่บนแกนดีคิว และใช้เทคนิคพีดับบิลยูเอ็มในการสร้างสัญญาณการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
2002	Mendalek, N., Al-Haddad, K., Fnaiech, F., and Dessaint, L.A.	บทความนี้ นำเสนอการใช้ตัวควบคุม SMC ในการควบคุมกระแสชดเชยและกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟโดยพิจารณาระบบอยู่บนแกนดีคิว และใช้ฟังก์ชันเลียบูโนฟในการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบ
2006	Elangovan, S., and Baskaran, K.	บทความนี้ นำเสนอการใช้ตัวควบคุม SMC ในระบบควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรงด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟ โดยพิจารณาระบบอยู่บนแกนดีคิว และใช้เทคนิค Space Vector ในการสร้างสัญญาณการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ผลการจำลองสถานการณ์พบว่า ระบบควบคุมนี้สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดี ในกรณีที่โหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ไม่สมดุล อีกทั้งยังช่วยในเรื่องเสถียรภาพและความคงทน

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2012	Bandal, Dr. V. S., and Madurwar, P. N	บทความนี้ นำเสนอการเปรียบเทียบการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ระหว่างตัวควบคุม SMC กับตัวควบคุม PI ด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟผลการจำลองสถานการณ์ พบว่า ตัวควบคุม SMC ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าตัวควบคุม PI ในเรื่องระยะเวลาที่ใช้ในการเข้าสู่สภาวะคงตัว
2012	Fei, J., Li, T., and Zhang, S.	บทความนี้ นำเสนอการใช้ตัวควบคุม SMC ในระบบควบคุมกระแสชดเชย และตัวควบคุม PI ในระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟ เปรียบเทียบกับการใช้ตัวควบคุมฮิสเทอรีซิส ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุม SMC ให้ผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดีกว่า และง่ายต่อการประมวลผลสัญญาณ
2014	Narongrit, T.	งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอเกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมพีชซีลอจิกแบบปรับตัวสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานในระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล การจำลองสถานการณ์จะใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ร่วมกับบอร์ด DSP รุ่น eZdsp™F28335
2018	Bosch, S., Staiger, J., and Steinhart, H.	บทความนี้ นำเสนอการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุมดังกล่าวได้รับการประยุกต์ให้ใช้งานในลักษณะการทำนาย ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ Proportional Predictive Controller (PPC) และ Integral Predictive Controller (IPC) สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงให้เห็นว่า วิธีการนี้สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดี

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2018	Li, S., and Fei, J.	บทความนี้แนะนำเสนอเกี่ยวกับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกโดยใช้วิธี Adaptive Second-Order Sliding Mode Fuzzy Control สำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ โครงสร้างของระบบควบคุมประกอบด้วย ตัวควบคุม โหมดการเลื่อนอันดับสอง (Second-Order Sliding Mode Controller) ตัวควบคุมฟัซซี (Fuzzy Controller) และตัวควบคุมป้อนกลับเชิงเส้น (Linear Feedback Controller) ผลการจำลองสถานการณ์พบว่า ระบบควบคุมดังกล่าวมีสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดี
2019	Chen, Y., and Fei, J.	บทความนี้แนะนำเสนอเกี่ยวกับการพัฒนาตัวควบคุม SMC ให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีขึ้นในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เนื่องจากตัวควบคุมโหมดการเลื่อนแบบดั้งเดิมอาจเกิดปัญหาการสั่นไหวของกระแสที่แหล่งจ่าย ดังนั้นบทความนี้จึงใช้วิธี Dynamic Sliding Mode Control with Integral Switching Gain ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงให้เห็นว่า วิธีดังกล่าวให้ผลตอบสนองในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดีกว่าการใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนแบบดั้งเดิม
2020	Fang, Y., Fei, J., and Wang, T.	บทความนี้แนะนำเสนอเกี่ยวกับการพัฒนาตัว SMC ให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีขึ้นในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ใช้วิธีที่เรียกว่า Adaptive Backstepping Fuzzy Neural Network (FNN) Control โดยเป็นการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC ให้เหมาะสม เพื่อลดปัญหาการสั่นไหวของกระแส ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงให้เห็นว่า ดังกล่าวให้ผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดี

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2022	DEFFAF, B., HAMOUDI, F. and DEBDOUCHE	บทความนี้นำเสนอการเปรียบเทียบตัวควบคุม SMC กับตัวควบคุม PI ผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุม SMC มีผลตอบสนองที่ดีทั้งในสภาวะคงที่ และช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลง
2022	Yandun A. and Ortega L.	บทความนี้นำเสนอเกี่ยวกับการเปรียบเทียบการจำลองสถานการณ์ของตัวควบคุม PI กับตัวควบคุม SMC โดยประยุกต์ใช้งานอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่มีการเชื่อมต่อกับกริด จากผลการจำลองสถานการณ์ แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุม PI มีจุดเด่น คือ ให้ความเร็วในการเข้าสู่สภาวะคงที่ที่รวดเร็วและมีการปรับปรุ่ค่า IAE อยู่ระหว่าง 8 เปอร์เซ็นต์ ถึง 11 เปอร์เซ็นต์ ส่วนตัวควบคุม SMC มีจุดเด่น คือ มีการปรับปรุ่ค่า ISE ได้ประมาณ 8 เปอร์เซ็นต์ ถึง 9 เปอร์เซ็นต์ และสามารถให้ผลตอบสนองที่ดีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด และลดปัญหาการเกิด Overshoot เมื่อเปรียบเทียบกับตัวควบคุม PI

2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟในปัจจุบันมีหลายวิธี หัวข้อนี้เป็นการนำเสนองานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ แสดงได้ดังตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1999	Casadei, D., Grandi, G., Reggiani, U., and Rossi, C.	บทความนี้นำเสนอวิธีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุม PI แบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ กรณีที่คำนวณค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงด้วยผลต่างของแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}, V_{dc}^*) และกรณีที่คำนวณค่าผลต่างระหว่างพลังงานสะสมในตัวเก็บประจุ (E_C, E_C^*)
2000	Mendalek, N., and Al-Haddad, K.	บทความนี้เสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุม PI สำหรับใช้ในระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิ่ว และระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง
2001	Cho, J.-H., and Song, E.-H.	บทความนี้นำเสนอวิธีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่มีการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกโดยใช้วิธี PQ
2006	Mekri, F., Mazari, B., and Machmoum, M.	บทความนี้นำเสนอวิธีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุม PI และตัวควบคุมพีซีลอลจิก ซึ่งทั้งสองวิธีใช้การคำนวณค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงด้วยผลต่างของแรงดันบัสไฟตรงยกกำลังสอง
2014	Benchouia, M.T., Ghadbane, I., Golea, A., Srairi, K., and Benbouzid, M.H.	บทความนี้นำเสนอเกี่ยวกับการเปรียบเทียบตัวควบคุม SMC กับตัวควบคุม PI ในการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยใช้บอร์ด dSPACE-1104 ผลการจำลองสถานการณ์ พบว่าตัวควบคุม SMC ให้สมรรถนะที่ดีกว่าตัวควบคุม PI
2021	Kukrer. O., Komuracugil, H., Guzman, R. and Vicuna, L. G. d.	บทความนี้นำเสนอเกี่ยวกับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงโดยใช้ตัวควบคุม PI ที่ทำงานร่วมกับตัวควบคุม Finite Impulse Response (FIR) Predictor สำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ผลการจำลองสถานการณ์ พบว่าวิธีการข้างต้นสามารถชดเชยฮาร์มอนิกได้อย่างมีประสิทธิภาพ

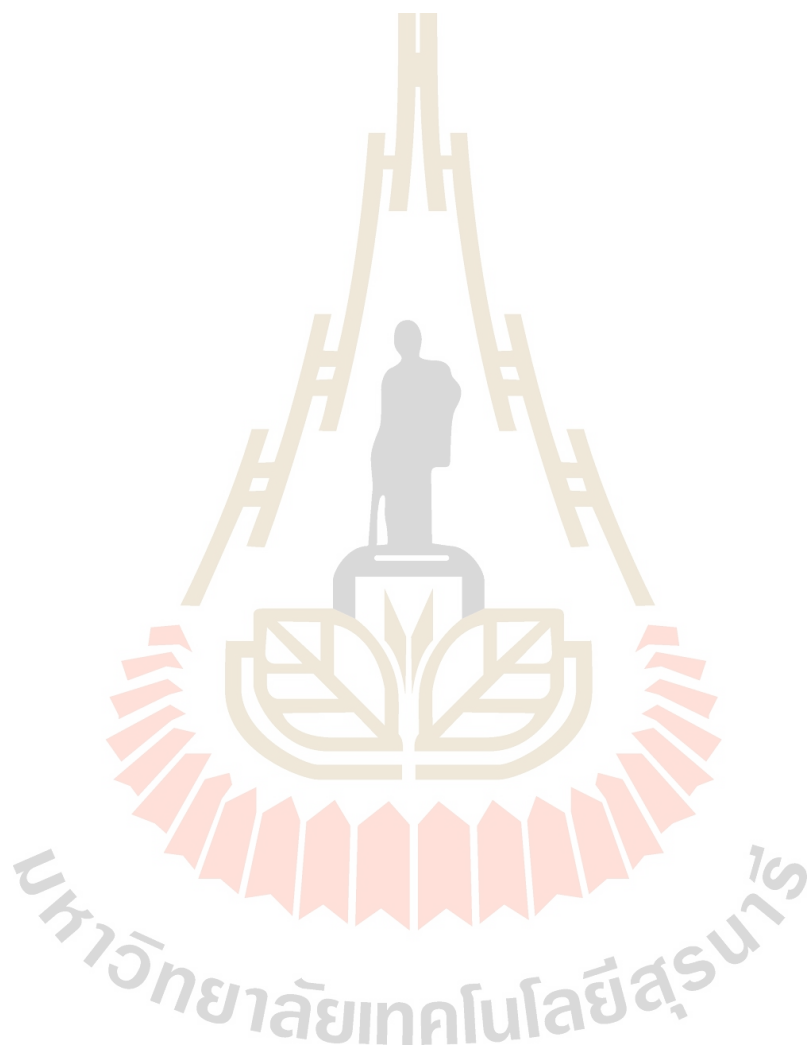
ตารางที่ 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2022	Zakaria, L. and Amar, B.	บทความนี้นำเสนอวิธีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุม Artificial Neural Network (ANN) สำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ใช้งานร่วมกับการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ผลการจำลองสถานการณ์พบว่าตัวควบคุม ANN สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดีแม้ในสภาวะโหลดที่ไม่สมดุล

2.6 สรุป

จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมของงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทั้งระบบ ทางผู้วิจัยมุ่งเน้นเกี่ยวกับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานแบบแหล่งจ่ายแรงดัน เนื่องจากวงจรข้างต้นมีสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดี ให้ผลการตอบสนองที่รวดเร็ว การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกได้เลือกใช้วิธี PQ เนื่องจากมีจุดเด่นในด้านการคำนวณที่ไม่ซับซ้อนและให้ผลการคำนวณค่ากระแสชดเชยอ้างอิงที่ถูกต้องแม่นยำ อีกทั้งยังสามารถคำนวณค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟเพื่อใช้ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้อีกด้วย สำหรับระบบการควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ได้พิจารณาการควบคุมให้อยู่บนแกนดีคิว เนื่องจากการควบคุมดังกล่าวปริมาณบนแกนดีคิวให้ผลตอบสนองที่รวดเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงของรูปสัญญาณ ในส่วนของการสร้างสัญญาณพัลส์ไปควบคุมการทำงานของสวิตช์อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่นำมาใช้เป็นวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน เลือกใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม เนื่องจากเทคนิคดังกล่าวมีความถี่การสวิตช์คงที่เท่ากับความถี่ของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม และมีหลักการทำงานที่ไม่ซับซ้อน เหมาะสำหรับนำมาใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ตัวควบคุม 3 ชนิด คือ ตัวควบคุม PI ตัวควบคุม SMC และตัวควบคุมโหมดการเลื่อนเชิงปรับตัว (Adaptive Sliding Mode Control : Adaptive SMC) ซึ่งตัวควบคุมดังกล่าวสามารถควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรงได้ดี โดยตัวควบคุม SMC จะทำการออกแบบโดยใช้วิธีการค้นหาแบบ ATS ในการระบุค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม และในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ตัวควบคุม SMC ที่ได้รับการออกแบบจากวิธีการดังกล่าว จะทำงาน

ร่วมกันกับพีชชีลอจิก ซึ่งจะเรียกเทคนิคนี้ว่า Adaptive SMC การจำลองสถานการณ์ใช้เทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูปผ่านโปรแกรม MATLAB/Simulink ในการสร้างบล็อกการทำงานร่วมกันกับบอร์ด DSP รุ่น eZdsp™F28335 โดยมีดัชนีชี้วัด คือ ค่า $\%THD_i$ ของกระแสที่แหล่งจ่าย ภายใต้กรอบมาตรฐาน IEEE Std.519-2014



บทที่ 3

การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง

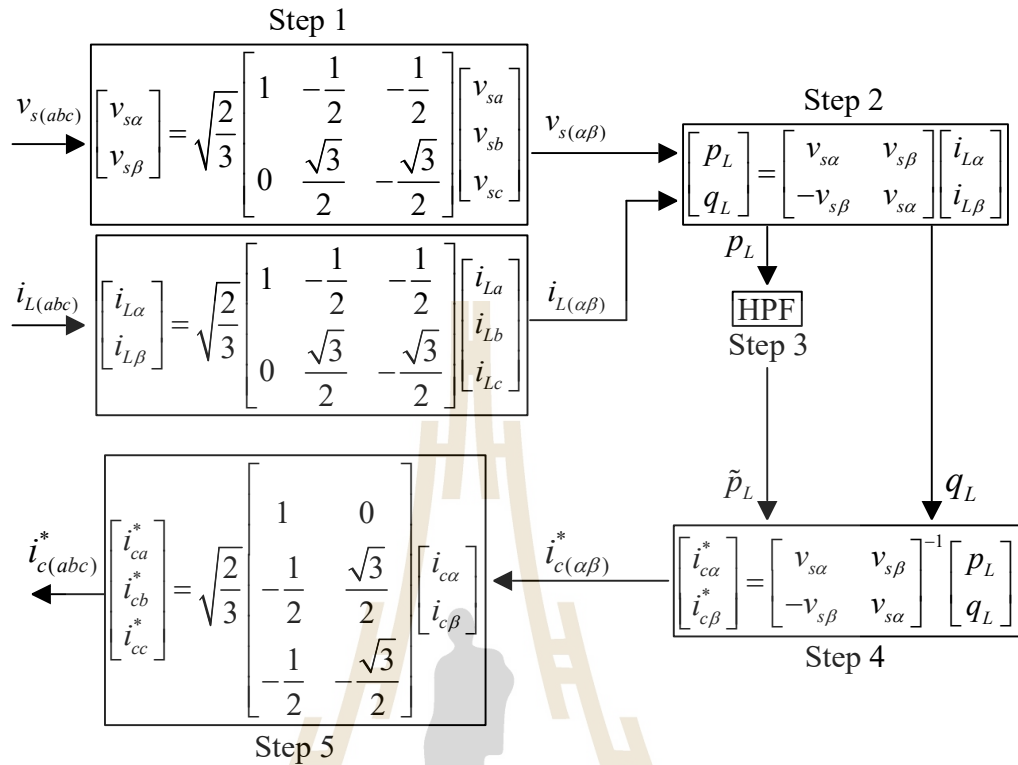
3.1 บทนำ

การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแยกที่ฟแบบขนานเป็นกระบวนการหาค่ากระแสชดเชยอ้างอิงให้กับระบบควบคุมกระแสชดเชย ด้วยเหตุนี้กระบวนการดังกล่าวจึงมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า งานวิจัยในอดีตจนถึงปัจจุบันมีการนำเสนอวิธีการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกอยู่หลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีมีจุดเด่นและข้อจำกัดแตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ของการนำไปใช้งาน บทนี้นำเสนอวิธีการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง (Instantaneous Power Theory) หรือที่เรียกว่าวิธี PQ เนื่องจากวิธีการนี้มีขั้นตอนการคำนวณที่ไม่ซับซ้อนและให้ผลการคำนวณค่ากระแสชดเชยอ้างอิงที่ถูกต้องแม่นยำ วิธีการดังกล่าวยังมีการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าร์แยกที่ฟเพื่อใช้ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้ดีขึ้นได้อีกด้วย เนื้อหาที่นำเสนอในบทนี้ ประกอบด้วย ขั้นตอนการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง การเลือกค่าความถี่ตัดผ่าน การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป และผลการจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ

3.2 การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง

การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ มีโครงสร้างการคำนวณแสดงได้ ดังรูปที่ 3.1 จากรูปข้างต้น วิธี PQ มีอินพุตในการคำนวณ คือ แรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) และกระแสไฟฟ้าที่โหลด (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) ส่วนเอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณ คือ กระแสชดเชยอ้างอิง ($i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$) สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแยกที่ฟแบบขนาน ขั้นตอนในการคำนวณแสดงได้ ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 แปลงปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายและกระแสไฟฟ้าที่โหลดจากปริมาณบนแกนสามเฟสให้อยู่บนแกน $\alpha\beta$ ($v_{s(\alpha\beta)}, i_{L(\alpha\beta)}$) ด้วยวิธีการแปลงแบบคลาร์ก



รูปที่ 3.1 โครงสร้างการตรวจจ็ับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่งทางด้านโหลด (p_L) และกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่งทางด้านโหลด (q_L) โดยนำค่า $v_{s(\alpha\beta)}$ และ $i_{L(\alpha\beta)}$ จากขั้นตอนที่ 1 มาพิจารณาในการคำนวณค่า p_L และ q_L ประกอบไปด้วย ปริมาณกำลังไฟฟ้ากระแสตรง (\bar{p}_L, \bar{q}_L) และปริมาณกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ (\tilde{p}_L, \tilde{q}_L) ซึ่งเขียนได้ ดังสมการที่ (3.1) และ (3.2) ตามลำดับ

$$p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L \quad (3.1)$$

$$q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L \quad (3.2)$$

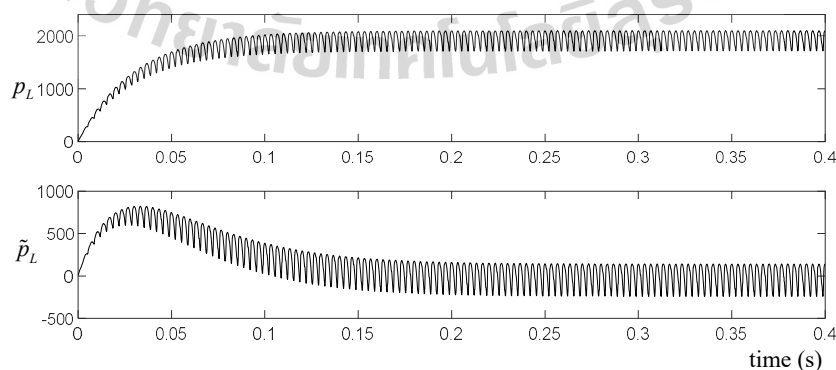
ขั้นตอนที่ 3 แยกปริมาณฮาร์มอนิกของค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟที่เป็นปริมาณกระแสสลับ (\tilde{p}_L) โดยใช้ตัวกรองผ่านสูง (High Pass Filter: HPF) แสดงได้ดังรูปที่ 3.2(ก) ในขณะที่ค่า q_L ไม่ต้องมีการแยกปริมาณกระแสสลับออกจากปริมาณกระแสตรง ทั้งนี้เพื่อชดเชยค่ากำลังไฟฟ้า

รีแอกทีฟในระบบ จากนั้นนำค่าดังกล่าวมาคำนวณค่ากระแสชดเชยอ้างอิงบนแกน $\alpha\beta$ (i_{ca}^* , $i_{c\beta}^*$) แสดงได้ดังสมการที่ (3.3) ตัวกรองผ่านสูงในขั้นตอนนี้อาจจำเป็นต้องกำหนดค่าความถี่ตัดผ่าน (Cutoff Frequency: f_c) ซึ่งการกำหนดค่าดังกล่าว จะพิจารณาจากรูปที่ 3.2(ข) ซึ่งเป็นสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟทางด้านโหลด จากข้อมูลสเปกตรัมที่ปรากฏ พบว่า จะต้องออกแบบวงจร HPF ให้กรองความถี่สูงได้ตั้งแต่ 300 เฮิรตซ์เป็นต้นไป ดังนั้นการกำหนดค่าความถี่ตัดผ่านสำหรับตัวกรองผ่านสูงจะต้องมีค่าอยู่ในช่วง 0 ถึง 300 เฮิรตซ์ โดยในงานวิจัยนี้ เลือกใช้ความถี่ตัดผ่านที่ 5 เฮิรตซ์ ซึ่งภายหลังการแยกปริมาณฮาร์มอนิก สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ จะแสดงได้ดังรูปที่ 3.2(ค)

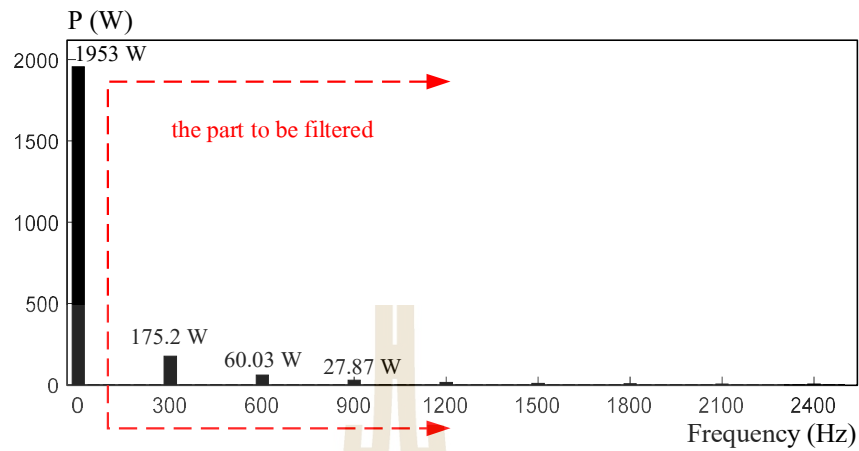
$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sa} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{sa} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p}_L \\ q_L \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

ขั้นตอนที่ 4 แปลงสัญญาณ i_{ca}^* และ $i_{c\beta}^*$ กลับไปเป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนสามเฟส จะได้สัญญาณกระแสชดเชยอ้างอิงบนแกนสามเฟส (i_{ca}^* , i_{cb}^* , i_{cc}^*)

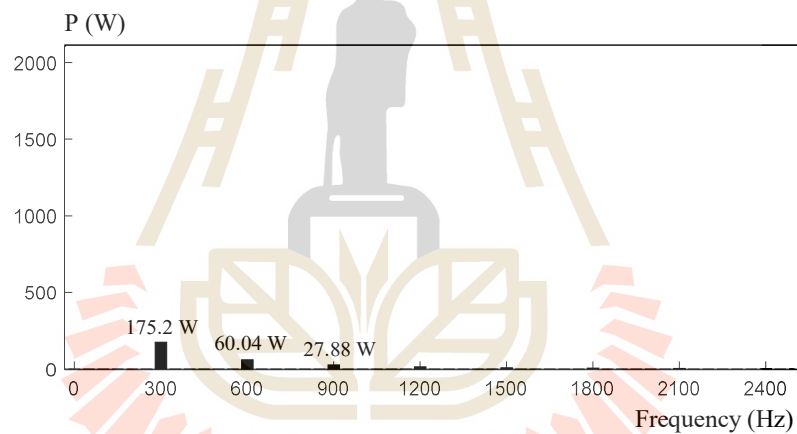
$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} \quad (3.4)$$



รูปที่ 3.2(ก) สัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและสัญญาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกระแสสลับ



รูปที่ 3.2(ข) สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟก่อนการตรวจจับ

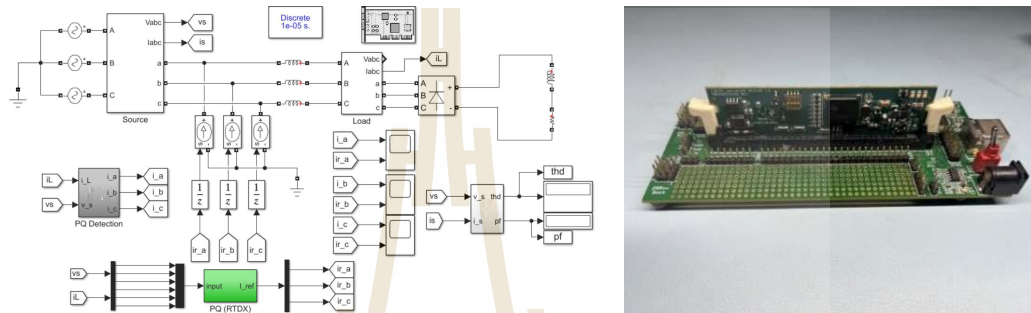


รูปที่ 3.2(ค) สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟหลังการตรวจจับ

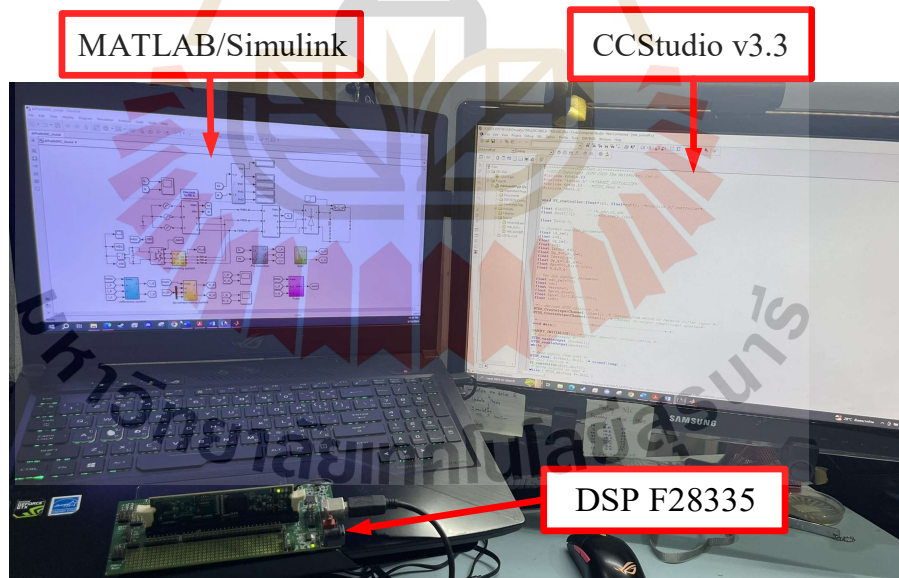
3.3 การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป

การจำลองสถานการณ์โดยใช้เทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware in the Loop: HIL) เป็นการจำลองสถานการณ์โดยการใช้งานโปรแกรม MATLAB/Simulink ร่วมกับบอร์ด DSP การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคนี้มีข้อดี คือ ใช้ทดสอบความถูกต้องของอัลกอริทึมที่พัฒนาขึ้นบนบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ก่อนทดสอบกับระบบฮาร์ดแวร์จริง และยังช่วยประเมินเหตุการณ์ที่อาจจะเกิดขึ้นกับอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์และอุปกรณ์ไฟฟ้าในระบบที่พิจารณาก่อนการทดสอบจริง (Narongrit, K-PL. Areerak and K-PN. Areerak 2015) เครื่องมือที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์

แบบฮาร์ดแวร์ในรูป ประกอบด้วย ซอฟต์แวร์ (โปรแกรม MATLAB/Simulink) และอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์ (การ์ด DSP รุ่น TMS320F28335 ที่เชื่อมต่อบอร์ด docking station) ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.3 การเชื่อมต่อระหว่างโปรแกรม MATLAB/Simulink และบอร์ด DSP จะเชื่อมต่อผ่านคอมพิวเตอร์ ด้วยสาย USB JTAG emulator ดังแสดงในรูปที่ 3.4



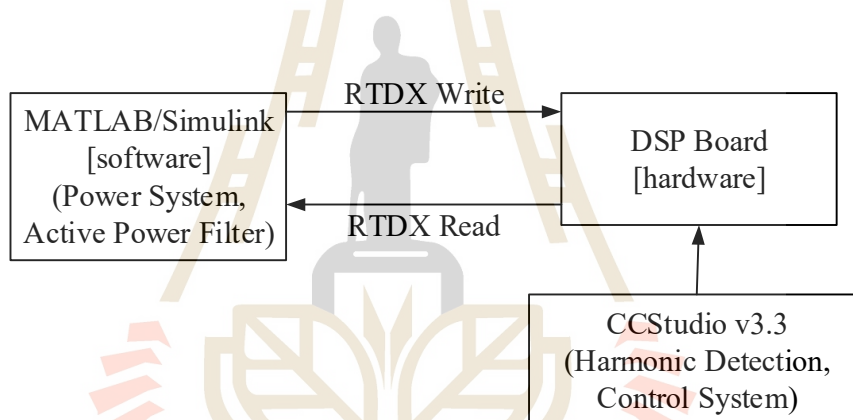
รูปที่ 3.3 โปรแกรม MATLAB/Simulink และบอร์ด DSP รุ่น TMS320F28335 ที่เชื่อมต่อบอร์ด docking station



รูปที่ 3.4 การเชื่อมต่อบอร์ด DSP กับคอมพิวเตอร์ผ่านสาย USB JTAG emulator

การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป อาศัยบล็อกสำหรับส่งผ่านข้อมูลระหว่างโปรแกรม MATLAB/Simulink กับบอร์ด DSP ซึ่งประกอบด้วย บล็อกสำหรับส่งข้อมูลอินพุต

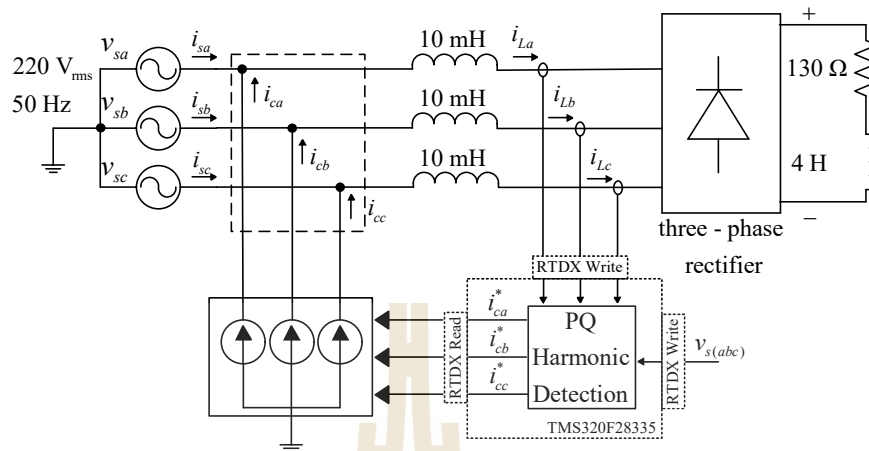
ไปยังบอร์ด DSP (Real Time Data Exchange Write: RTDX Write) และบล็อกสำหรับรับข้อมูล (Real Time Data Exchange Read: RTDX Read) ดังแสดงในรูปที่ 3.5 การเขียนชุดคำสั่งการควบคุมจะดำเนินการผ่านโปรแกรม CCStudio V3.3 (โปรแกรมควบคุมการทำงานของบอร์ด DSP) จากนั้นเมื่อบอร์ด DSP ทำการคำนวณตามการโปรแกรมเรียบร้อยแล้ว เอาต์พุตที่ได้จากบอร์ด DSP จะถูกนำส่งกลับไปยังโปรแกรม MATLAB/Simulink ด้วยคำสั่ง RTDX Write ก่อนที่โปรแกรม MATLAB/Simulink จะทำการรับค่าผ่านบล็อก RTDX Read ในการรับเอาต์พุตที่ได้ไปใช้งานต่อไป โดยหลักการข้างต้นเป็นเพียงการจำลองสถานการณ์ในหนึ่งรอบของการซักรั่วอย่าง (Sampling Time) เท่านั้น ส่วนในรอบถัด ๆ ไป จะดำเนินการในลักษณะเดิมเพียงแต่ค่าอินพุตที่ใช้ในการคำนวณจะเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาของระบบจำลองสถานการณ์ (Trongjai, Narongrit and Areerak, 2019) ผลการจำลองสถานการณ์ในวิทยานิพนธ์ทั้งหมดนี้จะใช้เทคนิค HIL



รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมการเชื่อมต่อโปรแกรม MATLAB/Simulink กับบอร์ด DSP

3.4 ผลการจำลองสถานการณ์การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ

การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ สามารถอธิบายโครงสร้างของระบบได้ ดังรูปที่ 3.6 จากรูปข้างต้น ระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลมีการเชื่อมต่อกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ วงจรกรองกำลังแอกทีฟเลือกใช้เป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบอุดมคติ เพื่อให้ผลลัพธ์ของการฉีดกระแสชดเชยเป็นไปอย่างสมบูรณ์ กระแสชดเชยจะมีค่าเท่ากับกระแสชดเชยอ้างอิงที่ได้จากสมการที่ (3.4)



รูปที่ 3.6 ระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ

จากรูปที่ 3.6 สังเกตได้ว่า แหล่งจ่ายต่อเข้ากับโหลดที่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ส่งผลให้ระบบมีกระแสฮาร์มอนิกเกิดขึ้น กระบวนการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ จึงมีหน้าที่คำนวณกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบ กระแสทางด้านโหลดและแรงดันที่จุดต่อร่วม (Point of Common Coupling หรือ PCC) ถูกตรวจวัดเพื่อทำการคำนวณค่า $i_{c(abc)}^*$ ให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบอุดมคติ จากนั้นวงจรดังกล่าว จะทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชย (i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}) ให้กับระบบที่จุด PCC ลักษณะการฉีดกระแสชดเชยสามารถอธิบายได้จากกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ซึ่งจะได้มาจากการสัมพันธ์ของกระแสที่จุด PCC ดังสมการที่ (3.5) จากสมการข้างต้น สามารถอธิบายได้ว่า ระบบก่อนที่จะมีการชดเชยกระแสฮาร์มอนิก กระแสอ้างอิงจะมีค่า เท่ากับ 0 ($i_{ck} = 0$) ส่งผลให้ค่ากระแสที่แหล่งจ่ายและค่ากระแสที่โหลดมีค่าเท่ากัน ($i_{sk} = i_{Lk}$) ภายหลังจากการชดเชยกระแสฮาร์มอนิก กระแสอ้างอิงจะมีค่าเท่ากับผลต่างระหว่างกระแสที่โหลดกับกระแสที่แหล่งจ่าย ($i_{ck} = i_{Lk} - i_{sk}$)

$$i_{sk} = i_{Lk} - i_{ck} \quad (3.5)$$

โดยที่ i_{sk} คือ กระแสที่แหล่งจ่ายในแต่ละเฟส (a, b, c)

i_{ck} คือ กระแสชดเชยฮาร์มอนิกในแต่ละเฟส (a, b, c)

i_{Lk} คือ กระแสที่โหลดในแต่ละเฟส (a, b, c)

สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ ถูกชี้วัดจากค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิก ($\%THD_{i,ave}$) แสดงได้ดังสมการที่ (3.6) และ (3.7) โดยอ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE Std.519 – 2014 และค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor: PF) แสดงได้ดังสมการที่ 3.8 โดยที่ กำลังไฟฟ้ารวม (P) คำนวณได้ดังสมการ (3.9) และค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏ (S) คำนวณได้ดังสมการ (3.10)

$$\%THD_{i,n} = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{50} I_{n,h}^2}{I_{n,1}}} \times 100\% \quad ; n = a, b, c \quad (3.6)$$

$$\%THD_{i,ave} = \sqrt{\frac{\sum_{n=a,b,c} THD_{i,n}^2}{3}} \quad (3.7)$$

$$PF = \frac{P}{S} \quad (3.8)$$

$$P = \sum_n \sum_h V_{n,h} I_{n,h} \cos(\theta_{nh}) \quad ; n = a, b, c \quad (3.9)$$

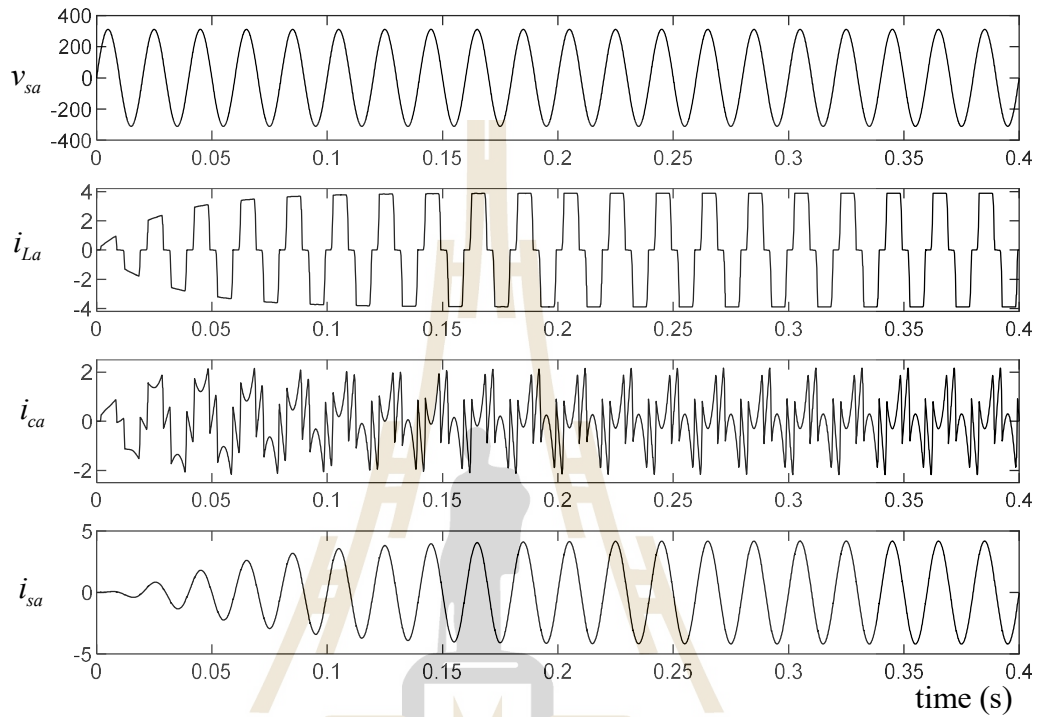
$$S = V_s \cdot I_s = \sqrt{V_{sa}^2 + V_{sb}^2 + V_{sc}^2} \cdot \sqrt{I_{sa}^2 + I_{sb}^2 + I_{sc}^2} \quad (3.10)$$

โดยที่ $I_{n,h}$ คือ แอมพลิจูดของกระแสไฟฟ้าอันดับฮาร์มอนิก (h) ใด ๆ

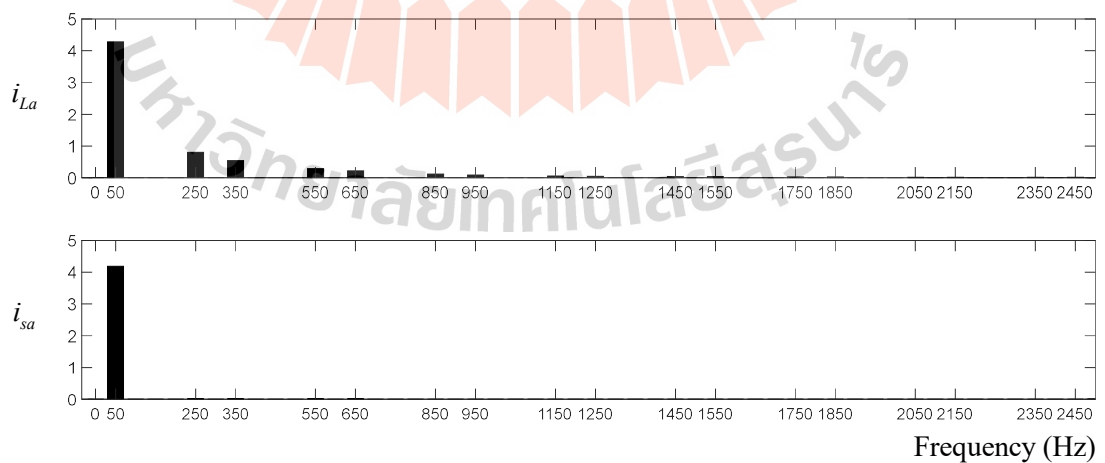
θ_{nh} คือ ผลต่างมุมเฟสเลื่อนระหว่างแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายและกระแสไฟฟ้า

รูปที่ 3.7 แสดงรูปสัญญาณกระแสที่โหลดเฟส a (i_{La}) พบว่า รูปสัญญาณมีความบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปไซน์ เนื่องจากเกิดกระแสฮาร์มอนิกขึ้นในระบบ ภายหลังจากการฉีดกระแสชดเชย (i_{ca}) พบว่า รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายเฟส a (i_{sa}) มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น เมื่อพิจารณาเปกตรัมของกระแสหลังการชดเชยดังรูปที่ 3.8 พบว่า ปริมาณของกระแสฮาร์มอนิกที่แหล่งจ่ายในระบบ ได้ถูกกำจัดออกไป เหลือเพียงความถี่มูลฐานเท่านั้น ซึ่งจะสอดคล้องกับรูปสัญญาณ i_{sa} ที่มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น โดยสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกับกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย

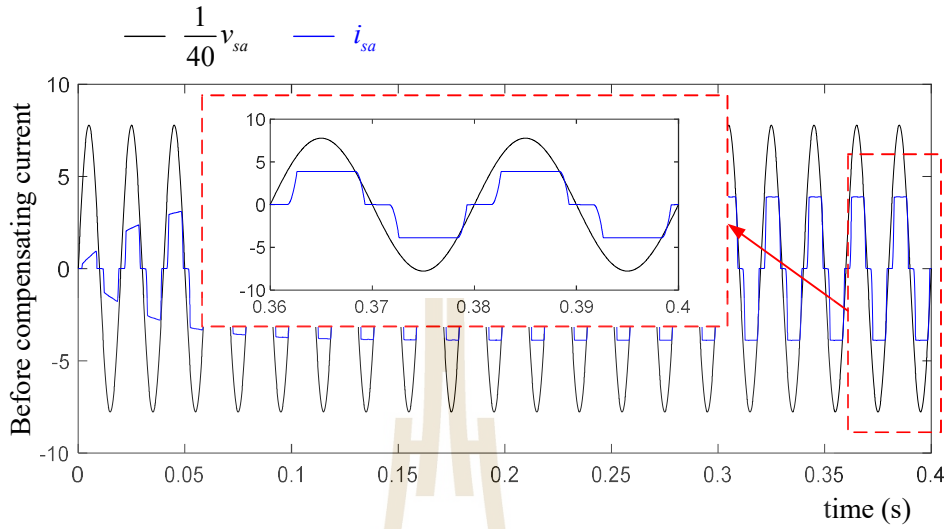
ของเฟส a พิจารณาได้ดังรูปที่ 3.9 (สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทำการปรับให้มีค่าลดลง 40 เท่าเพื่อให้พิจารณารูปสัญญาณได้ง่ายขึ้น) และยังสามารถพิจารณาได้จากค่า $\%THD_i$ ที่แสดงดังตารางที่ 3.1



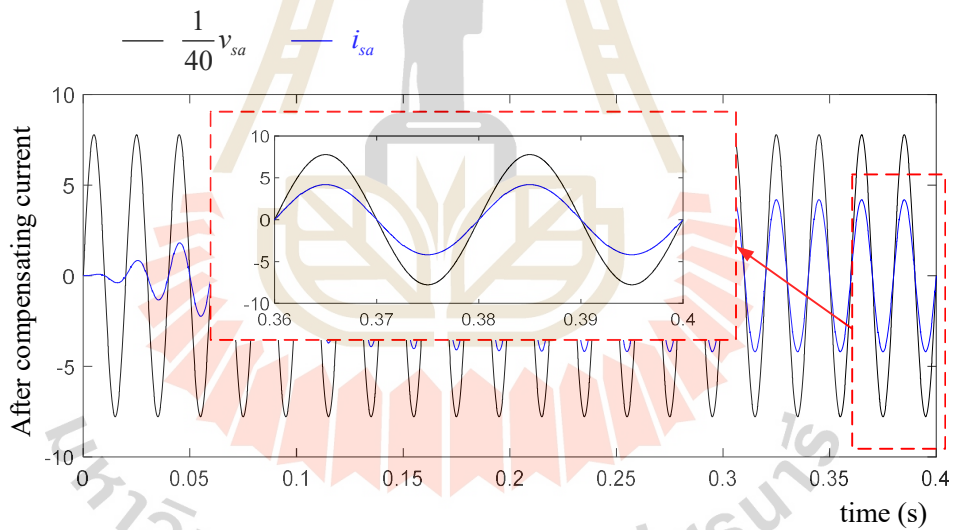
รูปที่ 3.7 ผลการจำลองสถานการณ์การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ที่เฟส a



รูปที่ 3.8 สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าเฟส a



รูปที่ 3.9(ก) สัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเฟส a ก่อนการฉีดกระแสชดเชย



รูปที่ 3.9(ข) สัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสที่ไฟฟ้าแหล่งจ่ายเฟส a ภายหลังการฉีดกระแสชดเชย

จากตารางที่ 3.1 พบว่าระบบก่อนการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกมีค่า $\%THD_i$ ของแต่ละเฟส เท่ากับ 24.38 % และค่า PF เท่ากับ 0.95 ภายหลังจากที่มีการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกให้กับระบบ พบว่า ค่า $\%THD_i$ ของเฟส abc มีค่า เท่ากับ 1.48 %, 1.45 % และ 1.51 % ตามลำดับ ค่า PF เท่ากับ 0.99 จากผลดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ สามารถชดเชยกระแส

ฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่า PF ให้กับระบบ ส่งผลให้สมรรถนะการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE Std. 519 – 2014

ตารางที่ 3.1 สมรรถนะการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ

เฟส	ก่อนการชดเชย		หลังการชดเชย	
	$\%THD_i$	PF	$\%THD_i$	PF
a	24.38	0.95	1.48	0.99
b	24.38		1.45	
c	24.38		1.51	

3.5 สรุป

การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกเป็นกระบวนการหนึ่งที่มีความสำคัญ สมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบ เนื่องจากเป็นส่วนที่ใช้ในการคำนวณหาค่ากระแสชดเชยอ้างอิงให้กับระบบควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ในบทนี้ได้นำเสนอขั้นตอนการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ การเลือกค่าความถี่ตัดผ่านของตัวกรองความถี่สูงซึ่งพิจารณาจากปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบ โดยค่าที่เหมาะสมจะสามารถกำจัดปริมาณฮาร์มอนิกให้ลดลงได้อย่างมาก ในงานวิจัยนี้ เลือกใช้ค่าความถี่ตัดผ่าน เท่ากับ 5 เฮิรตซ์ โดยผลการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิค HIL พบว่า วิธีการที่นำเสนอสามารถชดเชยกระแสฮาร์มอนิก ตามมาตรฐาน IEEE Std. 519 – 2014 และปรับปรุงค่า PF ได้ดี ให้สมรรถนะในการชดเชยที่ดี ดังแสดงในผลการจำลองสถานการณ์ที่ได้นำเสนอไว้ข้างต้น

บทที่ 4

การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ

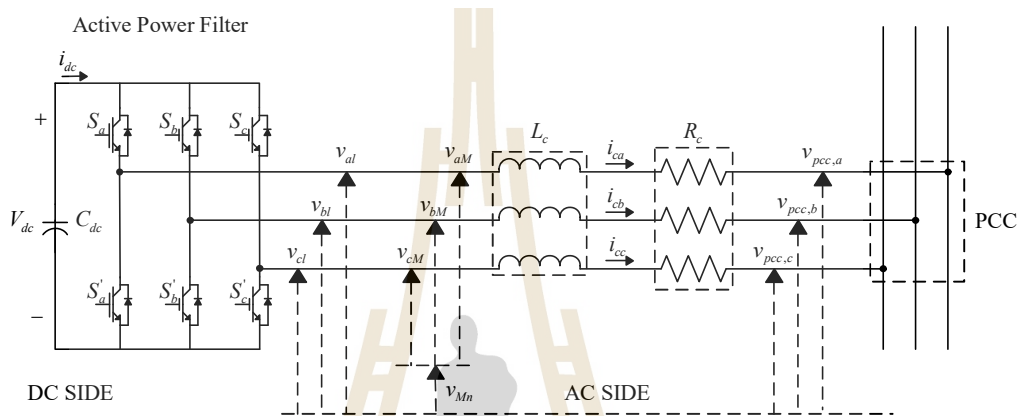
4.1 บทนำ

การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้แบ่งออกเป็น 2 ส่วน ได้แก่ ระบบควบคุมกระแสชดเชยและระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ระบบควบคุมทั้งสองจะถูกพิจารณาให้อยู่บนแกนดีคิวและใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อออกแบบค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุม ในบทนี้จึงนำเสนอการวิเคราะห์วงจรรอกำลังแอกทีฟ เพื่อหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวสำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุม นอกจากนี้การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟที่เหมาะสมเป็นปัจจัยที่สำคัญอย่างยิ่งต่อสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของวงจรรอกำลังแอกทีฟ ซึ่งก็จะได้นำเสนอในบทนี้ รายละเอียดในการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ ถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.2 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ ถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.3 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมกระแสชดเชยและแรงดันบัสไฟตรง ถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.4 และ หัวข้อที่ 4.5 ตามลำดับ รวมถึงการออกแบบสัญญาณการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.6 ผลการจำลองสถานการณ์ ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.7 และหัวข้อที่ 4.8 เป็นการสรุปผลการดำเนินงานในบทนี้

4.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

รูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างของวงจรรอกำลังแอกทีฟ ซึ่งมีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน วงจรดังกล่าวมีไอจีบีที 6 ตัว ทำหน้าที่ควบคุมการฉีดของกระแสชดเชยทางด้านไฟกระแสสลับ (AC SIDE) วงจรรอกำลังแอกทีฟจะมีการเชื่อมต่อกับจุด PCC ผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L_c) ที่ต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน (R_c) ทั้งสามเฟส แรงดันเอาต์พุตของวงจรรอกำลังแอกทีฟ (v_{al}, v_{bl}, v_{cl}) มีหน้าที่ควบคุมทิศทางการฉีดกระแสชดเชย (i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}) เพื่อให้กระแสชดเชยจริงมีลักษณะรูปสัญญาณใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิง ($i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$) ที่ได้มาจากการตรวจจับ

กระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ในบทที่ 3 เมื่อพิจารณาทางด้านไฟกระแสตรง (DC SIDE) พบว่า ตัวเก็บประจุ (C_{dc}) มีหน้าที่ในการเก็บสะสมและคายพลังงานเพื่อใช้ในการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ โดยที่ค่าระดับแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะต้องได้รับการควบคุมให้มีจุดการทำงานที่เหมาะสมต่อไป



รูปที่ 4.1 โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟจะเริ่มพิจารณาจากกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ทางด้านไฟกระแสสลับ เพื่อหาสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยสามเฟส จะได้ ดังสมการที่ (4.1) ถึง (4.3) ตามลำดับ

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

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

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

โดยที่ $v_{(abc)M}$ คือ แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เฟส a , b และ c เทียบกับแรงดันบัสไฟตรงทางด้านลบ

v_{Mn} คือ แรงดันบัสไฟตรงทางด้านลบเทียบกับกราวด์

ในงานวิจัยนี้จะพิจารณาระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลเท่านั้น ดังนั้น การวิเคราะห์จะไม่กล่าวถึงปริมาณไฟฟ้าลำดับศูนย์ ผลรวมของแรงดันที่จุด PCC และผลรวมของกระแสขดเซยทั้งสามเฟสแสดงได้ ดังสมการที่ (4.4) และ (4.5) จากข้อกำหนดดังกล่าวทำให้สามารถจัดเทอมผลรวมสมการเชิงอนุพันธ์ ในสมการที่ (4.1) ถึง (4.3) ได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (4.6)

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

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

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

จากนั้นทำการแทนสมการที่ (4.6) ลงในสมการที่ (4.1) ถึง (4.3) จะได้สมการที่ (4.7) ถึง (4.9) จากนั้น ทำการจัดเทอมของสมการข้างต้นให้อยู่ในรูปทั่วไปแสดงได้ ดังสมการที่ (4.10) โดยตัวแปร k แทนเฟส a, b และ c

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

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

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

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

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรงกรองกำลังแยกทีฟ ในรูปที่ 4.1 สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.11) และ (4.12) ตามลำดับ โดยที่ค่า c_k คือ ฟังก์ชัน

การสวิตช์ (Switching function : c_k) ของไอจีบีที ซึ่งมีเงื่อนไขการทำงานแสดงได้ ดังสมการที่ (4.13) เมื่อทำการแทนสมการที่ (4.11) ลงในสมการที่ (4.10) จะได้ ดังสมการที่ (4.14)

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

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

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

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

จากสมการที่ (4.14) เทอมของ c_k สามารถถูกจัดให้เป็นฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ (Switching state function : d_k) แสดงได้ดังสมการที่ (4.15) สมการข้างต้นถูกจัดให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ของ d_k แสดงได้ดังสมการที่ (4.16) ดังนั้น สมการที่ (4.14) จึงถูกจัดรูปได้ใหม่ แสดงได้ดังสมการที่ (4.17) ซึ่งเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสขดเคียบบนแกนสามเฟส

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

$$[\mathbf{d}_k] = \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

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

เมื่อพิจารณาทางด้านไฟกระแสตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ ในรูปที่ 4.1 พบว่า สมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรงสามารถหาผลเฉลยได้โดยวิเคราะห์ด้วยกฎกระแสของ

เคอร์ชอฟฟ์ (KCL) สมการที่ (4.12) ถูกจัดทอมเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรง แสดงได้ดังสมการที่ (4.18)

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

จากสมการที่ (4.17) และ (4.18) ทำให้ได้แบบจำลองเชิงพลวัตของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานบนแกนสามเฟส ดังสมการที่ (4.19)

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

โครงสร้างการควบคุมการฉีดกระแสชดเชย และโครงสร้างการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ พิจารณาการควบคุมอยู่บนแกนดีคิว ดังนั้น ขั้นตอนต่อไป คือ การนำแบบจำลองเชิงพลวัตบนแกนสามเฟสตามสมการที่ (4.19) แปลงให้อยู่บนแกนดีคิว โดยพิจารณาผ่านเมตริกซ์การแปลงของปาร์ค แสดงได้ดังสมการที่ (4.20) โดยกำหนดให้ f_a , f_b และ f_c คือ ปริมาณทางไฟฟ้าใด ๆ ของเฟส a , b และ c ตามลำดับ ในขณะที่ f_d และ f_q คือ ปริมาณทางไฟฟ้าใด ๆ บนแกนดีคิว หากต้องการผลเฉลยการแปลงบนแกนดีคิวสามารถทำได้ โดยใช้สมการที่ (4.21) สำหรับเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]$ และ $[\mathbf{K}]^{-1}$ แสดงได้ดังสมการที่ (4.22) และ (4.23) ตามลำดับ โดยที่ ค่ามุมเฟส ($\theta = \omega t$) มีความเร็วเชิงมุมเท่ากับ ω เรเดียนต่อวินาที

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

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

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

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

เมื่อพิจารณาฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนสามเฟส (\mathbf{d}_k) ดังสมการที่ (4.24) สมการข้างต้นมีตัวแปรที่สำคัญ ได้แก่ ค่า ϕ ซึ่งคือ ค่ามุมเฟสเริ่มต้นของ \mathbf{d}_k และค่า M ซึ่งคือ ค่าดัชนีการมอดูเลต (Modulation index)

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

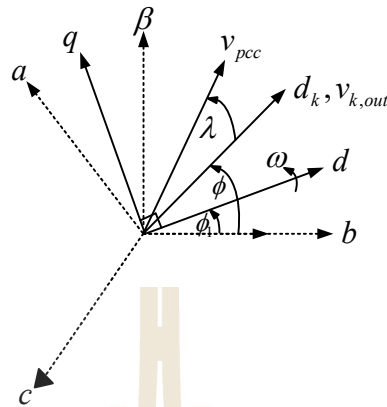
จากสมการที่ (4.24) ทำการแปลงฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ให้อยู่บนแกนดีคิว โดยแทนความสัมพันธ์ของสมการดังกล่าวในสมการที่ (4.20) และใช้คุณสมบัติทางตรีโกณมิติ จะได้สมการที่ (4.25) โดยที่ค่า ϕ คือ มุมเฟสเริ่มต้นของแกนหมุนดีคิว

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

ขั้นตอนถัดไปทำการวิเคราะห์หาแรงดันที่จุด PCC บนแกนดีคว โดยแสดงได้ดังสมการที่ (4.26) จากสมการข้างต้น λ คือ ค่ามุมเหลื่อมระหว่างเวกเตอร์ของแรงดันเอาต์พุตกับเวกเตอร์แรงดันที่จุด PCC

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi_1) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) \\ -\sin(\omega t + \phi_1) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) \end{bmatrix} \\ &\cdot \begin{bmatrix} v_m \cos(\omega t + \phi + \lambda) \\ v_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi + \lambda\right) \\ v_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi + \lambda\right) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_m \cos(\phi - \phi_1 + \lambda) \\ v_m \sin(\phi - \phi_1 + \lambda) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.26)$$

รูปที่ 4.2 แสดงแผนภาพเฟสเซอร์ของระบบที่พิจารณา พบว่า เวกเตอร์แรงดันเอาต์พุต ($v_{k,out}$) มีมุมเฟสเริ่มต้นเดียวกันกับเวกเตอร์ d_k ซึ่งเท่ากับ ϕ เวกเตอร์มุมเฟสเริ่มต้นของแรงดันที่จุด PCC (v_{pcc}) ทำมุมเฟสต่างกับเวกเตอร์ข้างต้น เท่ากับ λ และแกนดีควหมุนด้วยความเร็วเชิงมุมเท่ากับ ω เรเดียนต่อวินาที ในงานวิจัยนี้กำหนดให้ มุมเฟสเริ่มต้นของเวกเตอร์ $v_{k,out}$ มีมุมเดียวกับมุมเฟสเริ่มต้นของแกนหมุนดีคว ($\phi = \phi_1$) และไม่พิจารณาค่า λ จากเงื่อนไขดังกล่าวทำให้สมการที่ (4.25) และ (4.26) เขียนใหม่ได้ ดังสมการที่ (4.27) และสมการที่ (4.28) ตามลำดับ



รูปที่ 4.2 แผนภาพเฟสเซอร์ของระบบที่พิจารณา

$$\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$\begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

ตัวแปรสถานะของแบบจำลอง ตามสมการที่ (4.19) สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ได้แก่ ส่วนของการควบคุมกระแสชดเชย พิจารณาจากแถวที่ 1 ถึงแถวที่ 3 ของสมการที่ (4.19) และส่วนของการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง พิจารณาจากแถวที่ 4 ของสมการที่ (4.19) กระบวนการแปลงแบบจำลองดังกล่าวให้อยู่บนแกนดีควสามารถวิเคราะห์ได้ ดังนี้

4.2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคว

การวิเคราะห์เริ่มต้นจาก พิจารณาสมการที่ (4.19) ในแถวที่ 1 ถึงแถวที่ 3 ที่เป็นการพิจารณาในส่วนการควบคุมกระแสชดเชย จากนั้นนำมาจัดให้อยู่ในรูปสมการตัวแปรสถานะ ได้ดังสมการที่ (4.29) จากสมการข้างต้น อธิบายด้วยความสัมพันธ์ของสมการที่ (4.21) แสดงได้ดังสมการที่ (4.30)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = -\frac{R_c}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,a} \\ v_{pcc,b} \\ v_{pcc,c} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) &= -\frac{R_c}{L_c} \cdot \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) + \frac{1}{L_c} \cdot \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \right) \\ &\quad - \frac{1}{L_c} \cdot \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (4.30)$$

จากสมการที่ (4.30) พิจารณาเทอม $\frac{d}{dt} \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right)$ ใช้กฎอนุพันธ์ของผลคูณเมตริกซ์ แสดงได้ดังสมการที่ (4.31) จากนั้นแทนสมการข้างต้นลงในสมการที่ (4.30) จะได้ดังสมการที่ (4.32)

$$\frac{d}{dt} \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) = [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) + \left(\frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

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

จากสมการที่ (4.32) ทำการจัดรูปสมการข้างต้นโดยการคูณด้วยเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]$ ทั้งสองฝั่งของสมการ โดยใช้คุณสมบัติความเป็นเมตริกซ์ออร์ทอโกนอล (Orthogonal matrix) คือ เมตริกซ์ $[\mathbf{K}]^{-1}$ เท่ากับ เมตริกซ์ $[\mathbf{K}]^T$ ($[\mathbf{K}]^{-1} = [\mathbf{K}]^T$) ดังนั้น ผลคูณระหว่างเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]$ กับเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]^T$ จะมีค่าเท่ากับเมตริกซ์เอกลักษณ์ (Identify matrix) ($[\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^T = \mathbf{I}$) จากคุณสมบัติข้างต้นสามารถเขียนสมการที่ (4.32) ใหม่ได้ดังสมการที่ (4.33) จากนั้นใช้คุณสมบัติทางตรีโกณมิติ จะได้ดังสมการที่ (4.34)

จากสมการที่ (4.34) พิจารณาเทอม $[\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1}$ โดยการแทนค่าเมตริกซ์ $[\mathbf{K}]$ ลงไปในเทอมดังกล่าว แสดงได้ดังสมการที่ (4.35) จากนั้นแทนสมการดังกล่าว ลงในสมการที่ (4.34)

และใช้คุณสมบัติทางตรีโกณมิติ จะได้สมการอนุพันธ์ของกระแสขดเคย์ที่อยู่บนแกนดีคิว ดังสมการที่ (4.36)

$$[\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} + \left([\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = -\frac{R_c}{L_c} \cdot \left([\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \right) + \frac{1}{L_c} \cdot \left([\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \right) - \frac{1}{L_c} \cdot \left([\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} \right) \quad (4.33)$$

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

$$[\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\ = \frac{2}{3} \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{d}{dt} \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\ = \frac{2}{3} \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} \sin(0) & -\frac{3}{2} \cos(0) & 0 \\ \frac{3}{2} \cos(0) & \frac{3}{2} \sin(0) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

4.2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงบนแกนดีคิว

พิจารณาจากสมการที่ (4.19) ในแถวที่ 4 ซึ่งเป็นการพิจารณาในส่วนของ การควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ดังสมการที่ (4.37) ทำการจัดให้อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์ แสดงได้ดังสมการที่ (4.38) จากสมการข้างต้น สามารถอธิบายด้วยความสัมพันธ์การแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกน ดีคิวของสมการที่ (4.21) จะได้ดังสมการที่ (4.39)

$$\frac{d}{dt} V_{dc} = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot (d_a i_{ca} + d_b i_{cb} + d_c i_{cc}) \quad (4.37)$$

$$\frac{d}{dt} V_{dc} = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot \begin{pmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{pmatrix}^T \cdot \begin{pmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{pmatrix} \quad (4.38)$$

$$\frac{d}{dt} V_{dc} = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{pmatrix} d_d \\ d_q \end{pmatrix}^T \right) \cdot \left([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{pmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{pmatrix} \right) \quad (4.39)$$

จากสมการที่ (4.39) เมื่อใช้คุณสมบัติความเป็นเมตริกซ์ออร์ทอโกนอล และจัดเทอม สมการดังกล่าวใหม่ จะได้ดังสมการที่ (4.40)

$$\frac{d}{dt} V_{dc} = -\frac{d_d i_{cd}}{C_{dc}} - \frac{d_q i_{cq}}{C_{dc}} \quad (4.40)$$

จากการวิเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน บนแกนดีคิวข้างต้น สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์เพื่อนำไปใช้ในการออกแบบ ตัวควบคุม แสดงได้ดังสมการที่ (4.41) ซึ่งแบ่งการพิจารณาออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนการควบคุม กระแสชดเชยบนแกนดี และแกนคิว แสดงในเมตริกซ์แถวที่ 1 และแถวที่ 2 ของสมการ และส่วนการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงบนแกนดีคิว แสดงในเมตริกซ์แถวที่ 3 ของสมการ

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega & \frac{d_d}{L_c} \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} & \frac{d_q}{L_c} \\ -\frac{d_d}{C_{dc}} & -\frac{d_q}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

4.3 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานจำเป็นที่จะต้องได้รับการออกแบบในแต่ละส่วนโดยวิธีที่แตกต่างกัน ค่าพารามิเตอร์ที่ต้องพิจารณาในการออกแบบ ประกอบด้วย ค่าตัวเหนี่ยวนำ (L_c) ระดับค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง (V_{dc}^*) และค่าตัวเก็บประจุ C_{dc} การออกแบบค่า L_c จะใช้วิธีการของ Ingram และ Round ซึ่งมีการนำเสนอไว้ในปี ค.ศ. 1997 (Ingram, and Round, 1997) ค่าตัวเหนี่ยวนำดังกล่าวจะต้องมีค่าไม่เกินค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุด ($L_{c(max)}$) ค่าดังกล่าวสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.42)

$$L_{c(max)} = \frac{V_{dc}^* - v_m}{\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)} \quad (4.42)$$

โดยที่ v_m คือ ค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (V)

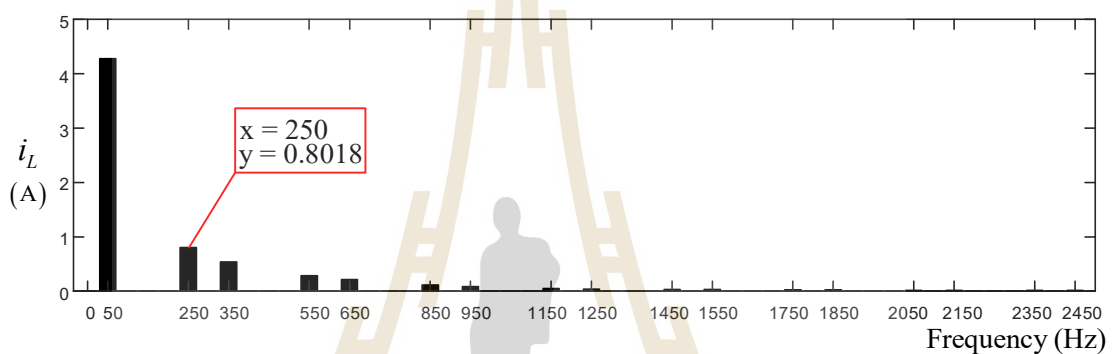
$\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)$ คือ ค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอ้างอิงสูงสุดต่อเวลา (A/s)

จากสมการที่ (4.42) ค่า V_{dc}^* ควรออกแบบให้มีความมากกว่า 1.5 เท่าของค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (Benchaita, SALEM-NIA, and Saadate, 1999) โดยกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 750 โวลต์ และค่า $\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)$ คำนวณได้จากองค์ประกอบของฮาร์มอนิกในระบบ ดังรูปที่ 4.3 โดยพิจารณา ค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอ้างอิงสูงสุด ดังสมการที่ (4.43)

$$\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right) = A(2\pi)f \quad (4.43)$$

โดยที่ A คือ แอมพลิจูดของลำดับกระแสฮาร์โมนิกที่มีขนาดของกระแสสูงสุด
 f คือ ความถี่ของลำดับฮาร์โมนิกที่มีขนาดกระแสสูงสุด

จากรูปที่ 4.3 สังเกตว่า กระแสฮาร์โมนิกที่ความถี่ 250 เฮิรตซ์ (ฮาร์โมนิกลำดับที่ 5) มีแอมพลิจูดสูงสุด เท่ากับ 0.8018 แอมแปร์ ทำการแทนค่าดังกล่าวลงในสมการที่ (4.42) จะได้ค่า $L_{c(max)}$ แสดงได้ดังสมการที่ (4.44)



รูปที่ 4.3 ขนาดของกระแสฮาร์โมนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบ

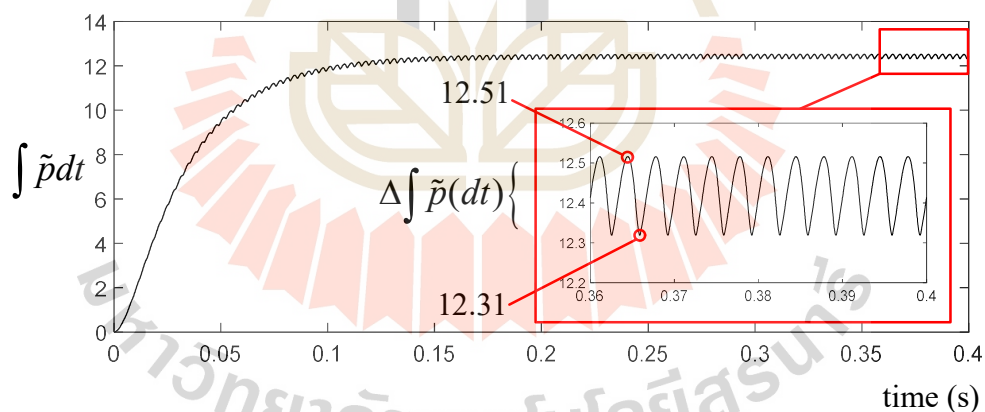
$$L_{c(max)} = \frac{750 - (\sqrt{2} \times 220)}{0.8018 \times (2\pi) \times 250} = 0.3485 \text{ H} \quad (4.44)$$

จากการคำนวณดังกล่าวการออกแบบค่า L_c ต้องมีค่าไม่เกิน 0.3485 เฮนรี ดังนั้น การกำหนดค่าตัวเหนี่ยวนำข้างต้นให้เหมาะสมกับวงจรรองกำลังแอกทีฟ จำเป็นต้องทบทวนงานวิจัยวิทยานิพนธ์ของ ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ ที่นำเสนอไว้ในปี 2552 (ทศพร ณรงค์ฤทธิ์, 2552) ซึ่งใช้วิธีการค้นหาแบบ ATS เพื่อช่วยในการระบุค่าที่เหมาะสม โดยค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากวิธีการข้างต้น มีค่าเท่ากับ 0.039 เฮนรี โดยรายละเอียดเกี่ยวกับการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของวิธีการค้นหาแบบ ATS สามารถดูเพิ่มเติมได้จากบทความที่ได้รับการตีพิมพ์ของ Narongrit, Areerak และ Srikaew ในปี 2009 ชื่อเรื่อง Design of an Active Power Filter using Adaptive Tabu Search ในงานประชุมวิชาการ The 8th WSEAS Conference on Artificial Intelligence, Knowledge Engineering and Data Bases (AIKED'09) หน้าที่ 314 ถึง 318

การออกแบบค่า C_{dc} ใช้วิธีการของ Thomas ที่นำเสนอไว้ในปี ค.ศ. 1998 ซึ่งผลลัพธ์จากการออกแบบใช้การระบุขอบเขตต่ำสุดของค่าความเก็บประจุ ($C_{dc,min}$) สำหรับใช้เป็นแหล่งสะสมพลังงานเพื่อจ่ายแรงดันให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ แสดงได้ดังสมการ (4.45) การออกแบบค่าดังกล่าว มีผลต่อการควบคุมค่าแรงดันกระแสเฟือง (ΔV_{dc}) ให้อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ และส่งผลต่อระยะเวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวของค่าแรงดันบัสไฟตรง เท่ากับ 750 โวลต์ ดังนั้น ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนด ΔV_{dc} มีค่าไม่เกิน 3 โวลต์ หรือไม่เกิน 0.4 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันบัสไฟตรงที่กำหนด โดยค่ากระแสเฟืองของผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ($\Delta \int \tilde{p}(t)dt$) พิจารณาได้ดังรูปที่ 4.4 จากนั้นทำการแทนค่าพารามิเตอร์เพื่อออกแบบค่าตัวเก็บประจุ ดังสมการที่ (4.46)

$$C_{dc(min)} = \frac{\Delta \int \tilde{p}(t)dt}{\Delta V_{dc} \times V_{dc}^*} \quad (4.45)$$

$$C_{dc(min)} = \frac{0.2}{3 \times 750} = 88.89 \mu F \quad (4.46)$$



รูปที่ 4.4 ผลรวมกำลังไฟฟ้าเฉลี่ย

การออกแบบค่า C_{dc} จากสมการที่ (4.45) พบว่า การออกแบบดังกล่าวไม่ได้อ้างอิงค่าพลังงานในตัวเก็บประจุ ส่งผลให้ค่าที่ได้จากสมการดังกล่าว ไม่สามารถยืนยันได้ว่า มีพลังงานเพียงพอต่อการนำไปใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ด้วยเหตุนี้ จึงมีการออกแบบโดยคำนึงถึงค่าพลังงานที่ตัวเก็บประจุ ซึ่งพิจารณาจากสมการที่ (4.47) จากสมการข้างต้น $\tilde{p}(t)$ คือ

อัตราการเปลี่ยนแปลงของพลังงาน $\left(\frac{dE}{dt}\right)$ ที่ตัวเก็บประจุเทียบกับเวลา เมื่อทำการจัดรูปเทอมสมการเชิงอนุพันธ์ให้อยู่ในรูปเทอมอินทิเกรต จะแสดงได้ ดังสมการที่ (4.48) ซึ่งจะได้ค่า $C_{dc,min}$ ดังสมการที่ (4.49) โดยที่ $\int \tilde{p}(t)dt$ คือ ผลรวมกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยในสภาวะคงตัว

$$\tilde{p}(t) = V_{dc} i_{dc} = \frac{dE}{dt} \quad (4.47)$$

$$E = \int \tilde{p}(t)dt = \int \left(V_{dc} \cdot C_{dc} \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} \right) dt = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (4.48)$$

$$C_{dc,min} = \frac{2 \cdot \int \tilde{p}(t)dt}{V_{dc}^2} = \frac{2(12.41)}{750^2} = 44.124 \mu\text{F} \quad (4.49)$$

จากการออกแบบค่า C_{dc} ทั้ง 2 กรณี สามารถระบุขอบเขตต่ำสุดของการกำหนดค่าตัวเก็บประจุอยู่ที่ 88.89 ไมโครฟารัด ดังนั้น ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงกำหนดค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน เท่ากับ 200 ไมโครฟารัด โดยอ้างอิงตามงานวิจัยวิทยานิพนธ์ของพลสิทธิ์ ศานติประพันธ์ ที่ได้นำเสนอไว้ในปี 2554 (พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, 2554)

จากการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เพื่อใช้ในงานวิจัยนี้ สรุปได้ว่าค่า L_c มีค่าเท่ากับ 0.039 เฮนรี ค่า V_{dc}^* มีค่าเท่ากับ 750 โวลต์ และค่า C_{dc} มีค่าเท่ากับ 200 ไมโครฟารัด โดยค่าทั้งหมดจะถูกนำไปใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของระบบ และนำไปใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุม PI ในการควบคุมกระแสชดเชยและการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง เพื่อยืนยันความถูกต้องของการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ซึ่งได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.4 และหัวข้อที่ 4.5 ตามลำดับ

4.4 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย

ระบบควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานจะพิจารณาด้านแบนด์วิดท์ โดยอาศัยสมการอนุพันธ์ของกระแสชดเชยบนแบนด์วิดท์ จากสมการที่ (4.36) ที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 4.2 โดยทำการจัดรูปใหม่จะได้ ดังสมการที่ (4.50) และ (4.51) ตามลำดับ

$$L_c \frac{di_{cd}}{dt} = -R_c i_{cd} + \omega L_c i_{cq} + d_d V_{dc} - v_{pcc,d} \quad (4.50)$$

$$L_c \frac{di_{cq}}{dt} = -R_c i_{cq} - \omega L_c i_{cd} + d_q V_{dc} - v_{pcc,q} \quad (4.51)$$

โดยที่ $v_{dl} = d_d V_{dc}$ และ $v_{ql} = d_q V_{dc}$

จากสมการดังกล่าว ผลคูณระหว่างฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนดีคิว (d_d, d_q) กับค่า V_{dc} ถูกแทนเป็นแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว (v_{dl}, v_{ql}) แล้วทำการจัดรูปสมการใหม่ให้อยู่ในรูปของสมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันที่จุด PCC บนแกนดีคิว ($v_{pcc,d}, v_{pcc,q}$) แสดงได้ดังสมการที่ (4.52) และ (4.53)

$$v_{pcc,d} = -R_c i_{cd} - L_c \frac{di_{cd}}{dt} + \omega L_c i_{cq} + v_{dl} \quad (4.52)$$

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

จากการกำหนดมุมเฟสเริ่มต้นของระบบในหัวข้อที่ 4.2 ทำให้สมการที่ (4.52) และ (4.53) สามารถเขียนใหม่ ได้ดังสมการที่ (4.54) และ (4.55) ตามลำดับ จากนั้นทำการจัดเทอมสมการอนุพันธ์ใหม่ จะได้ดังสมการที่ (4.56) และ (4.57) ตามลำดับ โดยสัญญาณแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิว (v_{dl}^*, v_{ql}^*) จะถูกนำไปใช้เป็นสัญญาณควบคุมการสวิตช์ไอจีบีที ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m = -R_c i_{cd} - L_c \frac{di_{cd}}{dt} + \omega L_c i_{cq} + v_{dl} \quad (4.54)$$

$$0 = -R_c i_{cq} - L_c \frac{di_{cq}}{dt} - \omega L_c i_{cd} + v_{ql} \quad (4.55)$$

$$v_{dl}^* = -\omega L_c i_{cq} + u_d + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m \quad (4.56)$$

$$v_{ql}^* = \omega L_c i_{cd} + u_q \quad (4.57)$$

จากสมการที่ (4.56) และ (4.57) สามารถนำมาใช้อธิบายการออกแบบโครงสร้างการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ซึ่งจะนำเสนอในส่วนต่อไป โดยจากสมการข้างต้น ตัวแปร u_d และ u_q คือ สัญญาณเอาต์พุตที่มาจากพลาเน็ตของระบบ แสดงได้ดังสมการที่ (4.58) และสมการที่ (4.59)

$$u_d = L_c \frac{di_{cd}}{dt} + R_c i_{cd} \quad (4.58)$$

$$u_q = L_c \frac{di_{cq}}{dt} + R_c i_{cq} \quad (4.59)$$

จากสมการที่ (4.58) และ (4.59) นำสมการดังกล่าวมาหาฟังก์ชันถ่ายโอนเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุมแบบ PI ด้วยการแปลงลาปลาซ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับพลาเน็ตดังสมการที่ (4.60) หลังจากนั้นดำเนินการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PI เริ่มต้นพิจารณาจากสัญญาณควบคุมแบบ PI ในรูปทั่วไปบนแกนดีคิว ดังสมการที่ (4.61) และ (4.62) ตามลำดับ โดยที่ตัวแปร \tilde{i}_{cd} คือ ผลต่างระหว่าง i_{cd}^* กับ i_{cd} และตัวแปร \tilde{i}_{cq} คือ ผลต่างระหว่าง i_{cq}^* กับ i_{cq} เมื่อดำเนินการแปลงลาปลาซของสมการที่ (4.61) และ (4.62) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับตัวควบคุม PI ดังสมการที่ (4.63)

$$\frac{I_{cd}}{U_d} = \frac{I_{cq}}{U_q} = \frac{1}{L_c s + R_c} \quad (4.60)$$

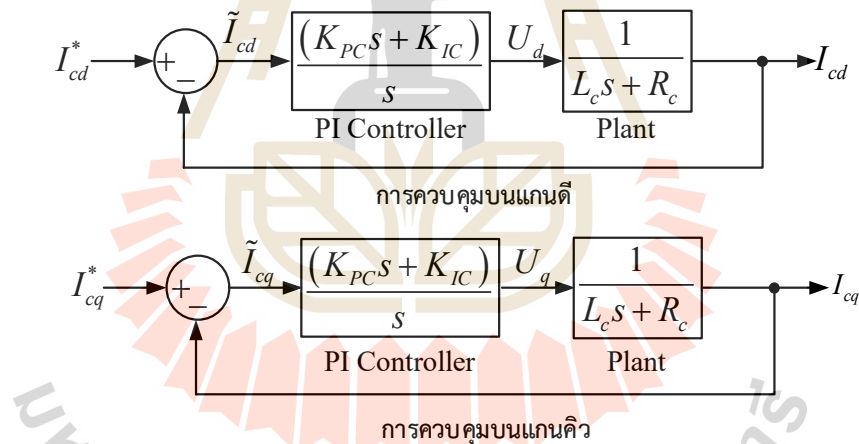
$$u_d = K_{PC} \tilde{i}_{cd} + K_{IC} \int \tilde{i}_{cd} dt \quad (4.61)$$

$$u_q = K_{PC} \tilde{i}_{cq} + K_{IC} \int \tilde{i}_{cq} dt \quad (4.62)$$

$$\frac{U_d}{\tilde{I}_{cd}} = \frac{U_q}{\tilde{I}_{cq}} = \frac{(K_{PC}s + k_{IC})}{s} \quad (4.63)$$

จากสมการที่ (4.60) และ (4.63) สามารถอธิบายเป็นแผนภาพบล็อกไดอะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ด้วยตัวควบคุม PI แสดงได้ดังรูปที่ 4.5 จากรูปสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ได้ดังสมการที่ (4.64)

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} ของตัวควบคุมแบบ PI จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของระบบ จากสมการที่ (4.64) และพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะ (Characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (4.65) จะได้ผลเฉลยของสมการการออกแบบตัวควบคุมแบบ PI ดังสมการที่ (4.66) และ (4.67) ตามลำดับ



รูปที่ 4.5 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย

$$\frac{I_{cd}}{I_{cd}^*} = \frac{I_{cq}}{I_{cq}^*} = \frac{K_{PC}}{L_c} \left(\frac{s + \frac{K_{IC}}{K_{PC}}}{s^2 + \left(\frac{R_c + K_{PC}}{L_c} \right) s + \frac{K_{IC}}{L_c}} \right) \quad (4.64)$$

$$G(s) = \frac{\omega_{ni}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2} \quad (4.65)$$

$$K_{PC,d} = K_{PC,q} = 2\zeta\omega_{ni}L_c - R_c \quad (4.66)$$

$$K_{IC,d} = K_{IC,q} = \omega_{ni}^2 L_c \quad (4.67)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} บนแกนตึคว จากสมการที่ (4.66) และ (4.67) จะพิจารณาจากอันดับฮาร์มอนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัดในระบบ ซึ่งผู้วิจัยได้พิจารณากำจัดฮาร์มอนิกสูงสุดที่อันดับ 50 ซึ่งมีความถี่เท่ากับ 2500 เฮิร์ตซ์ ดังนั้น ค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_{ni}) จึงมีค่าเท่ากับ $2\pi \times 2500$ เรเดียนต่อวินาที และกำหนดค่าอัตราส่วนการเข้าสู่สถานะคงตัว (Damping ratio: ζ) เท่ากับ $\sqrt{2}/2$ เพื่อให้การตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงต่ำกว่าวิกฤต (Underdamped response) ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PI บนแกนตึคว สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (4.68) และ (4.69) ตามลำดับ โดยในการคำนวณจะไม่พิจารณาค่าความต้านทานในสายส่ง ($R_c = 0$)

$$K_{PC,d} = K_{PC,q} = 2\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)(5000\pi)(0.039) - 0 = 866 \quad (4.68)$$

$$K_{IC,d} = K_{IC,q} = (5000\pi)^2 (0.039) = 9.62 \times 10^6 \quad (4.69)$$

4.5 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของตัวเก็บประจุสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟให้คงที่ ณ จุดการทำงานที่เหมาะสมค่าหนึ่งมีความสำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจากจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ หัวข้อนี้ ได้นำเสนอวิธีการออกแบบการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงบนแกนตึคว การวิเคราะห์จะเริ่มจากตัวแปรสถานะของแบบจำลอง ดังสมการที่ (4.70) ที่ได้มาจากการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 4.2 ตามสมการที่ (4.40) จากนั้นทำการจัดรูปสมการใหม่ซึ่งแสดงได้ ดังสมการที่ (4.71) และจากความสัมพันธ์ของกระแสกับแรงดันที่ตัวเก็บประจุ ดังสมการที่ (4.72) ทำการแทนค่าลงในสมการที่ (4.71) จะทำให้ได้สมการที่ (4.73)

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{d_d}{C_{dc}}i_{cd} - \frac{d_q}{C_{dc}}i_{cq} \quad (4.70)$$

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = -d_d i_{cd} - d_q i_{cq} \quad (4.71)$$

$$i_{dc} = -C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (4.72)$$

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

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

ตัวเก็บประจุ (V_{dc})

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

จากสมการที่ (4.73) ทำการแทนค่าฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนดีคิว จะได้ตั้งสมการที่ (4.74) เนื่องจากสถานะการสวิตช์บนแกนคิวเป็นศูนย์ ($d_q = 0$) จัดรูปสมการใหม่จะได้ตั้งสมการที่ (4.75) ค่า i_{cd} ในสมการดังกล่าว คือ สัญญาณเอาต์พุตสำหรับตัวควบคุมแรงดันบัสไฟตรง เพื่อให้ง่ายต่อความเข้าใจจึงได้นิยามตัวแปร i_{cd} ขึ้นมาใหม่เป็น $i_{cd,v}$ ดังนั้น ตัวแปร i_{dc} และ $i_{cd,v}$ สามารถแสดงความสัมพันธ์ ได้ตั้งสมการที่ (4.76)

$$-i_{dc} = -\left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2}\right) \cdot i_{cd} - (d_q) \cdot i_{cq} \quad (4.74)$$

$$-i_{dc} = -\left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2}\right) \cdot i_{cd} \quad (4.75)$$

$$\frac{-i_{dc}}{-i_{cd,v}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \quad (4.76)$$

จากสมการดังกล่าว ทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (4.72) และ (4.76) จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอน ดังสมการที่ (4.77) และ (4.78) เพื่อนำมาใช้ออกแบบโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

$$\frac{V_{dc}}{-I_{dc}} = \frac{1}{C_{dc}s} \quad (4.77)$$

$$\frac{-I_{dc}}{-I_{cd,v}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \quad (4.78)$$

สำหรับโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมการควบคุม ดังรูปที่ 4.6 ได้พิจารณาใช้ตัวควบคุม PI สำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุให้มีค่าคงที่ โดยเริ่มต้นจากการพิจารณาสมการตัวควบคุม PI ทางโดเมนเวลา ดังสมการที่ (4.79) จากนั้นทำการแปลงลาปลาซจะได้ดังสมการที่ (4.80) และจัดเทอมให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการที่ (4.81) ทำให้สามารถนำสมการที่ (4.77) (4.78) และสมการที่ (4.81) มาอธิบายโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด โดยดำเนินการตามสมการที่ (4.82) และทำการจัดรูปสมการใหม่จะได้ดังสมการที่ (4.83)

$$-i_{cd,v} = K_{PV}\tilde{V}_{dc} + K_{IV} \int \tilde{V}_{dc} dt \quad (4.79)$$

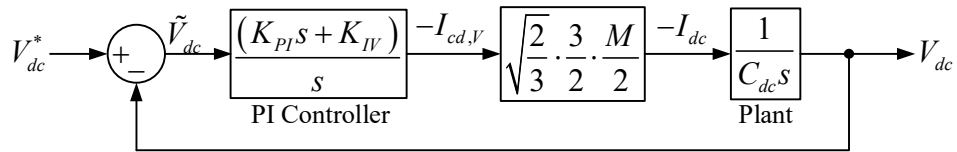
$$-I_{cd,v} = K_{PV}\tilde{V}_{dc} + \frac{K_{IV}\tilde{V}_{dc}}{s} \quad (4.80)$$

$$\frac{-I_{cd,v}}{\tilde{V}_{dc}} = \frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s} \quad (4.81)$$

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

V_{dc}^* คือ แรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่มาจากกรอกแบบ

V_{dc} คือ แรงดันบัสไฟตรงที่มาจากกรอวัตคร่อมตัวเก็บประจุ



รูปที่ 4.6 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{C_{dc}s^2} \right)}{1 + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{C_{dc}s^2} \right)} \quad (4.82)$$

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{1}{C_{dc}} \left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s^2 + \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{K_{PV}}{C_{dc}} \right) s + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{K_{IV}}{C_{dc}}} \right) \quad (4.83)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PV} และ K_{IV} ของตัวควบคุม PI จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด จากสมการที่ (4.83) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐาน ดังสมการที่ (4.84) โดยกำหนดค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_{nv}) เท่ากับ 10π เรเดียนต่อวินาที (Thomas, 1998) ค่าอัตราการหน่วง (ζ) เท่ากับ $\sqrt{2}/2$ และค่าดัชนีการมอดูเลต (Modulation index) เท่ากับ 0.83 ณ จุดการทำงานของค่าแรงดันบัลไฟตรง เท่ากับ 750 โวลต์ จากนั้นทำการแทนหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PI จะได้สมการที่ (4.85) และ (4.86) ตามลำดับ

$$G(s) = \frac{\omega_{nv}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{nv}s + \omega_{nv}^2} \quad (4.84)$$

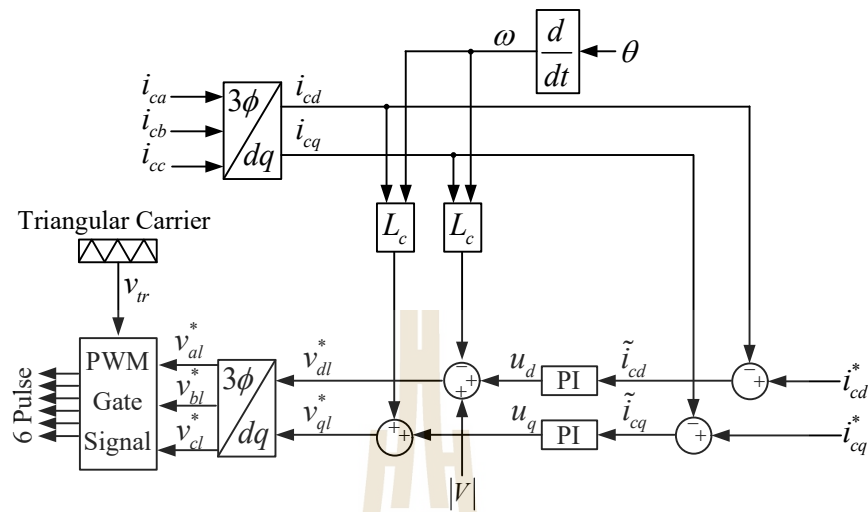
$$K_{PV} = \frac{4\sqrt{2} \cdot \zeta \cdot \omega_{nv} \cdot C_{dc}}{\sqrt{3} \cdot M} = \frac{4\sqrt{2} \times \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \right) \times 10\pi \times 200 \times 10^{-6}}{\sqrt{3} \times 0.83} = 0.0175 \quad (4.85)$$

$$K_{IV} = \frac{4\sqrt{3} \cdot C_{dc} \cdot \omega_{mv}^2}{3\sqrt{2} \cdot M} = \frac{4\sqrt{3} \times 200 \times 10^{-6} \times (10\pi)^2}{3\sqrt{2} \times 0.83} = 0.3884 \quad (4.86)$$

4.6 การออกแบบสัญญาณการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ

งานวิจัยนี้ใช้เทคนิคการสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม ในการสร้างสัญญาณพัลส์ให้กับไอจีบีทีทั้ง 6 ตัวของวงจรอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากเทคนิคดังกล่าวมีความถี่การสวิตช์คงที่ เท่ากับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม เหมาะสำหรับนำมาใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากวงจรอินเวอร์เตอร์ อีกทั้งมีโครงสร้างการควบคุมที่ไม่ซับซ้อนและให้ผลการควบคุมที่ดี (Kazmierkowski and Malesani, 1998) โครงสร้างการสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคดังกล่าว แสดงได้ดังรูปที่ 4.7 จากรูปข้างต้น สัญญาณอ้างอิงที่จะนำมาวิเคราะห์เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ คือ แรงดันอ้างอิงที่ออกจากตัวควบคุม PI ได้มาจากการพิจารณาค่ากระแสอ้างอิง i_{cd}^* และ i_{cq}^* ที่ได้จากการคำนวณกระแสชดเชยอ้างอิงด้วยวิธี PQ จากนั้นนำค่าดังกล่าวไปให้กลับกับค่ากระแสชดเชยจริง (i_{cd} , i_{cq}) จะได้เป็นค่าความคลาดเคลื่อน (\tilde{i}_{cd} , \tilde{i}_{cq}) สำหรับเป็นสัญญาณอินพุตให้กับตัวควบคุม PI เพื่อทำหน้าที่ควบคุมการหนีกระแสชดเชยให้มีค่าใกล้เคียงกับค่ากระแสชดเชยอ้างอิง โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากตัวควบคุม PI เป็นค่าแรงดันอ้างอิง (u_d , u_q) ซึ่งค่าดังกล่าวจะแสดงในสมการที่ (4.56) และสมการที่ (4.57) ตามลำดับ และเพื่อให้ได้เป็นแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงบนแกนดีควิสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ (v_{dl}^* , v_{ql}^*) จะต้องดำเนินการต่อบล็อกการทำงาน ดังรูปที่ 4.7 ให้สอดคล้องกับสมการดังกล่าว จากนั้นทำการแปลงค่า v_{dl}^* และ v_{ql}^* ให้อยู่บนปริมาณไฟฟ้าสามเฟส (v_{al}^* , v_{bl}^* , v_{cl}^*) เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงในการควบคุมการทำงานของไอจีบีที ซึ่งจะเรียกแรงดันนี้ว่า แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ สำหรับการออกแบบความถี่ของสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยม จะพิจารณาจากอันดับฮาร์โมนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัด โดยความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมจะต้องมากกว่าความถี่ฮาร์โมนิกอันดับสูงสุดที่พิจารณาเป็นสองเท่า (Thomas, 1998) ดังนั้น สามารถหาความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมได้ ดังสมการที่ (4.87)

$$f_c = 2 \times f_{h,\max} = 2 \times 2500 = 5000 \text{ Hz} \quad (4.87)$$



รูปที่ 4.7 ระบบการสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

4.7 การจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก

การจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก มีวัตถุประสงค์เพื่อทดสอบความถูกต้องของการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ตัวควบคุม PI สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย และตัวควบคุม PI สำหรับระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง โดยระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 4.8 จากรูปข้างต้น อธิบายแต่ละส่วนได้ดังนี้

ส่วนที่ 1 ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่มีแรงดันทางด้านแหล่งจ่าย เท่ากับ $220 \text{ V}_{\text{rms}}$ ความถี่เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ โดยระบบดังกล่าวต่อเข้ากับโหลดที่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

ส่วนที่ 2 บล็อกการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ มีหน้าที่คำนวณค่ากระแสชดเชยอ้างอิงบนแกนดีคิว ให้กับส่วนควบคุมกระแสชดเชย

ส่วนที่ 3 ส่วนควบคุมกระแสชดเชย ประกอบด้วย ระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และระบบการสวิตช์อุปกรณ์ไอจีบีทีแบบพีดับเบิลยูเอ็ม

ส่วนที่ 4 วงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน มีหน้าที่ฉีดกระแสชดเชยเพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบที่จุด PCC

การจำลองสถานการณ์จะทำการจำลองตั้งแต่วเวลา 0 ถึง 0.4 วินาที โดยโหลดที่ใช้จะเป็นค่าความต้านทาน 130 โอห์ม ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 4 เฮนรี โดยผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 4.8

รูปที่ 4.9 แสดงกราฟกระแสที่ไหล (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}) สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณจะมีความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ เนื่องจากผลกระทบของฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบ จากนั้นเมื่อทำการฉีดกระแสชดเชย (i_{ca} , i_{cb} , i_{cc}) ที่จุด PCC ส่งผลให้กราฟกระแสที่แหล่งจ่าย (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) มีรูปสัญญาณเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น โดยพิจารณาค่า $\%THD_i$ และ PF ก่อนทำการฉีดกระแสชดเชยและภายหลังการฉีดกระแสชดเชยได้จาก ตารางที่ 4.1 ถัดมาพิจารณารูปที่ 4.10 ถึง 4.12 ซึ่งเป็นกราฟกระแสชดเชยบนแกนดีกระแสชดเชยบนแกนคิว และกราฟการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงตามลำดับ พบว่า กราฟที่มีลักษณะเป็นเส้นประสีดำจะเป็นกราฟสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ต้องการฉีดให้กับระบบเพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ส่วนกราฟที่มีลักษณะเป็นเส้นสีเทาจะเป็นกราฟสัญญาณกระแสที่ฉีดจริง จากรูปที่ 4.10 และ 4.11 สังเกตได้ว่า สัญญาณกระแสที่ฉีดจริงนั้นมีลักษณะคล้ายตามกับสัญญาณกระแสอ้างอิง ทั้งสัญญาณกระแสชดเชยบนแกนดีและสัญญาณกระแสชดเชยบนแกนคิว ดังนั้น แสดงว่าสมรรถนะของตัวควบคุม PI สำหรับการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีและบนแกนคิวมีสมรรถนะการทำงานที่ดี จากนั้นทำการพิจารณา รูปที่ 4.12 เป็นกราฟการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง สังเกตว่า สัญญาณของแรงดันบัสไฟตรงที่จ่ายให้กับวงจรรอกกำลังแอกทีฟมีลักษณะกราฟลู่เข้าสู่ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่ได้ออกแบบไว้ แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะของตัวควบคุม PI สำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงนั้นมีสมรรถนะการทำงานที่ดี

ตารางที่ 4.1 ผลการจำลองสถานการณ์ก่อนการฉีดกระแสชดเชยและภายหลังการฉีดกระแสชดเชย

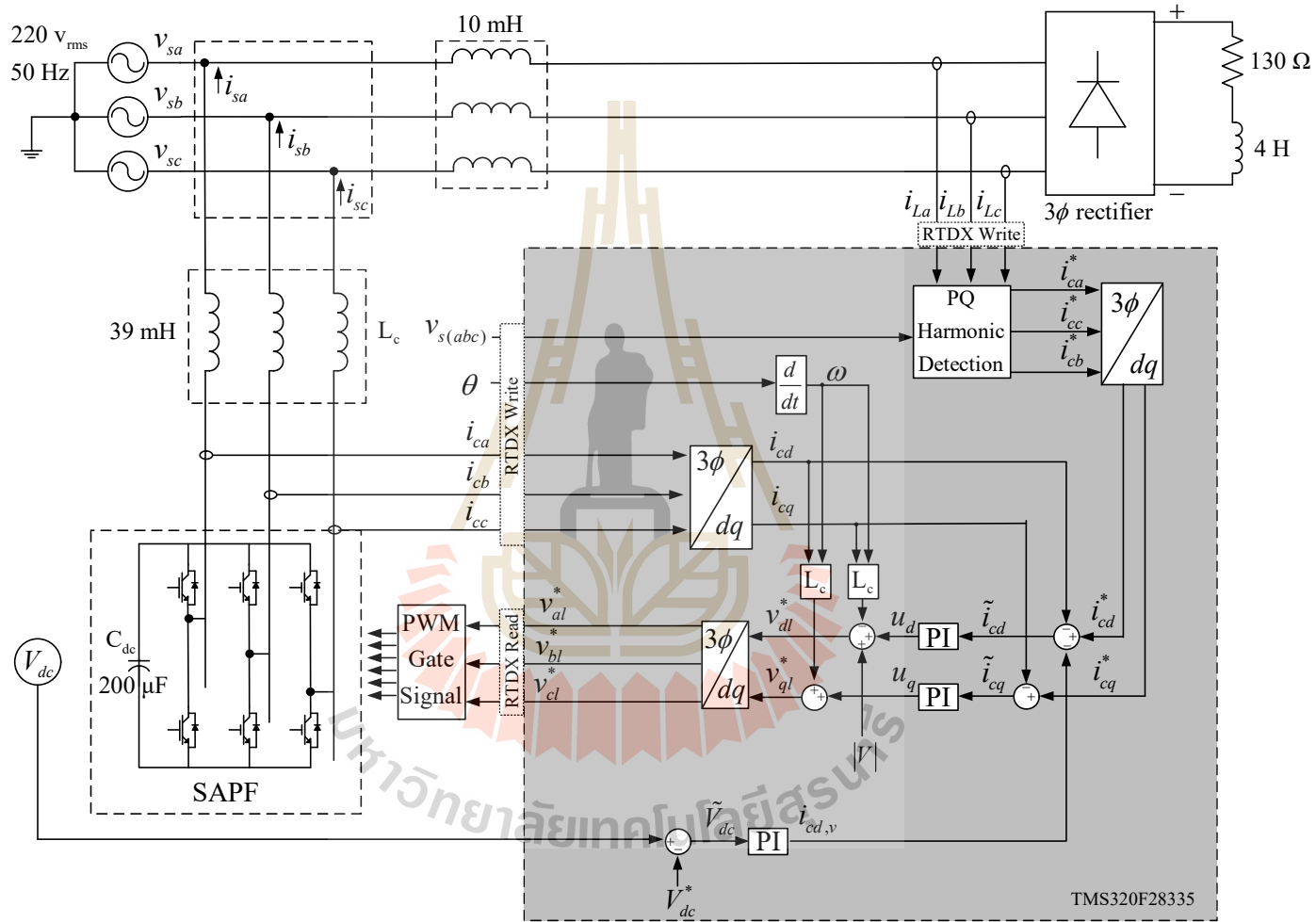
เฟส	ก่อนการฉีดกระแสชดเชย		ภายหลังการฉีดกระแสชดเชย	
	$\%THD_i$	PF	$\%THD_i$	PF
<i>a</i>	24.38	0.95	1.52	0.99
<i>b</i>	24.38	0.95	1.52	0.99
<i>c</i>	24.38	0.95	1.52	0.99

จากตารางที่ 1 พบว่า $\%THD_i$ ของแต่ละเฟสก่อนทำการฉีดกระแสชดเชยจะมีค่า เท่ากับ 24.38 เปอร์เซ็นต์ และ PF เท่ากับ 0.95 ภายหลังการฉีดกระแสชดเชยจะมีค่า $\%THD_i$ ของทั้งเฟส *a*, *b* และ *c* มีค่าเท่ากับ 1.52 เปอร์เซ็นต์และ PF เท่ากับ 0.99 จากผลการฉีดกระแส

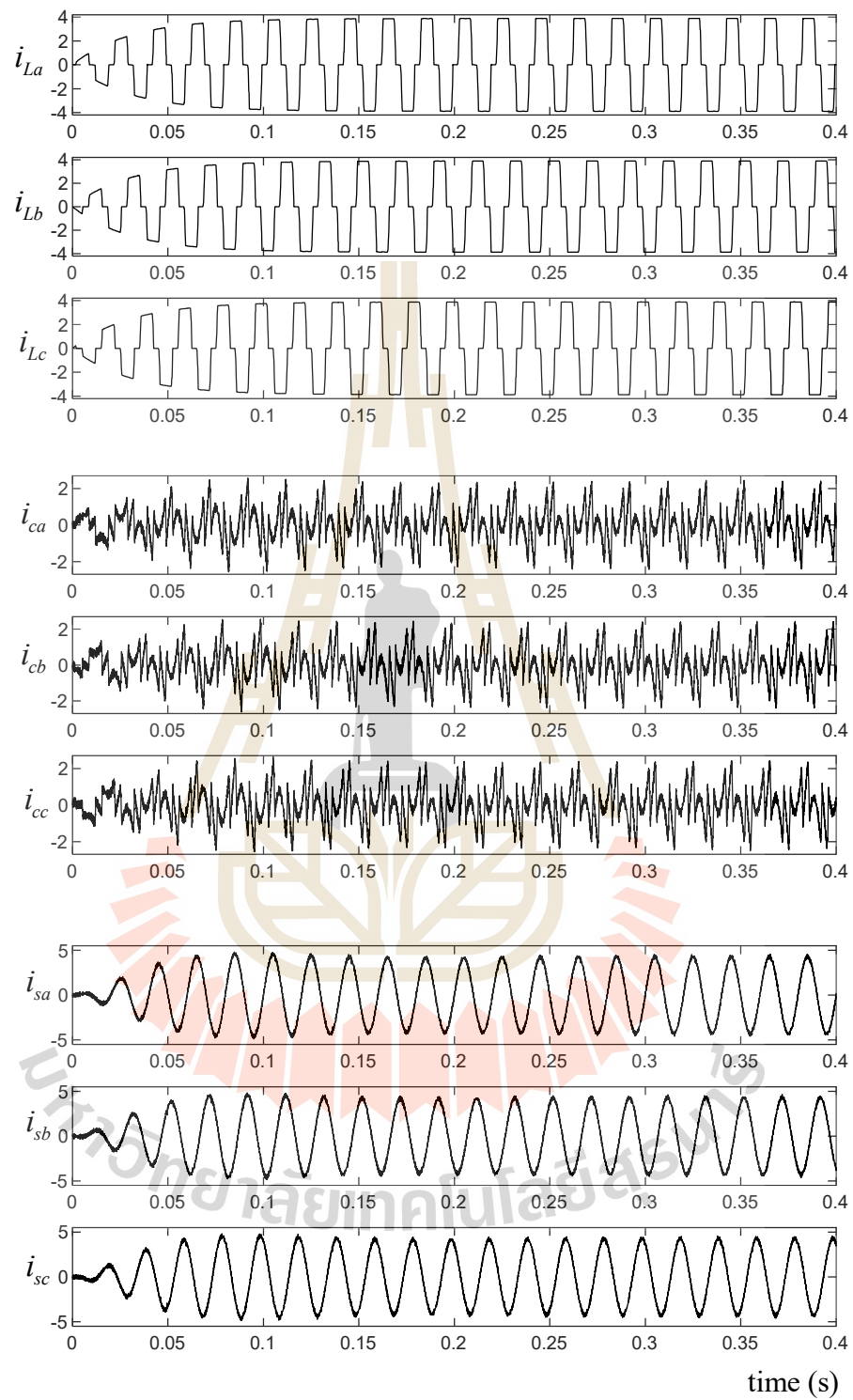
ชดเชยจะพบว่า ค่า $\%THD_i$ มีค่าลดลงอย่างมาก และ PF มีค่าใกล้เคียงกับ 1 แสดงถึงสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดีและการปรับปรุงค่า PF ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ นอกจากการพิจารณาค่า $\%THD_i$ และ PF ของแต่ละเฟสแล้ว ยังสามารถพิจารณาสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้จากสเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 4.13 และ 4.14

รูปที่ 4.13 แสดงสเปกตรัมของกระแสก่อนการฉีดกระแสชดเชย พบว่า จะปรากฏฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบ เมื่อทำการฉีดกระแสชดเชยให้กับระบบ พิจารณารูปที่ 4.14 แสดงสเปกตรัมของกระแสภายหลังการฉีดกระแสชดเชย พบว่า จะไม่ปรากฏฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ซึ่งจะเหลือเพียงสเปกตรัมของกระแสที่ ความถี่มูลฐาน แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะการทำงานของวงจรรอกที่ดี

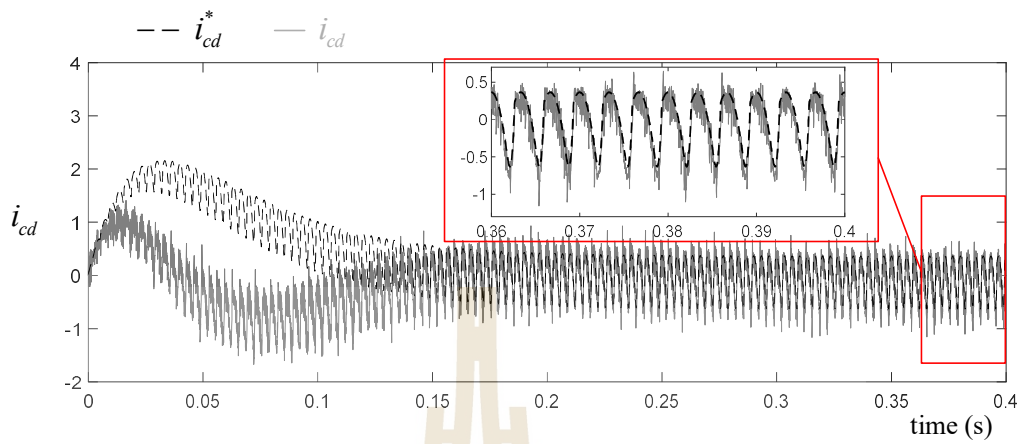
การจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก พบว่า ผลการจำลองสถานการณ์ที่ได้มีความสอดคล้องกับการออกแบบ คือ สามารถลดปริมาณฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบได้เป็นอย่างมาก อีกทั้งยังสามารถปรับปรุงค่า PF ให้มีค่าใกล้เคียงกับ 1 แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะการทำงานที่ดีของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ การทำงานของตัวควบคุม PI และการทำงานของตัวกรองความถี่ผ่านสูง



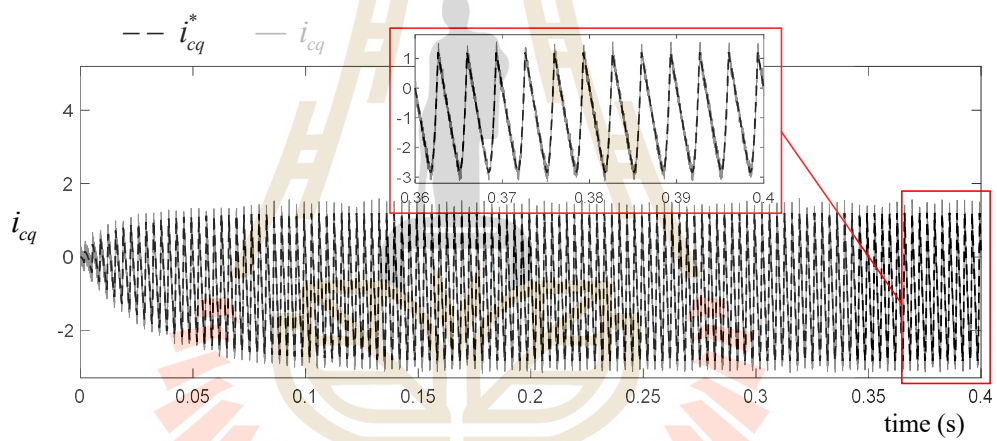
รูปที่ 4.8 การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานโดยใช้ตัวควบคุม PI



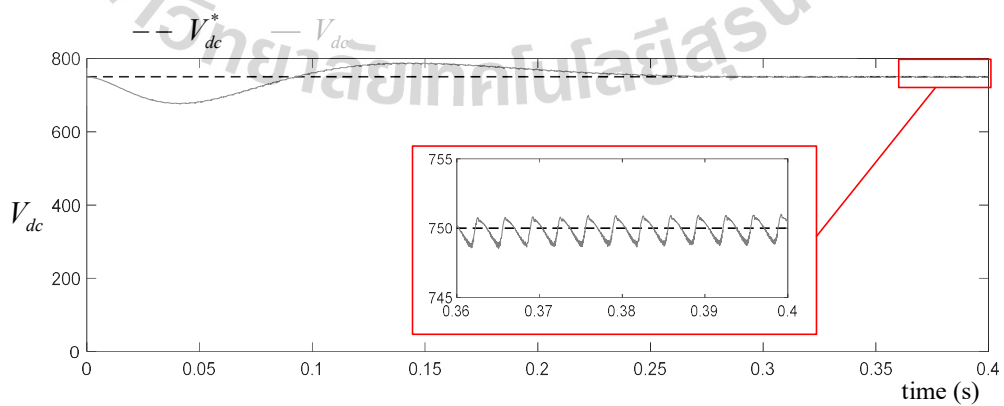
รูปที่ 4.9 ผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าสามเฟส



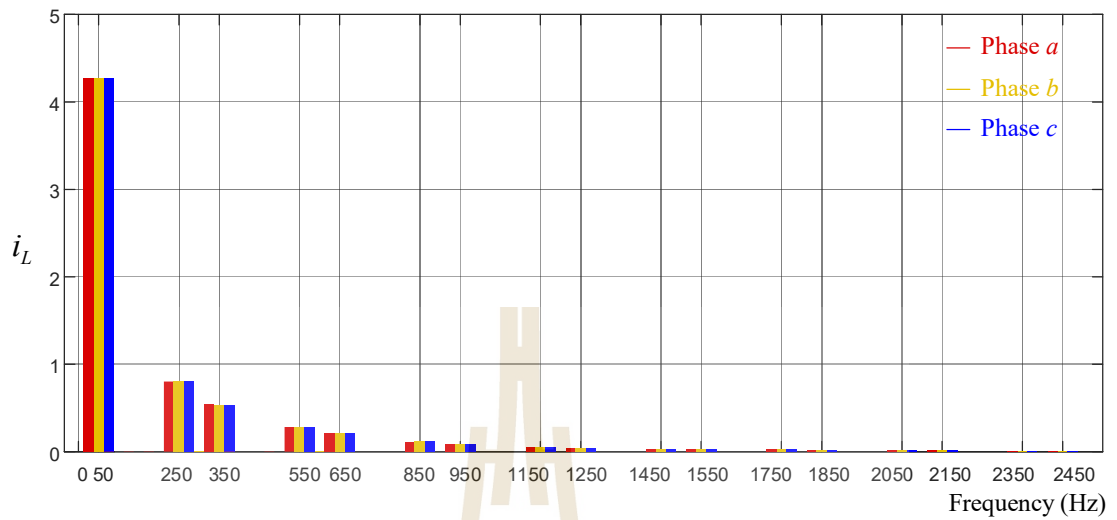
รูปที่ 4.10 กราฟกระแสชดเชยบนแกนดี



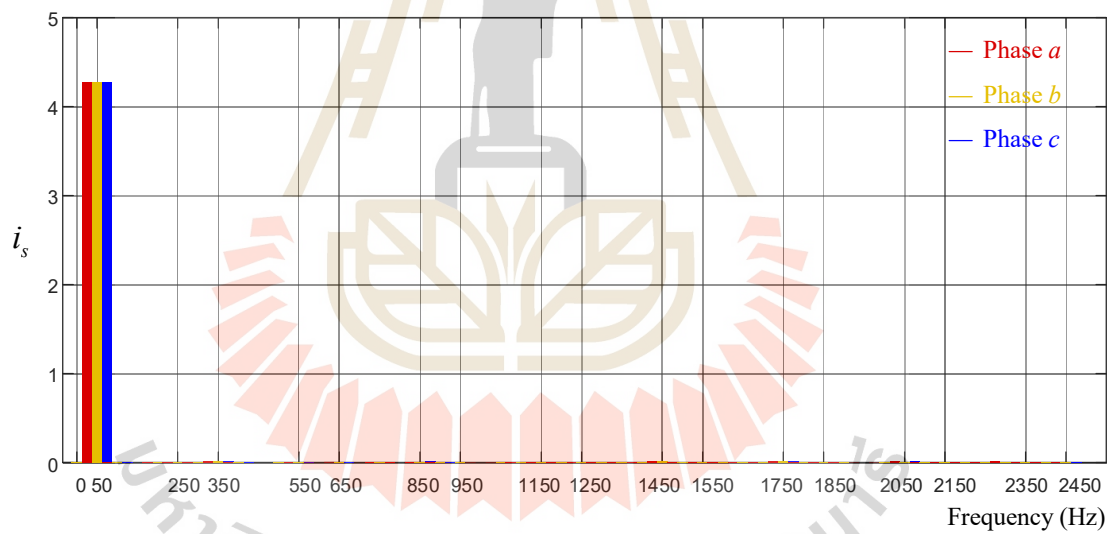
รูปที่ 4.11 กราฟกระแสชดเชยบนแกนคว



รูปที่ 4.12 กราฟการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง



รูปที่ 4.13 สเปกตรัมกระแสฮาร์มอนิกก่อนการฉีดกระแสชดเชย



รูปที่ 4.14 สเปกตรัมกระแสฮาร์มอนิกหลังการฉีดกระแสชดเชย

4.8 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ เพื่อควบคุมการฉีดกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรงโดยใช้ตัวควบคุม PI โดยมีการนำเสนอการออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ซึ่งอาศัยการวิเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ จากนั้นทำการออกแบบค่าตัวควบคุม PI โดยผลการจำลองสถานการณ์

แสดงให้เห็นว่า กระแสไฟฟ้าภายหลังการชดเชยนั้น มีลักษณะรูปสัญญาณเป็นรูปไซน์มากขึ้นซึ่ง สอดคล้องกับค่า $\%THD$, ที่มีค่าลดลงอย่างมากและการปรับปรุงค่า PF เมื่อเทียบกับก่อนการ ฉีดกระแสชดเชย แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุม PI ที่ได้ทำการออกแบบนั้นให้สมรรถนะการทำงานที่ดีใน การกำจัดกระแสฮาร์มอนิก



บทที่ 5

การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ ด้วยตัวควบคุมโหมดการเลื่อน

5.1 บทนำ

บทนี้แนะนำการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (Sliding Mode Control : SMC) สำหรับระบบควบคุมของวงจรรองกำลังแอกทีฟ เพื่อใช้ควบคุมการฉีดกระแสชดเชย และควบคุมแรงดันบัสไฟตรง การออกแบบตัวควบคุม SMC ในบทนี้ แนะนำด้วยกัน 2 วิธี คือ การออกแบบตัวควบคุม SMC ด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ ซึ่งได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.2 การสุ่มค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว จะอยู่ภายใต้เงื่อนไขของสมการสำหรับการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบ ซึ่งจะอาศัยฟังก์ชันเลียปูนอฟในการกำหนดขอบเขต และการออกแบบตัวควบคุม SMC ด้วยวิธีการค้นหาแบบ ATS ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.3 การจำลองสถานการณ์และอภิปราย ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.4 ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุม SMC กรณีโหลดมีการเปลี่ยนแปลง ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.5 และหัวข้อที่ 5.6 เป็นการสรุปผลการดำเนินงานในบทนี้

5.2 การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์

5.2.1 การตรวจสอบเสถียรภาพของระบบด้วยฟังก์ชันเลียปูนอฟ

การออกแบบตัวควบคุม SMC ด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ถูกพิจารณาในขั้นต้น เพื่อใช้ควบคุมการฉีดกระแสชดเชยและควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ การศึกษาเพื่อออกแบบตัวควบคุม SMC เริ่มต้นจะพิจารณาจากเวกเตอร์ควบคุมโหมดการเลื่อน (\mathbf{u}_{dq}) ในรูปทั่วไป แสดงได้ดังสมการที่ (5.1)

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

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

จากสมการข้างต้น เวกเตอร์ควบคุมโหมตการเลื่อน ประกอบด้วย 2 เวกเตอร์ควบคุม คือ เวกเตอร์ควบคุมสมมูลบนแกนดีคิว ($\mathbf{u}_{eq,dq}$) ซึ่งได้มาจากการวิเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ และเวกเตอร์ควบคุมพื้นผิวการเลื่อนบนแกนดีคิว (Sliding surface : $\mathbf{u}_{s,dq}$) ซึ่งเป็นเวกเตอร์ควบคุมตัวแปรสถานะของระบบให้เคลื่อนที่ไปบนพื้นผิวที่กำหนดขึ้นต่อไป คือ การพิจารณาสมการเวกเตอร์พื้นผิวการเลื่อน (\mathbf{s}) ดังสมการที่ (5.2)

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

จากสมการข้างต้น \mathbf{K} คือ เมตริกซ์พารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC \mathbf{x}^* คือ เวกเตอร์สถานะของระบบ และ \mathbf{x} คือ เวกเตอร์ของตัวควบคุม แสดงได้ดังสมการที่ (5.3) ถึง (5.5) ตามลำดับ

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

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

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

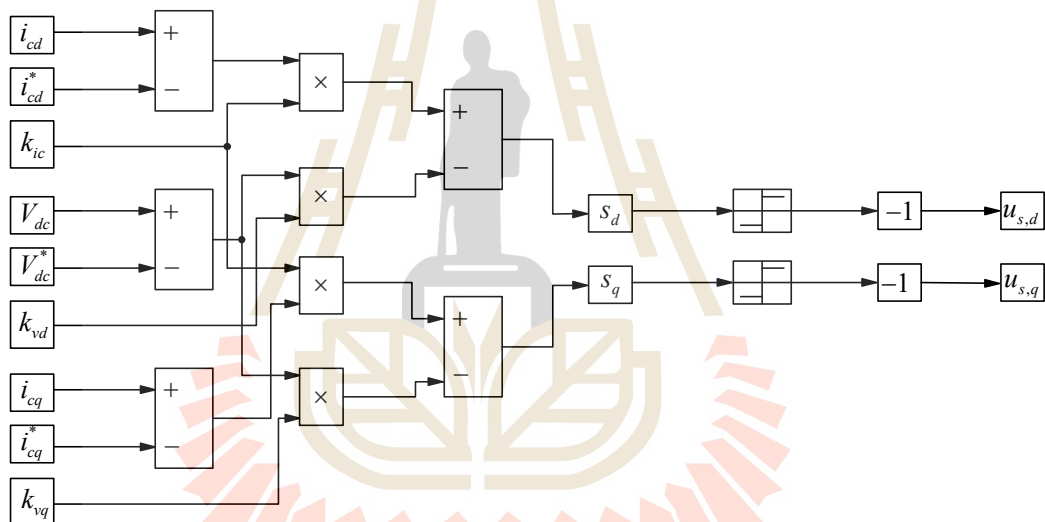
จากสมการข้างต้น ทำการแทนสมการที่ (5.3) ถึง (5.5) ลงในสมการที่ (5.2) และทำการจัดรูปสมการใหม่ จะได้สมการที่ (5.6) ซึ่งเป็นสมการของเวกเตอร์พื้นผิวการเลื่อนที่ปรากฏค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC (k_{ic} , k_{vd} และ k_{vq}) โดยเงื่อนไขการทำงานของเวกเตอร์ควบคุมโหมตการเลื่อนบนแกนดีคิว แสดงได้ดังสมการที่ (5.7) เมื่อ $\text{sgn}(x)$ คือ ฟังก์ชันเครื่องหมายทางคณิตศาสตร์ มีนิยามดังสมการที่ (5.8)

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{ic}(i_{cd} - i_{cd}^*) + k_{vd}(V_{dc} - V_{dc}^*) \\ k_{ic}(i_{cq} - i_{cq}^*) + k_{vq}(V_{dc} - V_{dc}^*) \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$\begin{aligned} u_{s,d} &= -\text{sgn}(s_d) \\ u_{s,q} &= -\text{sgn}(s_q) \end{aligned} \quad (5.7)$$

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} -1 & \text{if } x < 0 \\ 0 & \text{if } x = 0 \\ 1 & \text{if } x > 0 \end{cases} \quad (5.8)$$

ในงานวิทยานิพนธ์นี้ ได้ดำเนินการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink จึงได้นำสมการเวกเตอร์ควบคุมพื้นผิวการเลื่อนบนแกนดีควไปสร้างบล็อกการทำงานในโปรแกรม MATLAB/Simulink ดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมของสมการเวกเตอร์ควบคุมพื้นผิวการเลื่อน

จากนั้นทำการพิจารณาเวกเตอร์ $\mathbf{u}_{eq,dq}$ โดยเริ่มพิจารณาสมการปริภูมิสถานะของระบบ ซึ่งแสดงดังสมการที่ (5.9) โดยนำมาเทียบกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรองกำลังแอกที่ฟบนแกนดีคว ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (5.10) หากพิจารณาหมุมหมุนอ้างอิงให้อยู่บนแกนดี จะได้ว่า สัญญาณการสวิตช์บนแกนดี มีค่าเท่ากับศูนย์ ($d_q = 0$)

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \mathbf{G} \quad (5.9)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega & \frac{d_d}{L_c} \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} & \frac{d_q}{L_c} \\ -\frac{d_d}{C_{dc}} & -\frac{d_q}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} V_{pcc,u} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

จากสมการที่ (5.10) ทำการจัดรูปสมการใหม่ให้มีความสอดคล้องกับสมการปริภูมิสถานะ จึงเขียนได้ ดังสมการที่ (5.11) จากสมการข้างต้น ประกอบด้วยเมตริกซ์ **A**, **B(x)** และ **G** โดยที่ **u** คือ เวกเตอร์การควบคุม งานวิทยานิพนธ์นี้จะทำการแทน **u** ด้วยพจน์ d_d และ d_q ซึ่งเป็นสัญญาณการสวิตช์ของไอจีบีทีที่พิจารณาบนแกนดีคิว

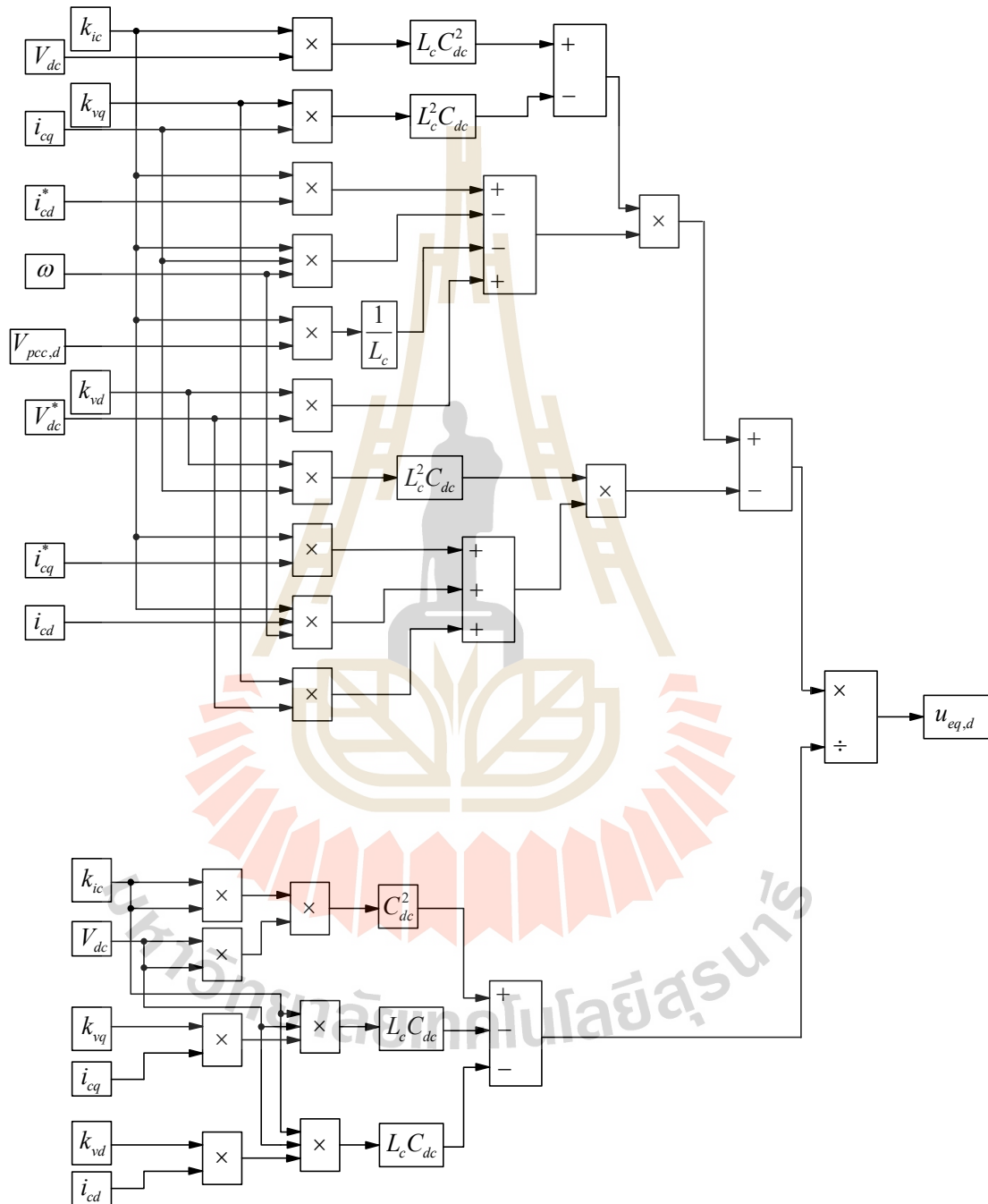
$$\frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ V_{dc} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L_c} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L_c} \\ -\frac{i_{cd}}{C_{dc}} & -\frac{i_{cq}}{C_{dc}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B(x)}} \underbrace{\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{V_{pcc,u}}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}} \quad (5.11)$$

จากนั้นพิจารณาสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งของพื้นผิวการเลื่อน ถ้ามีค่าเท่ากับศูนย์ แสดงว่าระบบอยู่ในโหมดการเลื่อนแล้ว (Singh, Al-Haddad, and Chandra, 1997) เงื่อนไขดังกล่าว อธิบายได้ ดังสมการที่ (5.12) จากนั้นทำการแทนค่าสมการปริภูมิสถานะของระบบ จากสมการที่ (5.9) โดยกำหนดให้ $\mathbf{u} = \mathbf{u}_{eq,dq}$ และทำการจัดรูปสมการใหม่ จะได้สมการเวกเตอร์ควบคุมสมมูลบนแกนดีคิว ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (5.13)

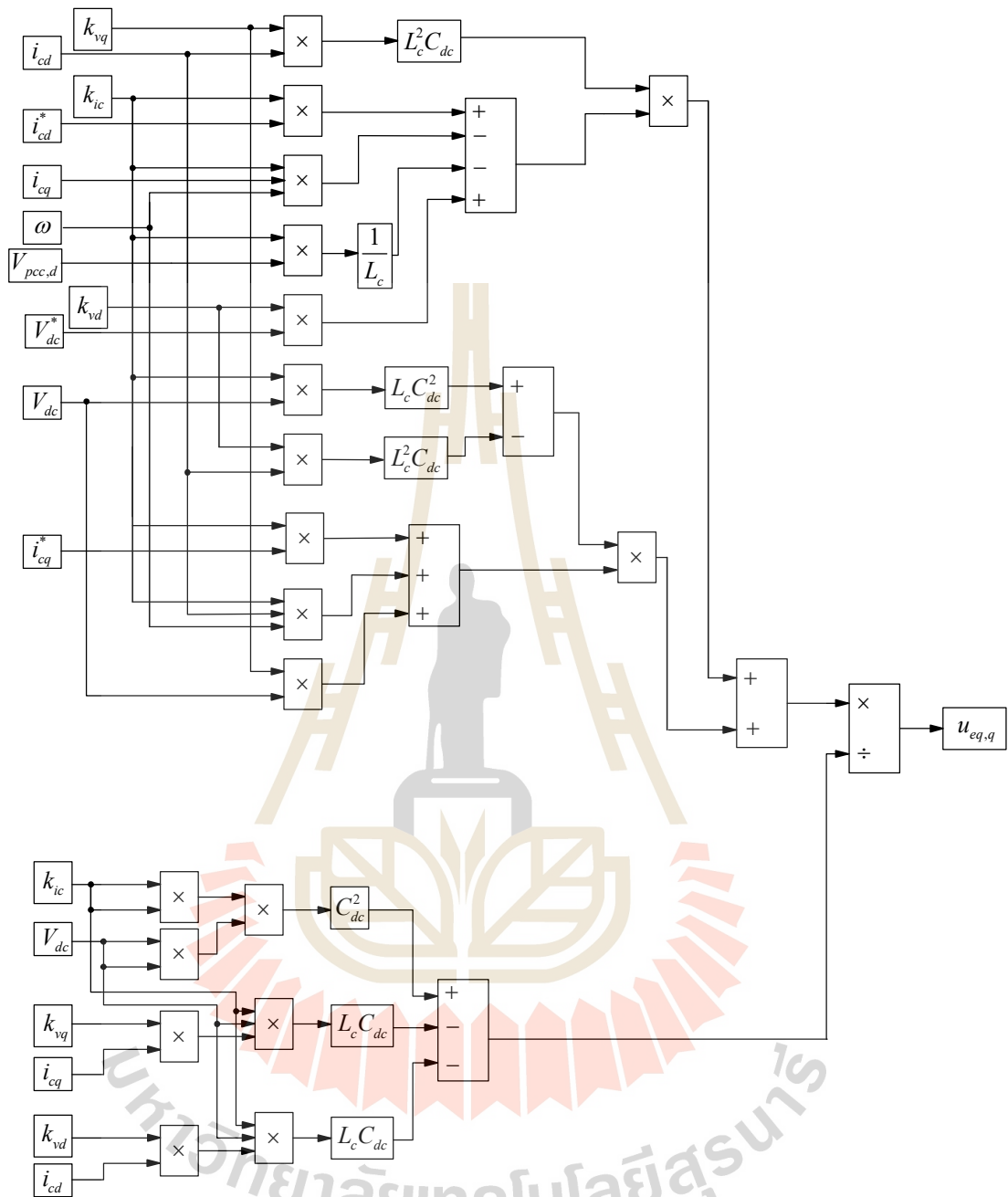
$$\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{K}(\dot{\mathbf{x}} - \dot{\mathbf{x}}^*) = 0 \quad (5.12)$$

$$\mathbf{u}_{eq,dq} = (\mathbf{KB(x)})^{-1} \cdot (\mathbf{K}(\dot{\mathbf{x}}^* - \mathbf{Ax}) - \mathbf{G}) \quad (5.13)$$

สมการที่ (5.13) คือ สมการสัญญาณควบคุมสมมูลบนแกนดีคิวที่ได้จากการพิจารณาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ จากนั้นนำสมการดังกล่าวไปสร้างบล็อกการทำงานในโปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 (ก) บล็อกไดอะแกรมของสมการสัญญาณควบคุมสมมูลของระบบบนแกนดี



รูปที่ 5.2 (ข) บล็อกไดอะแกรมของสมการสัญญาณควบคุมสมมูลของระบบบนแกนคิว

จากการศึกษางานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC พบว่า การออกแบบจะใช้การสุ่มค่าพารามิเตอร์ (Mendalek, and Al-Haddad, 2002) การสุ่มค่าจะพิจารณาจากเสถียรภาพของระบบควบคุมวงปิดด้วยฟังก์ชันเลียปูนอฟ ฟังก์ชันดังกล่าวถูกใช้เพื่อกำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC ที่ส่งผลต่อ

ความมีเสถียรภาพสำหรับระบบควบคุมวงปิด ฟังก์ชันเลียปูนอฟ (U) แสดงได้ ดังสมการที่ (5.14) และอนุพันธ์อันดับหนึ่งของฟังก์ชันเลียปูนอฟ (\dot{U}) ที่ใช้ในการกำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC แสดงได้ดังสมการที่ (5.15)

$$U = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{s} > 0 \quad (5.14)$$

$$\dot{U} = \frac{1}{2} (\mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} + \dot{\mathbf{s}}^T \mathbf{s}) \quad (5.15)$$

โดย \mathbf{s} และ $\dot{\mathbf{s}}$ เป็นเวกเตอร์พื้นผิวการเคลื่อนที่มีจำนวนสมาชิกเท่ากัน

จากสมการที่ (5.15) พิจารณาพจน์ $\mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}}$ โดยใช้คุณสมบัติการทรานสโพสของเมตริกซ์ตามสมการที่ (5.16) จากนั้นจัดพจน์ข้างต้นใหม่ แสดงได้ดังสมการที่ (5.17)

$$(\mathbf{AB})^T = (\mathbf{B}^T \mathbf{A}) \quad (5.16)$$

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

ทำการแทนสมการที่ (5.17) ลงในสมการที่ (5.15) จะได้สมการที่ (5.18) จากนั้นจัดรูปสมการข้างต้นใหม่ จะได้สมการที่ (5.19) ซึ่งเป็นสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งของฟังก์ชันเลียปูนอฟ

$$\dot{U} = \frac{1}{2} (\mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} + \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}}) \quad (5.18)$$

$$\dot{U} = \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} \quad (5.19)$$

จากเงื่อนไขความมีเสถียรภาพของฟังก์ชันเลียปูนอฟ (Utkin, 1978) ดังสมการที่ (5.20) พิจารณาร่วมกับสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งของฟังก์ชันเลียปูนอฟ จะได้สมการการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบวงปิด ดังสมการที่ (5.21)

$$\dot{U} < 0 \quad (5.20)$$

$$\mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} < 0 \text{ โดยที่ } \mathbf{s} \neq 0 \quad (5.21)$$

พิจารณาสมการที่ (5.21) โดยเริ่มพิจารณาพจน์อนุพันธ์อันดับหนึ่งของเวกเตอร์พื้นผิวการเลื่อนแสดงได้ ดังสมการที่ (5.22) จากนั้นทำการแทนค่าสมการปริภูมิสถานะของระบบ โดยในการพิจารณาความมีเสถียรภาพของระบบ จะเป็นการตรวจสอบจากเวกเตอร์ควบคุมโหมดการเลื่อน ดังนั้น จึงกำหนดให้ $\mathbf{u} = \mathbf{u}_{dq}$ แสดงได้ ดังสมการที่ (5.23)

$$\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{K}(\dot{\mathbf{x}} - \dot{\mathbf{x}}^*) \quad (5.22)$$

$$\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{K}(\mathbf{Ax} + \mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u}_{dq} + \mathbf{G} - \dot{\mathbf{x}}^*) \quad (5.23)$$

โดยที่ $\mathbf{u}_{dq} = \mathbf{u}_{eq,dq} + \mathbf{u}_{s,dq}$ แทนค่า \mathbf{u}_{dq} ลงในสมการที่ (5.23) และจัดรูปสมการใหม่ จะได้สมการที่ (5.24)

$$\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{K}(\mathbf{Ax} + \mathbf{B}(\mathbf{x})(\mathbf{u}_{eq,dq} - \text{sgn}(\mathbf{s}_{dq})) + \mathbf{G} - \dot{\mathbf{x}}^*) \quad (5.24)$$

การหาสมการกำหนดขอบเขตของพารามิเตอร์เพื่อให้ระบบวงปิดมีเสถียรภาพ ทำได้โดยการแทนพจน์ $\mathbf{u}_{eq,dq}$ จากสมการที่ (5.13) ลงในสมการที่ (5.24) จะได้ดังสมการที่ (5.25) จากนั้นทำการจัดรูปสมการข้างต้นใหม่ จะได้ดังสมการที่ (5.26) ซึ่งเป็นสมการที่ใช้ในการกำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC

$$\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{KB}(\mathbf{x})(-\text{sgn}(\mathbf{s}_{dq})) \quad (5.25)$$

$$\frac{L_c}{C_{dc}} \cdot (k_{vd} + k_{vq}) \cdot (|i_{cd}| + |i_{cq}|) < k_{ic} V_{dc} \quad (5.26)$$

โดยที่ k_{ic}, k_{vd}, k_{vq} คือ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม ที่เป็นค่าคงที่ค่าบวก

จากสมการที่ (5.26) เป็นสมการที่ใช้ในการตรวจสอบเสถียรภาพ โดยมีพารามิเตอร์ของตัวควบคุมทั้งสามค่าปรากฏอยู่ การกำหนดขอบเขตของค่าพารามิเตอร์จะพิจารณาจาก

อสมการดังกล่าว โดยการเลือกค่าที่ทำให้สมการดังกล่าวเป็นจริง ซึ่งจะทำให้ได้ระบบวงปิดที่มีเสถียรภาพ

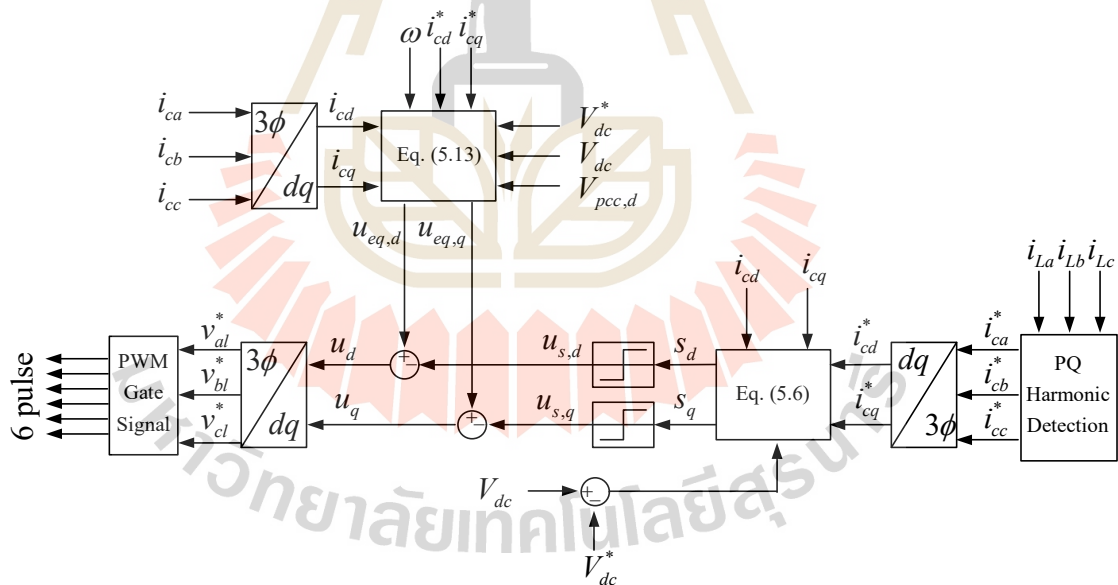
การออกแบบตัวควบคุม SMC มีการออกแบบด้วยกัน 2 ส่วน คือ เวกเตอร์ควบคุมพื้นผิวการเลื่อนบนแกนดีคิว ($\mathbf{u}_{s,dq}$) และเวกเตอร์ควบคุมสมมูลบนแกนดีคิว ($\mathbf{u}_{eq,dq}$) ของระบบที่ได้จากการพิจารณาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งเวกเตอร์ควบคุมในส่วนนี้ จะกำหนดให้ $\mathbf{u} = \mathbf{u}_{eq,dq}$ การกำหนดเวกเตอร์ควบคุมดังกล่าวจะมีขั้นตอนต่างจากการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบวงปิด ซึ่งเป็นการตรวจสอบจากเวกเตอร์ควบคุมโหมดการเลื่อนทั้งระบบ โดยเป็นการกำหนดให้ $\mathbf{u} = \mathbf{u}_{dq}$ ซึ่งจะพิจารณาในขั้นตอนการตรวจสอบเสถียรภาพจากการวิเคราะห์สมการตรวจสอบเสถียรภาพ ทำให้ได้สมการที่ใช้ในการกำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์ทั้งสามค่าของตัวควบคุม SMC จากการออกแบบตัวควบคุม SMC พบว่าตัวควบคุม SMC จะควบคุมกระแสชดเชยและแรงดันบัลไฟตรงไปพร้อม ๆ กัน ซึ่งจะพิจารณารวมกันอยู่ที่เวกเตอร์พื้นผิวการเลื่อน โดยจะต่างไปจากตัวควบคุม PI ที่จะต้องออกแบบตัวควบคุมกระแสและตัวควบคุมแรงดันบัลไฟตรงแยกกัน

5.2.2 การจำลองสถานการณ์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีการลุ่มค่าพารามิเตอร์

การจำลองสถานการณ์การกำจัดกระแสฮาร์โมนิกโดยใช้วงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่มีไอจีบีทีทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์การสวิตซ์ จะต้องใช้สัญญาณพัลส์เพื่อสั่งการให้ไอจีบีทีทำงานได้ตามที่ต้องการ การสร้างสัญญาณพัลส์ในงานวิจัยนี้ จะเลือกใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 5.3 จากรูปดังกล่าว ทำการพิจารณาค่ากระแสอ้างอิง ($i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$) ที่ได้มาจากการคำนวณค่ากระแสชดเชยอ้างอิงด้วยวิธี PQ ซึ่งค่ากระแสดังกล่าว จะนำมาแปลงให้อยู่บนแกนดีคิว (i_{cd}^*, i_{cq}^*) จากนั้นจะนำค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีคิวที่ได้ ไปใส่ยังบล็อกการทำงานที่ได้มาจากการสมการที่ (5.6) และนำมาผ่านเงื่อนไขการทำงานของฟังก์ชันซิกนัม (Signum) ทำให้ได้เวกเตอร์ควบคุมพื้นผิวการเลื่อนบนแกนดีคิว ($u_{s,d}, u_{s,q}$) จากนั้นสัญญาณดังกล่าวจะถูกนำมาหักลบกับเวกเตอร์ควบคุมสมมูลบนแกนดีคิว ($u_{eq,d}, u_{eq,q}$) ที่ได้มาจากการนำค่ากระแสชดเชยจริงบนแกนสามเฟส (i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}) นำมาแปลงให้อยู่บนแกนดีคิว (i_{cd}, i_{cq}) และนำมาใส่ไปยังบล็อกการทำงานที่ได้มาจากการสมการที่ (5.13) โดยจะได้เป็นเวกเตอร์ควบคุมโหมดการเลื่อนบนแกนดีคิว (u_d, u_q) และในขั้นตอนสุดท้ายจะนำสัญญาณดังกล่าวทำการแปลงกลับให้อยู่บนแกนสามเฟส ซึ่งจะได้เป็นแรงดันอ้างอิงที่ออกจากตัวควบคุม SMC ($v_{al}^*, v_{bl}^*, v_{cl}^*$) ค่าแรงดันดังกล่าวจะถูกนำมาใช้เป็นแรงดันอ้างอิงในการควบคุมการทำงานของไอจีบีที

โดยจะถูกนำมาเทียบกับสัญญาณพารามิเตอร์สามเหลี่ยมที่ใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ความถี่ของรูปสัญญาณพารามิเตอร์สามเหลี่ยมจะพิจารณาจากอันดับฮาร์โมนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัด ซึ่งค่าความถี่ดังกล่าวจะต้องมีค่ามากกว่าความถี่ฮาร์โมนิกที่ต้องการกำจัดเป็น 2 เท่า (Thomas, 1988)

การจำลองสถานการณ์ของระบบกำจัดฮาร์โมนิกโดยใช้ตัวควบคุม SMC มีโครงสร้างการทำงานแสดงได้ ดังรูปที่ 5.4 ส่วนนี้จะเป็นการทดสอบสมรรถนะการทำงานของตัวควบคุม SMC เพื่อควบคุมการผิดกระแสชดเชย และควบคุมแรงดันบัสไฟตรง การทดสอบจะมีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC ทั้งสามค่า โดยพิจารณาจากสมการตรวจสอบเสถียรภาพ โดยที่ สุ่มค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้สมการเป็นจริงและสุ่มค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้สมการไม่เป็นจริง การสุ่มค่าพารามิเตอร์ แบ่งออกเป็น 3 กรณี กรณีที่ 1 คือ การสุ่มค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้สมการไม่อยู่ในเงื่อนไขของสมการตรวจสอบเสถียรภาพ กรณีที่ 2 และ 3 คือ การสุ่มค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้สมการอยู่ในเงื่อนไขของสมการตรวจสอบเสถียรภาพ นอกจากการสุ่มค่าพารามิเตอร์จะเป็นการทดสอบสมรรถนะการทำงานของตัวควบคุมแล้ว ยังเป็นการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบที่จะใช้กำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC ผลการทดสอบแสดงได้ ดังตารางที่ 5.1



รูปที่ 5.3 การสร้างสัญญาณพัลส์สำหรับตัวควบคุม SMC ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

จากผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดกระแสฮาร์โมนิกด้วยตัวควบคุม SMC โดยการสุ่มค่าพารามิเตอร์ทั้ง 3 กรณี แสดงได้ดังรูปที่ 5.5 ถึงรูปที่ 5.12 การสุ่มค่าพารามิเตอร์กรณีที่ 1 แสดงได้ดังรูปที่ 5.5 และรูปที่ 5.6 รูปที่ 5.5 แสดงรูป ด้วยสัญญาณของกระแส 3 สัญญาณ คือ

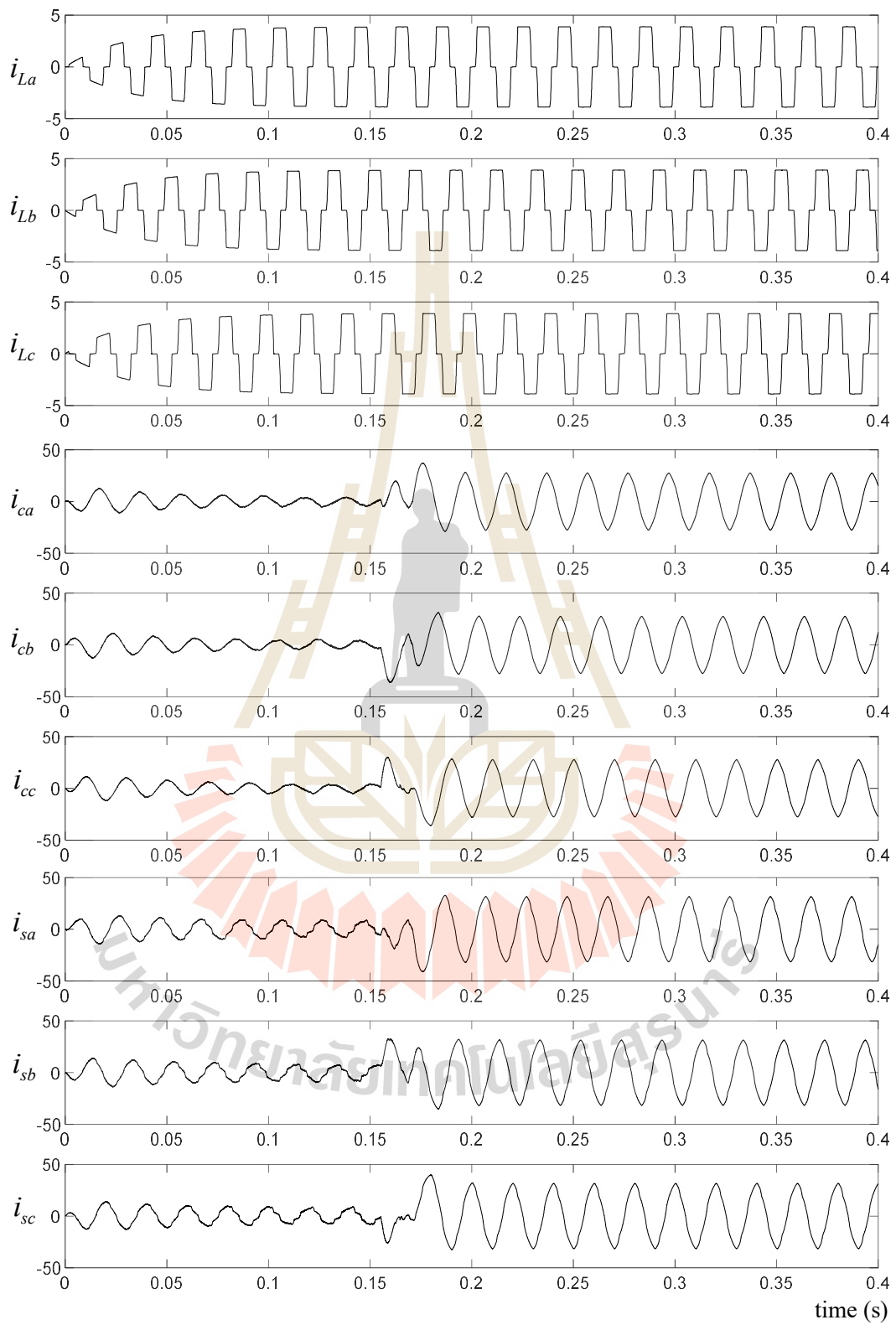
กระแสไหลด (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) กระแสชดเชย (i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}) และกระแสที่แหล่งจ่าย (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) โดยมีค่ายอดของกระแสก่อนการชดเชยประมาณ 3.88 แอมแปร์ ภายหลังจากฉีดกระแสชดเชยแล้วพบว่า วงจรกรองกำลังแอกทีฟไม่สามารถควบคุมการฉีดกระแสชดเชยได้ จากนั้น เมื่อพิจารณารูปที่ 5.6 พบว่า รูปสัญญาณของการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว มีลักษณะสั้นไกว และไม่สามารถควบคุมให้มีรูปสัญญาณมีลักษณะเหมือนกับรูปสัญญาณอ้างอิงได้ โดยที่สัญญาณการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดี และบนแกนควมีค่าการสั้นไกวอยู่ในช่วง -28.08 แอมแปร์ ถึง -26.3 แอมแปร์ และ 17.64 แอมแปร์ ถึง 19.22 แอมแปร์ ตามลำดับ รูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรงมีการสั้นไกวเช่นเดียวกัน โดยมีค่าการสั้นไกวในช่วง 212.8 โวลต์ ถึง 256.9 โวลต์ ถัดมาพิจารณาผลการจำลองสถานการณ์กรณีที่ 2 แสดงได้ดังรูปที่ 5.7 ถึงรูปที่ 5.9 จากรูปที่ 5.7 พบว่ารูปสัญญาณของกระแสก่อนการชดเชยยังคงมีความบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปไซน์ ภายหลังจากการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบส่งผลให้รูปสัญญาณของกระแสหลังการชดเชยมีความเป็นรูปไซน์มากขึ้น สเปกตรัมของกระแสหลังการชดเชยปรากฏเพียงปริมาณของกระแสที่ความถี่มูลฐาน ปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นนั้นได้ถูกกำจัดเมื่อพิจารณารูปที่ 5.9 พบว่า รูปสัญญาณของกระแสชดเชยบนแกนดี และบนแกนควกับรูปสัญญาณของแรงดันบัสไฟตรงมีลักษณะรูปสัญญาณคล้ายกับรูปสัญญาณอ้างอิงโดยจากรูปดังกล่าว พบว่ามีค่าการสั้นไกวเพียงเล็กน้อยก่อนที่จะเข้าสู่ค่าสัญญาณอ้างอิง ผลการจำลองสถานการณ์กรณีที่ 3 แสดงได้ดังรูปที่ 5.10 ถึง 5.12 โดยที่ผลการจำลองสถานการณ์เหมือนกับกรณีที่ 2 เนื่องจากการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC สำหรับกรณีที่ 2 และกรณีที่ 3 ทำให้อสมการในการตรวจสอบเสถียรภาพเป็นจริง โดยพิจารณาค่า $\%THD_i$ ของกระแสที่แหล่งจ่ายภายหลังจากการชดเชยแสดงได้ดังตารางที่ 5.1

จากตารางที่ 5.1 พบว่า ผลการจำลองสถานการณ์กรณีที่ 1 เป็นการออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้สมการในการตรวจสอบเสถียรภาพไม่เป็นจริง เงื่อนไขดังกล่าวบ่งชี้ว่า ระบบขาดเสถียรภาพด้วยเหตุผลนี้ วงจรกรองกำลังแอกทีฟจึงไม่สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบได้ ผลการจำลองสถานการณ์กรณีที่ 2 และกรณีที่ 3 เป็นการออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้สมการในการตรวจสอบเสถียรภาพเป็นจริง เงื่อนไขดังกล่าวบ่งชี้ว่าระบบมีเสถียรภาพ วงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถควบคุมกระแสชดเชย และกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบได้ค่า $\%THD_i$ ของกระแสก่อนการชดเชยทั้งสามเฟสมีค่า 24.41 เปอร์เซ็นต์ และค่า PF เท่ากับ 0.95 ภายหลังจากการชดเชยในกรณีที่ 2 พบว่า $\%THD_i$ ของกระแสมีค่าลดลง โดยที่เฟส a มีค่าเท่ากับ 4.80 เปอร์เซ็นต์ เฟส b มีค่าเท่ากับ 4.70 เปอร์เซ็นต์ เฟส c มีค่าเท่ากับ 5.00 เปอร์เซ็นต์ และค่า PF เท่ากับ 0.99 ภายหลังจากการชดเชยในกรณีที่ 3 พบว่า $\%THD_i$ ของกระแสมีค่าลดลงโดยเฟส a มีค่าเท่ากับ 5.35 เปอร์เซ็นต์ เฟส b มีค่าเท่ากับ 5.27 เปอร์เซ็นต์ และเฟส c มีค่าเท่ากับ 5.34 เปอร์เซ็นต์ และค่า PF เท่ากับ 0.99 การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุม SMC โดยการสุ่มค่าพารามิเตอร์ทั้ง

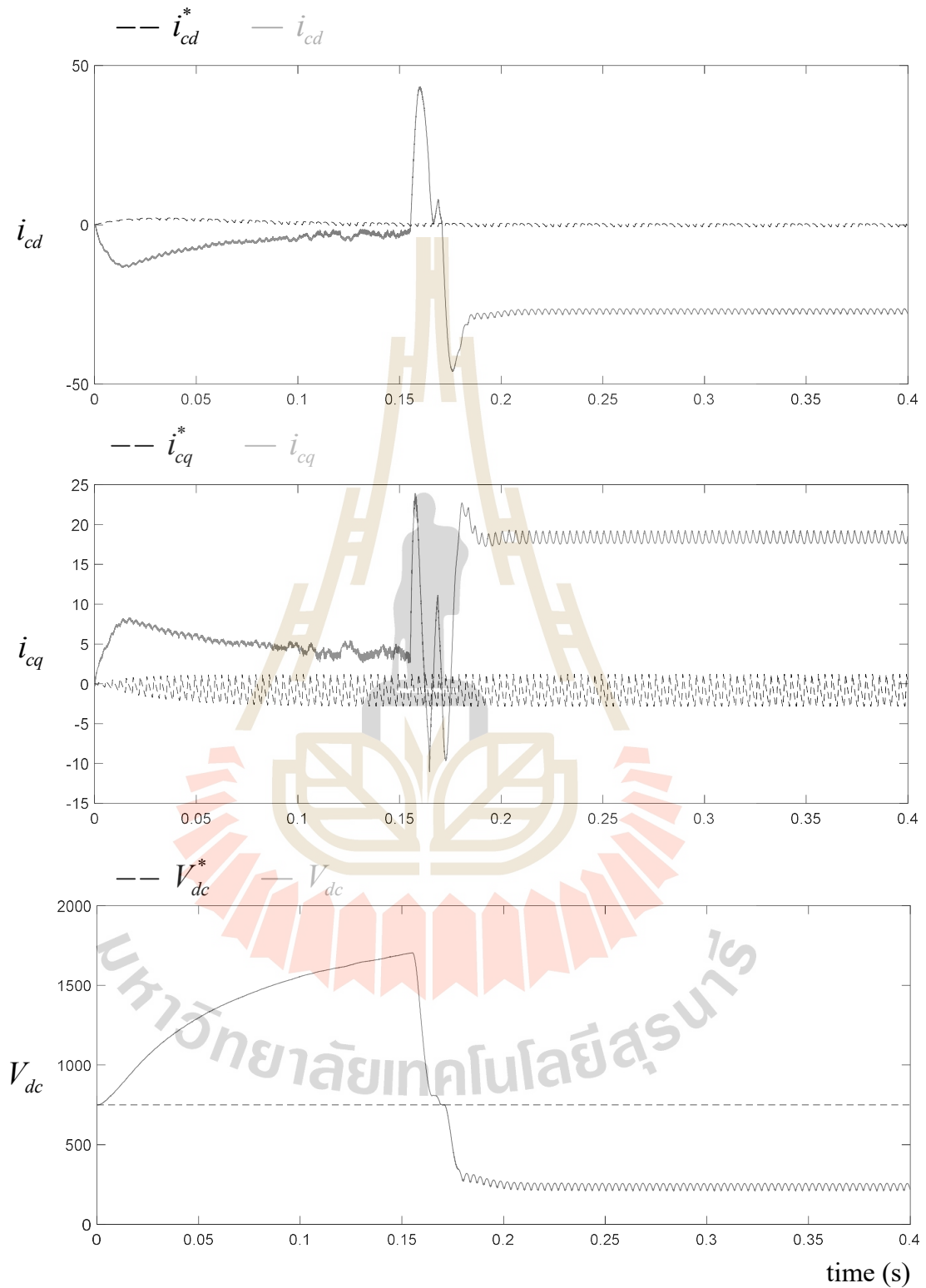
3 กรณี เป็นการยืนยันได้ว่าสมการที่ใช้ตรวจสอบเสถียรภาพของระบบวงปิด สามารถใช้เพื่อกำหนดขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC ได้ แต่การสุ่มค่าพารามิเตอร์อาจจะยังให้ผลการกำจัดกระแสมอนิกได้ไม่ดี โดยค่า $\%THD_i$ อาจจะมีค่าไม่อยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std.519-2014 ในงานวิจัยนี้จึงเลือกใช้การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC ด้วยการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว

ตารางที่ 5.1 ผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของตัวควบคุม SMC จากการออกแบบค่าพารามิเตอร์

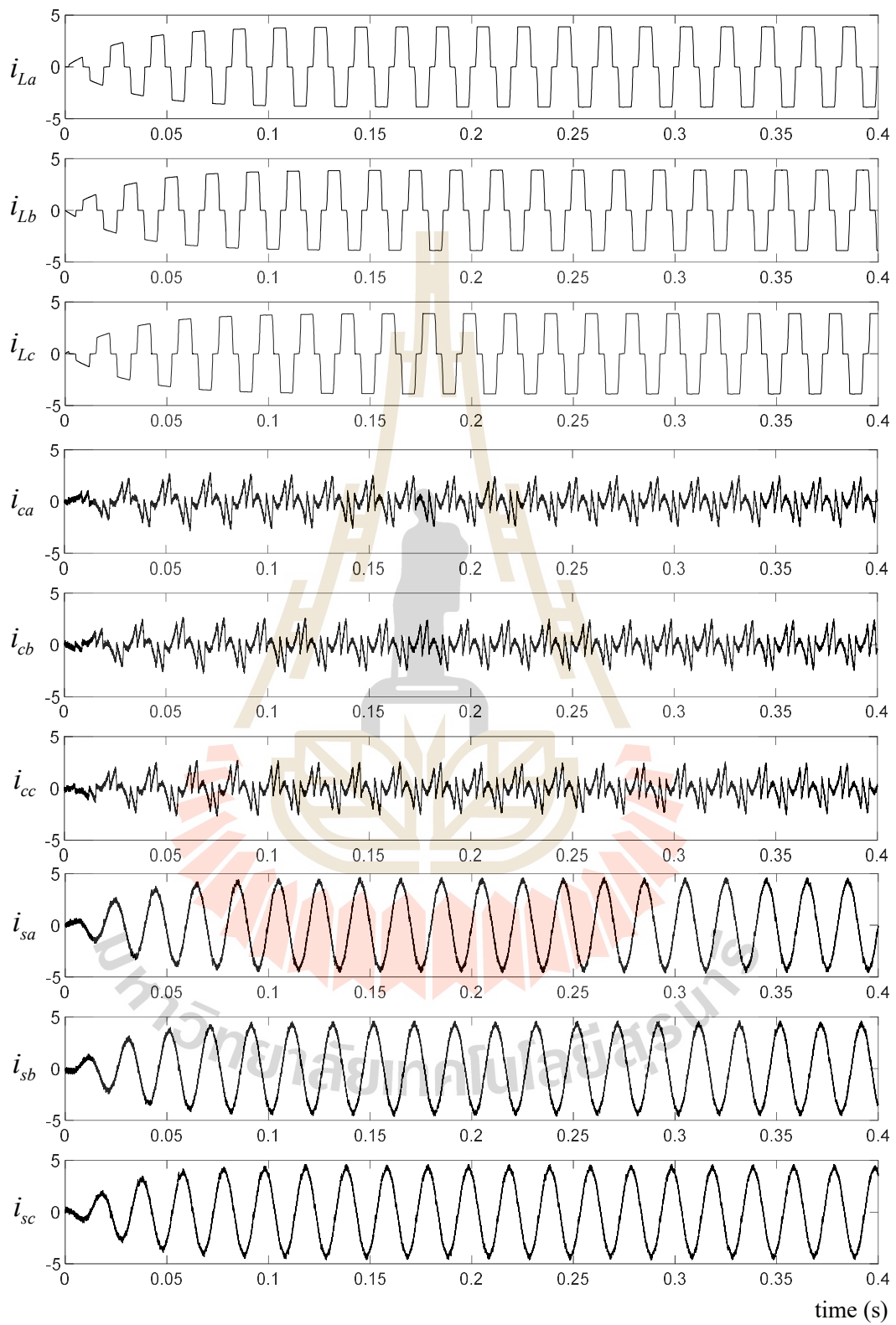
พารามิเตอร์ตัวควบคุม SMC		กรณีที่ 1	กรณีที่ 2	กรณีที่ 3
k_{ic}		20	120	100
k_{vd}		70	10	20
k_{vq}		80	5	10
ก่อนการชดเชย	$\%THD_{i,a}$	24.41		
	$\%THD_{i,b}$	24.41		
	$\%THD_{i,c}$	24.41		
	PF	0.95		
หลังการชดเชย	$\%THD_{i,a}$	ขาดเสถียรภาพ	4.80	5.35
	$\%THD_{i,b}$		4.70	5.27
	$\%THD_{i,c}$		5.00	5.34
	PF	0.99		



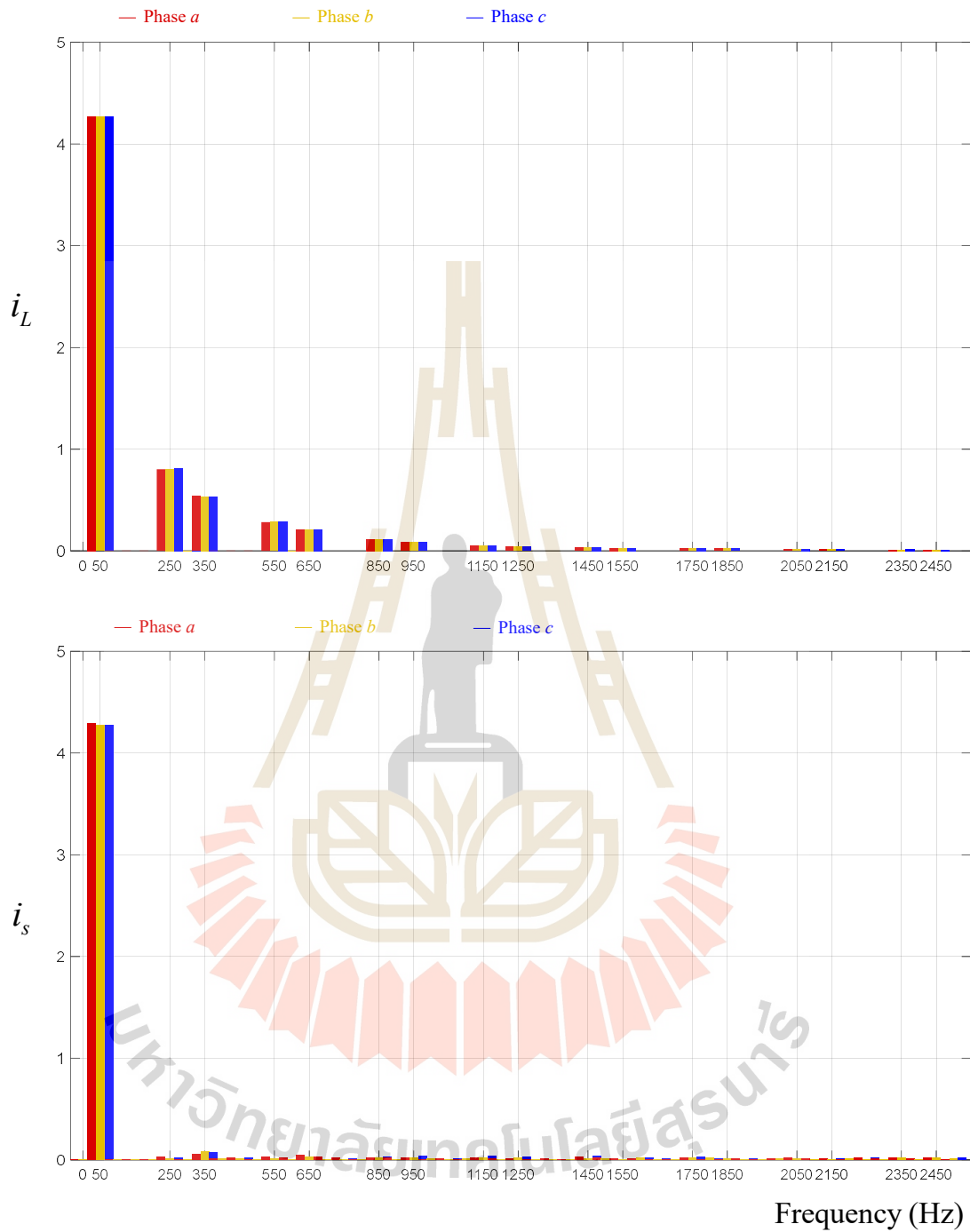
รูปที่ 5.5 การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกโดยใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน กรณีที่ 1



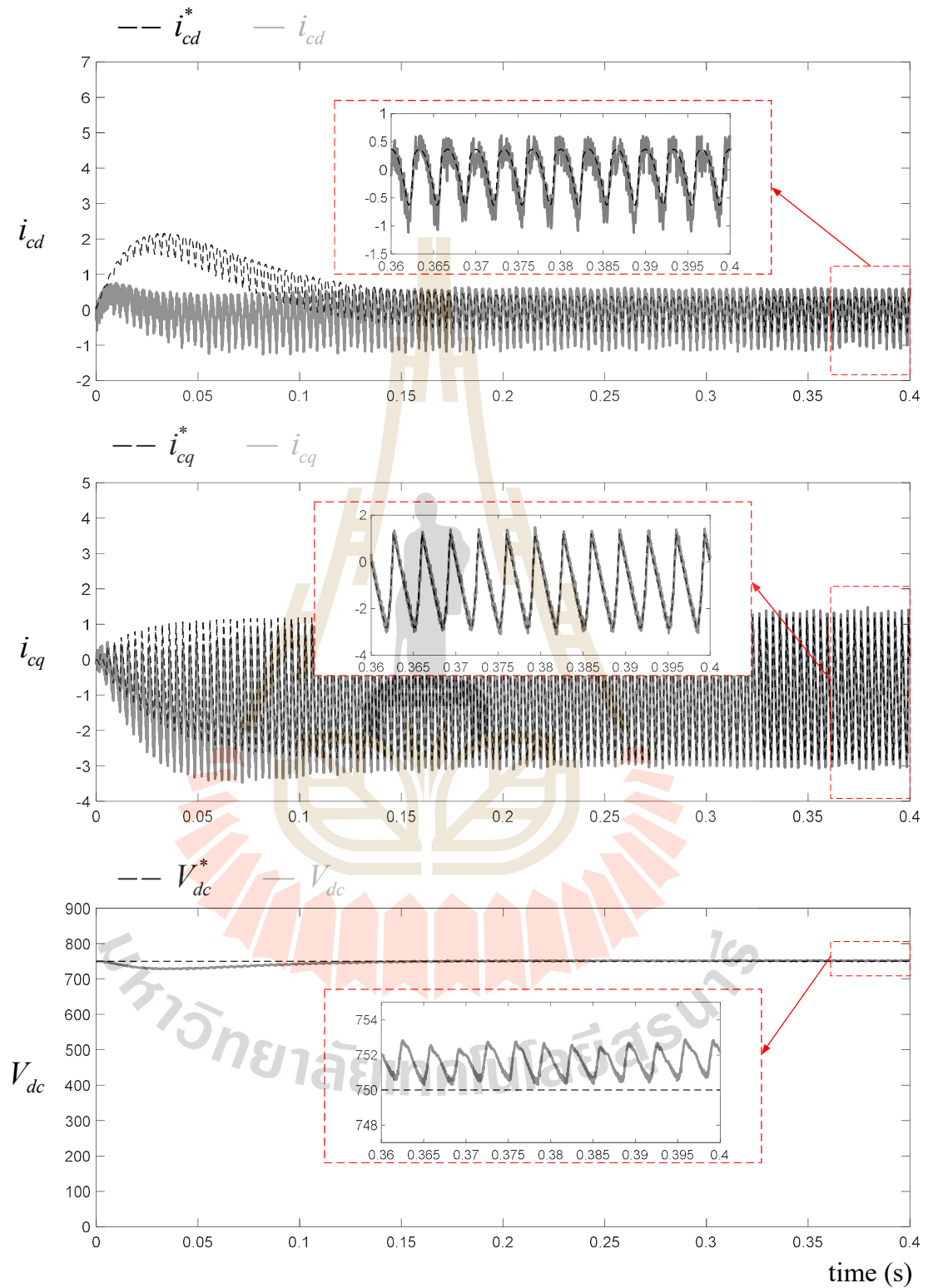
รูปที่ 5.6 สัญญาณกระแสขดลวดบนแกนดีคิว และแรงดันบัสไฟตรง กรณีที่ 1



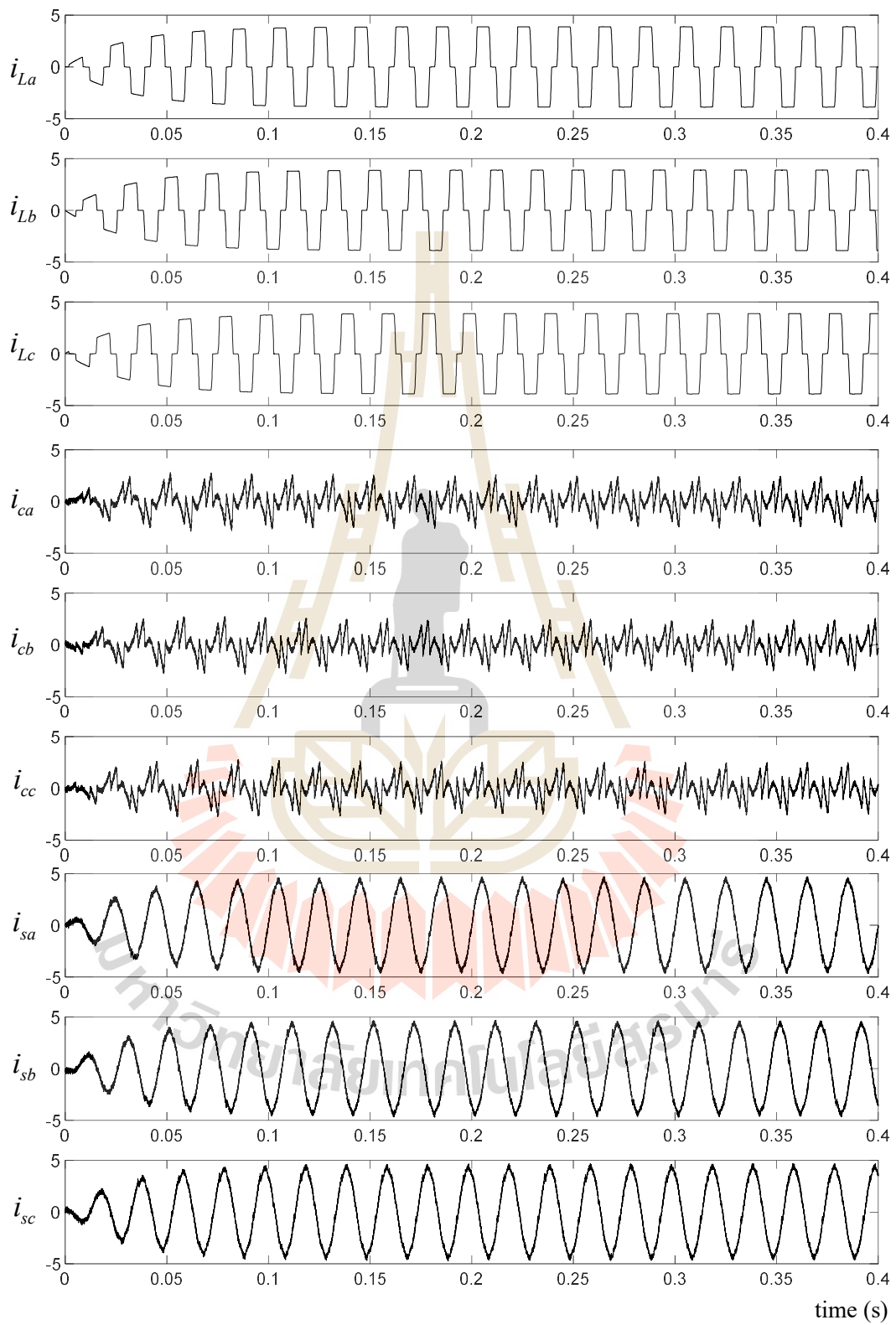
รูปที่ 5.7 การกำจัดฮาร์มอนิกโดยใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน กรณีที่ 2



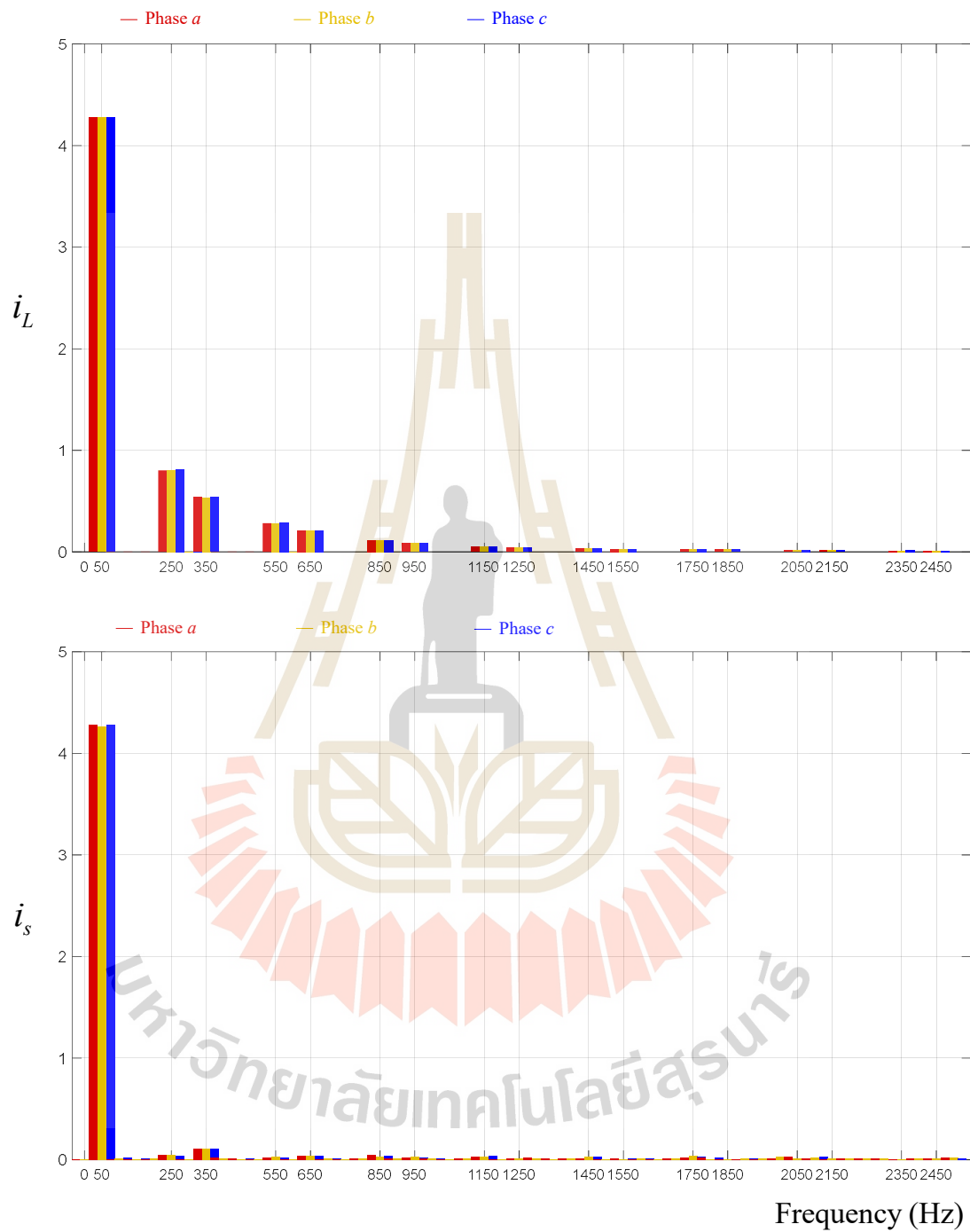
รูปที่ 5.8 สเปกตรัมของกระแสที่โหลด และกระแสที่แหล่งจ่ายภายใต้การชดเชย กรณีที่ 2



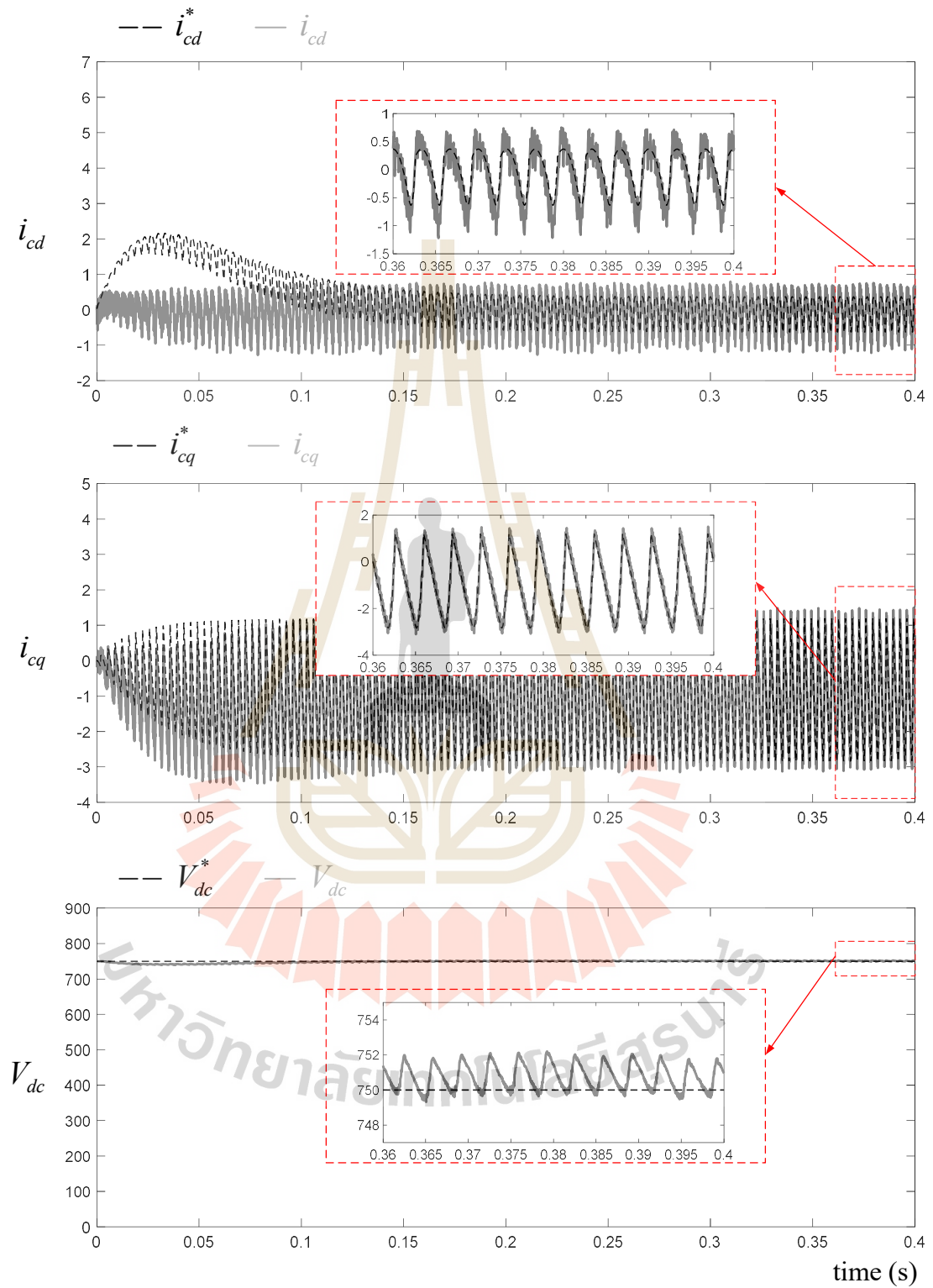
รูปที่ 5.9 สัญญาณกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และแรงดันบัสไฟตรง กรณีที่ 2



รูปที่ 5.10 การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกโดยใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน กรณีที่ 3



รูปที่ 5.11 สเปกตรัมของกระแสโหลด และกระแสที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชย กรณีที่ 3



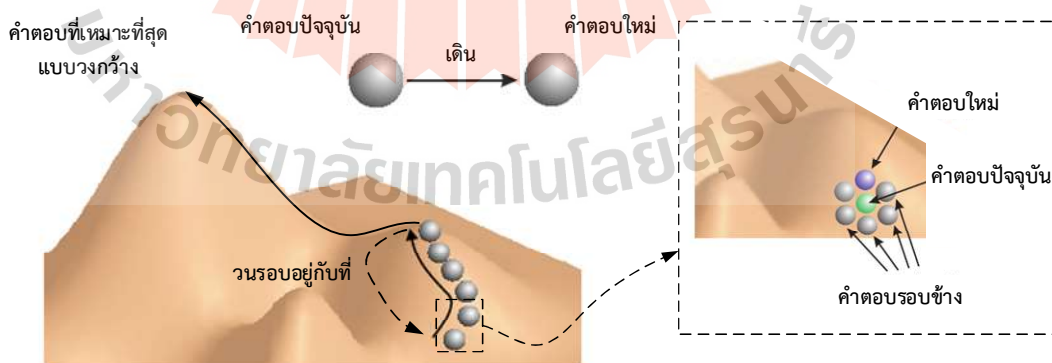
รูปที่ 5.12 สัญญาณกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และแรงดันบัสไฟตรง กรณีที่ 3

5.3 การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีตาบูเชิงปรับตัว

การค้นหาด้วยวิธีตาบูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search: ATS) ถูกนำมาใช้เป็นเครื่องมือในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC แทนวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ โดยมีขั้นตอนในการค้นหาแสดงได้ดังหัวข้อที่ 5.3.1

5.3.1 ขั้นตอนการค้นหาด้วยวิธีตาบูเชิงปรับตัว

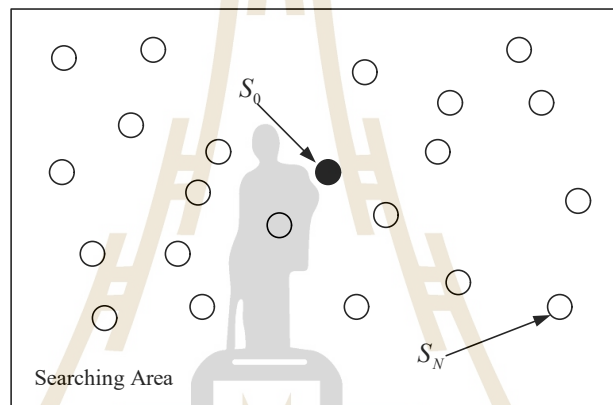
ATS เป็นวิธีการที่ได้รับการพัฒนามาจากการค้นหาแบบตาบู (Tabu search) (Glover, 1989) ในปี พ.ศ. 2545 โดยกองพัน อารีรักษ์ และสรารุณี สุจิตจร (Areerak K-N. and Sujitjorn S., 2002) โดยวิธีการค้นหาแบบตาบูมีแนวคิดพื้นฐานมาจากการค้นหาคำตอบโดยการตัดสินใจเลือกคำตอบใหม่ในเส้นทางที่อาจจะนำไปสู่คำตอบที่เหมาะสมที่สุด โดยมีส่วนประกอบหลักของการค้นหา แสดงได้ดังรูปที่ 5.13 จากรูปสังเกตได้ว่า พื้นผิวที่กำหนดมีจุดหมาย คือ การหาค่าสูงสุดของพื้นผิว เริ่มต้นโดยการค้นหาคำตอบเริ่มต้นจากจุดคำตอบใด ๆ และใช้หลักการเดิน (Move operator) ในการเลือกคำตอบใหม่ที่ ดีกว่าคำตอบปัจจุบัน โดยประเมินจากค่าคำตอบรอบข้าง (Neighborhood search) ภายใต้รัศมีเริ่มต้นที่กำหนด แล้วทำการเลือกคำตอบที่ดีที่สุดภายในรัศมีดังกล่าวเป็นคำตอบใหม่ และทำการคัดเลือกคำตอบในลักษณะนี้ต่อไป จนกระทั่งได้คำตอบที่ดีที่สุด โดย ATS จะมีการเพิ่มกลไกการค้นหา 2 กลไกในอัลกอริทึม ได้แก่ การเดินย้อนรอย (Back tracking) และการปรับรัศมีการค้นหา (Adaptive search radius) ขั้นตอนการค้นหาด้วยวิธี ATS มีรายละเอียด ดังนี้



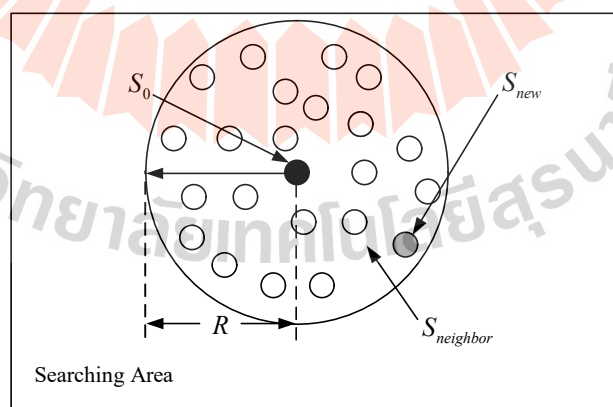
รูปที่ 5.13 แนวคิดพื้นฐานของการค้นหาแบบตาบู (อาทิตย์ ศรีแก้ว ปัญญาเชิงคำนวณ, 2552)

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดจำนวนรอบสูงสุดในการค้นหา ($count_{max}$) กำหนดขนาดพื้นที่ในการค้นหาคำตอบ (S) และทำการสุ่มคำตอบเริ่มต้นภายในพื้นที่การค้นหาจำนวน S_N คำตอบ จากนั้นทำการประเมินคำตอบที่ดีที่สุดจากฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (Objective function) และกำหนดให้เป็นคำตอบเริ่มต้น (S_0) แสดงได้ดังรูปที่ 5.14

ขั้นตอนที่ 2 ทำการกำหนดรัศมีเริ่มต้นในการค้นหาคำตอบ (R) และทำการสุ่มคำตอบรอบข้าง ($S_{neighbor}$) ภายในรัศมีการค้นหา จนได้คำตอบที่ดีที่สุดเป็นคำตอบใหม่จากการประเมินผ่านฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (S_{new}) สำหรับรอบการค้นหาปัจจุบัน ($count_n$) แสดงได้ดังรูปที่ 5.15



รูปที่ 5.14 การกำหนดจำนวนคำตอบเริ่มต้น



รูปที่ 5.15 การกำหนดรัศมีเริ่มต้นและจำนวนคำตอบรอบข้าง

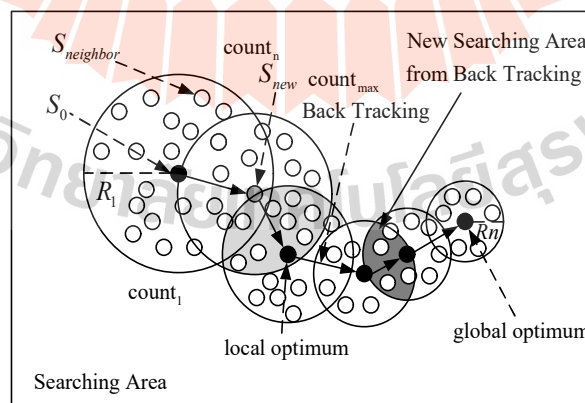
ขั้นตอนที่ 3 กำหนดให้คำตอบ S_{new} ในรอบปัจจุบันเป็นคำตอบ S_0 ในรอบการค้นหาถัดไป โดยจะทำขั้นตอนที่ 2 ซ้ำ ตามเงื่อนไข $count_n < count_{max}$ และจะยุติการค้นหาต่อเมื่อได้คำตอบตามเงื่อนไขที่กำหนด หรือ $count_n > count_{max}$

ขั้นตอนที่ 4 ทำการประเมินค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์จนกระทั่งอัลกอริทึมแบบตาบอดไม่สามารถหาคำตอบ S_{new} ได้ดีกว่าคำตอบ S_0 ในรอบการค้นหาปัจจุบัน นั่นคือ คำตอบดังกล่าวอาจจะเป็นคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่น ดังนั้น อัลกอริทึมจะเข้าสู่กลไกการเดินย้อนรอยที่สามารถให้กลับไปค้นหาคำตอบในพื้นที่คำตอบเก่าได้ โดยกระบวนการดังกล่าวจะทำให้ได้พื้นที่การค้นหาใหม่ ซึ่งอาจจะทำให้ได้คำตอบที่หลุดจากคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่น

ขั้นตอนที่ 5 กลไกการปรับรัศมีการค้นหา ดังสมการที่ (5.27) จะเป็นการปรับลดรัศมีในการค้นหาจนกระทั่งเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุด ซึ่งทำให้คำตอบที่ได้จากการค้นหามีความละเอียดมากขึ้น แต่ถ้าหากปรับลดรัศมีการค้นหาที่เล็กเกินไป การค้นหาอาจจะไม่ครอบคลุมคำตอบที่ต้องการ ดังนั้น การปรับรัศมีการค้นหาให้เหมาะสมจึงมีความสำคัญ กระบวนการค้นหาคำตอบที่เหมาะสมที่สุดด้วยวิธี ATS สามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 5.16

$$Radius_{new}(R_n) = \frac{Radius_{old}}{DF} \quad (5.27)$$

โดยที่ DF คือ ตัวประกอบการลดของรัศมี (Decreasing factor)



รูปที่ 5.16 การค้นหาแบบตาบอดเชิงปรับตัว

5.3.2 การหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว

การหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับตัวควบคุม SMC โดยใช้วิธีการค้นหาแบบ ATS ซึ่งประกอบไปด้วยพารามิเตอร์ 3 ค่า ได้แก่ k_{ic} , k_{id} และ k_{iq} โดยมีค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (δ) เป็นค่าชี้วัดในการหาค่ารากที่สองของความคลาดเคลื่อนเฉลี่ยกำลังสอง (Root mean square error : δ_x) ของค่ากระแสชดเชยจริงบนแกนดีคิว ($i_{c,dq}$) กับค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว ($i_{c,dq}^*$) และแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) กับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง (V_{dc}^*) แสดงได้ดังสมการที่ 5.28 และค่า δ ได้รับการถ่วงน้ำหนัก ดังสมการที่ (5.29)

$$\delta_x = \sqrt{\frac{\sum_{i=n-0.05/T_s}^n (x_i - x_i^*)^2}{n}} \quad (5.28)$$

โดยที่ x คือ i_{cd}, i_{cq}, V_{dc}

x^* คือ $i_{cd}^*, i_{cq}^*, V_{dc}^*$

$$n = \frac{t}{T_s}$$

t คือ เวลาในการจำลองสถานการณ์ทั้งหมด

T_s คือ ช่วงเวลาการซีกตัวอย่าง (10 ไมโครวินาที)

T คือ คาบเวลาของความถี่มูลฐานของระบบ (0.02 วินาที)

$$\delta = 0.35\delta_{ic,d} + 0.35\delta_{ic,q} + 0.3\delta_{v,dc} \quad (5.29)$$

การหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC โดยใช้วิธีการค้นหาแบบ ATS อาศัยการทำงานของโปรแกรม MATLAB/Simulink ร่วมกันกับการเขียนโปรแกรมผ่าน M-File โดยการทำงานจะแบ่งออกเป็นสองส่วน ส่วนแรกจะเป็นการจำลองสถานการณ์การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกผ่านทางโปรแกรม MATLAB/Simulink และส่วนที่สองเป็นการหาค่าพารามิเตอร์ของ SMC ด้วยวิธีการค้นหาแบบ ATS ผ่านการเขียนโปรแกรมบน M-File โดยจะทำการคำนวณค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ทั้งสองส่วนนี้จะทำการรับและส่งข้อมูลร่วมกัน ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 5.17 จากรูปข้างต้น อธิบายได้ว่าโปรแกรม MATLAB/Simulink จะทำการรับค่าพารามิเตอร์ของ SMC (k_{ic} , k_{id} , k_{iq}) จาก M-File

เพื่อนำไปจำลองสถานการณ์ จากนั้นเมื่อระบบทำการจำลองสถานการณ์จนได้ค่าผลเฉลย จะทำการส่งค่าดังกล่าวไปประเมินในฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ($i_{c,dq}$, $i_{c,dq}^*$, V_{dc} , V_{dc}^*) เพื่อคำนวณค่าพารามิเตอร์ของ SMC ตามกระบวนการค้นหาด้วย ATS ตามหัวข้อที่ 5.3.1 จากนั้นค่าพารามิเตอร์ของ SMC ชุดใหม่ที่ให้ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ดีขึ้นจะถูกส่งกลับไปยัง MATLAB/Simulink เพื่อจำลองสถานการณ์ โดยจะทำการรับและส่งข้อมูลเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งกระบวนการค้นหาด้วย ATS จะค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดให้กับตัวควบคุม SMC

การกำหนดขอบเขตการค้นหาของ ATS พิจารณาตามค่าพารามิเตอร์ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของสมการในการออกแบบ ตามสมการที่ 5.26 จากเงื่อนไขดังกล่าว จะทำให้การค้นหาพารามิเตอร์ของ SMC สามารถควบคุมได้ในระบบควบคุมสำหรับวงจร APF

5.3.3 การทดสอบพารามิเตอร์ของวิธีค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว

องค์ประกอบของวิธีค้นหาแบบ ATS มีองค์ประกอบที่สำคัญ ได้แก่ จำนวนคำตอบเริ่มต้น (S_N) จำนวนคำตอบรอบข้าง ($S_{neighbor}$) ค่ารัศมีเริ่มต้น (R) และค่าปรับลดรัศมี (DF) ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความสำคัญกับอัลกอริทึมการค้นหาพารามิเตอร์ จึงจำเป็นต้องมีการกำหนดค่าที่เหมาะสม โดยตารางที่ 5.2 ถึง 5.5 แสดงผลการทดสอบพารามิเตอร์ของ ATS ซึ่งมีค่า δ เป็นตัวชี้วัด

ตารางที่ 5.2 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

จำนวนคำตอบเริ่มต้น	20	50	100	200
Cost value (δ)	0.3735	0.3755	0.3730	0.3740

ตารางที่ 5.3 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

จำนวนคำตอบรอบข้าง	10	15	30	40
Cost value (δ)	0.3732	0.3713	0.3718	0.3728

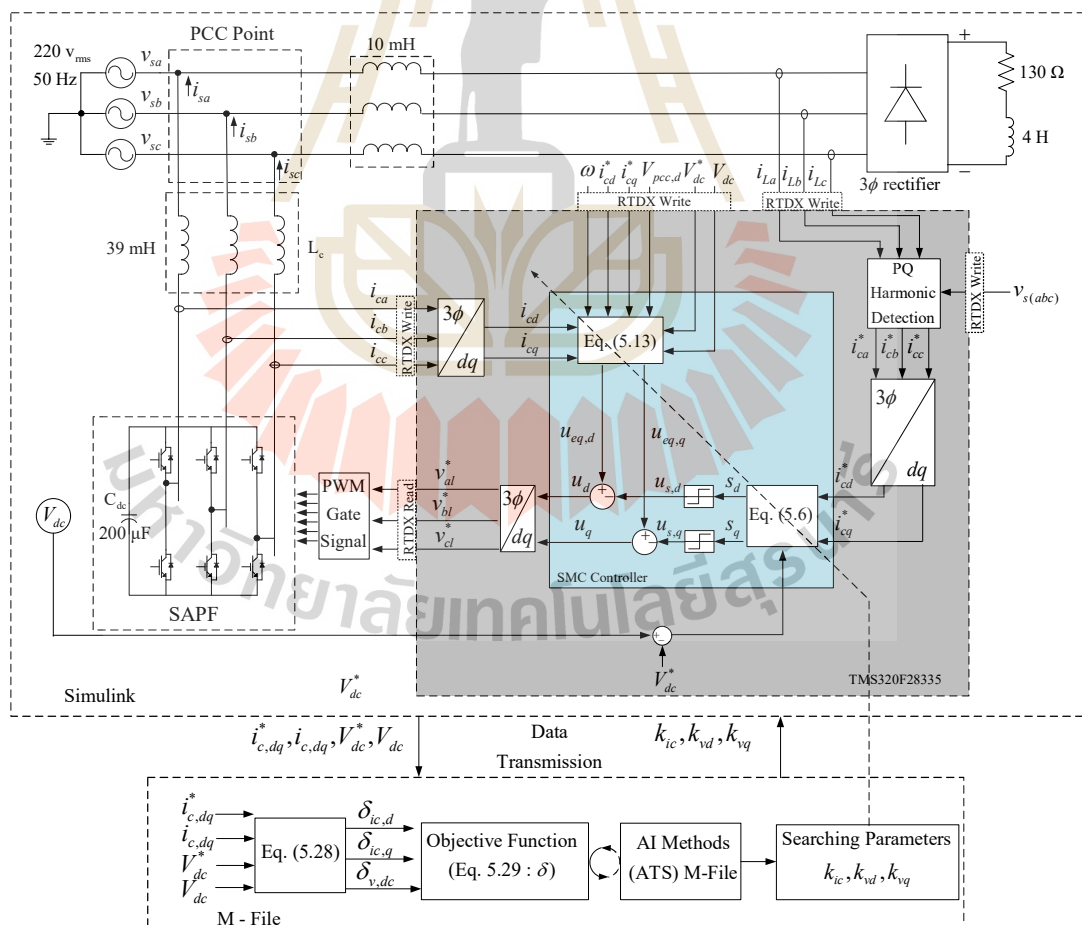
ตารางที่ 5.4 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น

ค่ารัศมีเริ่มต้น	0.5	1	1.5	2
Cost value (δ)	0.3717	0.3737	0.3713	0.3726

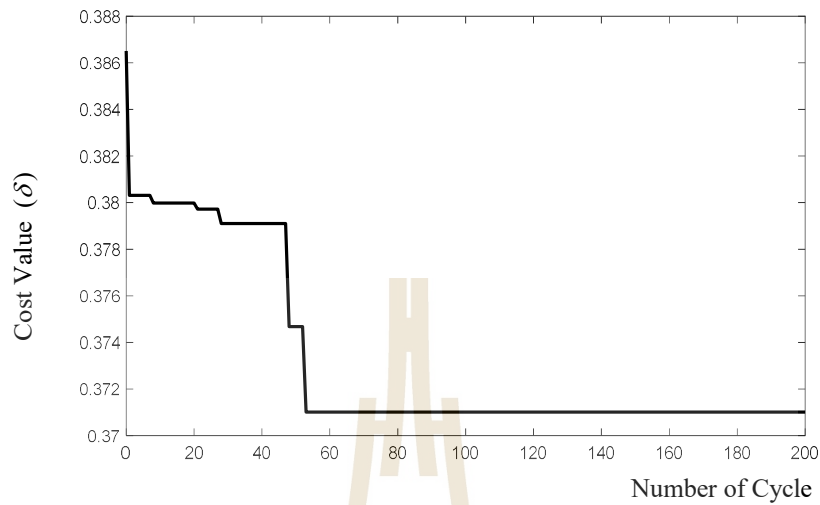
ตารางที่ 5.5 ผลการทดสอบค่าปรับลตรีศมี

ค่าปรับลตรีศมี	1.1	1.2	1.3	1.4
Cost value (δ)	0.3741	0.3717	0.3714	0.3741

จากตารางที่ 5.2 ถึง 5.5 พบว่า ค่าพารามิเตอร์ของ ATS ที่เหมาะสม โดยชี้วัดจากค่า δ สามารถกำหนดให้ใช้จำนวนค่าตอบเริ่มต้น เท่ากับ 100 ค่าตอบ จำนวนค่าตอบรอบข้าง เท่ากับ 15 ค่าตอบ ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 1.5 และค่าปรับลตรีศมีเท่ากับ 1.3 ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของ SMC โดยการกำหนดพารามิเตอร์ของ ATS ด้วยค่าดังกล่าว จะได้ผลการค้นหาออกมา คือ ค่า k_{ic} เท่ากับ 160.43 k_{vd} เท่ากับ 5.44 และค่า k_{vq} เท่ากับ 12.31 โดยให้ค่า δ เท่ากับ 0.3710 แสดงได้ดังรูปที่ 5.18 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยค่าพารามิเตอร์ของ SMC ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS แสดงได้ในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 5.17 แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุม SMC ด้วยการค้นหาแบบ ATS



รูปที่ 5.18 การลู่เข้าของค่า δ สำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของ SMC ด้วยการค้นหาแบบ ATS

5.4 การจำลองสถานการณ์และอภิปรายผล

5.4.1 การจำลองสถานการณ์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบุงเชิงปรับตัว

ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกกรณีที่ใช้การค้นหาแบบ ATS ในการระบุค่าพารามิเตอร์ของ SMC แสดงได้ดังรูปที่ 5.19 ถึง 5.21 ค่า $\%THD$, และ PF แสดงได้ดังตารางที่ 5.6

จากรูปที่ 5.19 พบว่า รูปสัญญาณของกระแสก่อนการชดเชยมีความบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปไซน์ ภายหลังจากการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ส่งผลให้รูปสัญญาณของกระแสหลังการชดเชยมีความเป็นรูปไซน์มากขึ้น พิจารณารูปที่ 5.20 พบว่า สเปกตรัมของกระแสก่อนการชดเชยมีปริมาณฮาร์มอนิกเกิดขึ้นในระบบ เมื่อทำการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ พบว่า สเปกตรัมของกระแสหลังการชดเชยปรากฏเพียงปริมาณของกระแสที่ความถี่มูลฐาน ปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นได้ถูกกำจัดจนหมดไป ซึ่งมีความสอดคล้องกับรูปสัญญาณของกระแสหลังการชดเชย และเมื่อพิจารณารูปที่ 5.21 พบว่า กระแสชดเชยบนแกนดี บนแกนคว และแรงดันบัสไฟตรงที่ได้จากการควบคุม SMC มีลักษณะรูปสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณอ้างอิง

5.4.2 การเปรียบเทียบผลการจำลองสถานการณ์

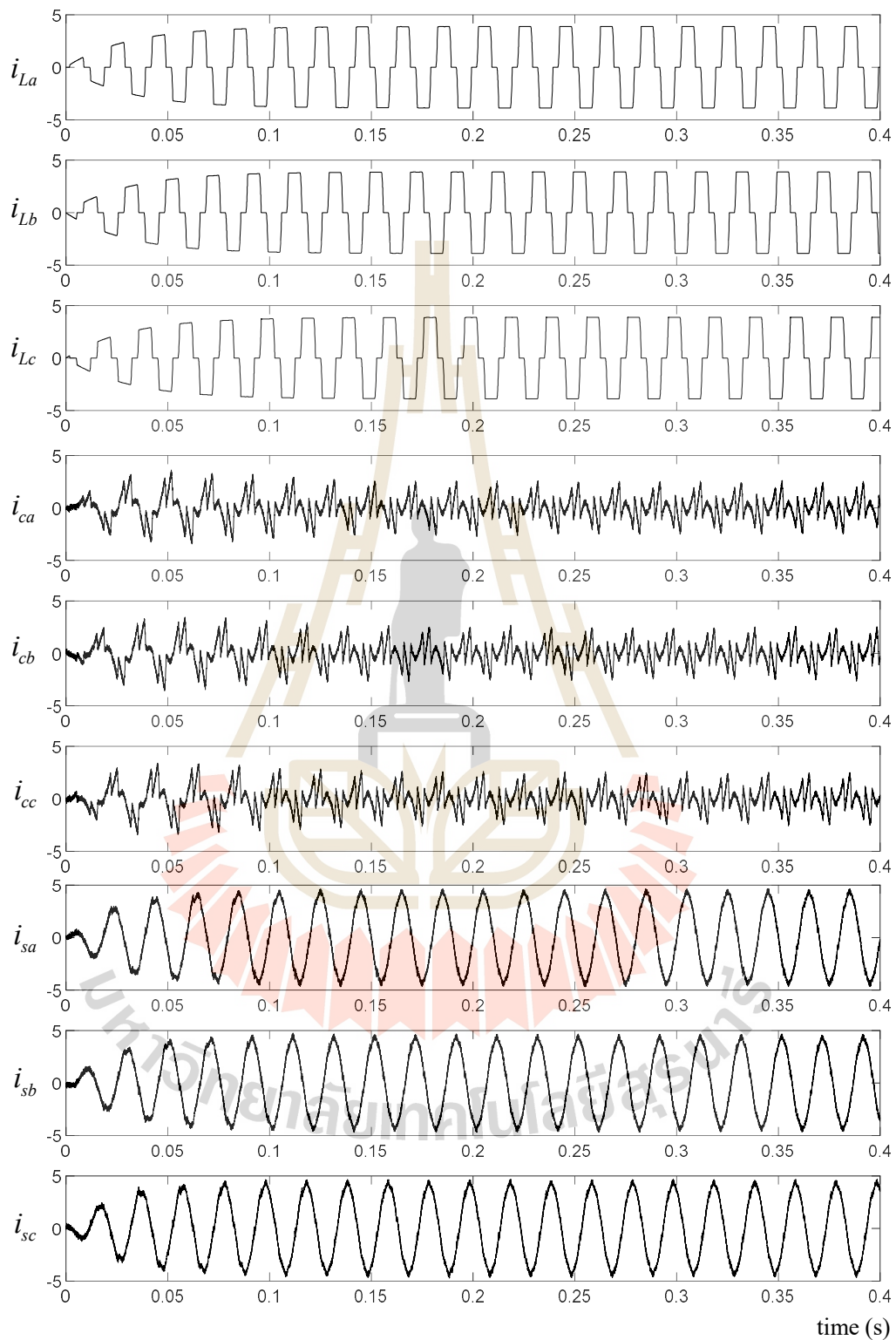
จากการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของ SMC ที่ได้จากการสุ่มและจากการค้นหาแบบ ATS พบว่า การออกแบบด้วยวิธีการสุ่ม หากออกแบบค่าพารามิเตอร์ของ SMC ไม่อยู่ในเงื่อนไขของอสมการในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ จะทำให้ระบบควบคุมไม่สามารถควบคุมการฉีดกระแสชดเชยและแรงดันบัสไฟตรงได้ แต่ถ้าออกแบบค่าพารามิเตอร์ของ SMC ให้อยู่ในเงื่อนไขของอสมการ ระบบควบคุมสามารถควบคุมการฉีดกระแสชดเชยและแรงดันบัสไฟตรงได้ แต่ $\%THD_i$ อาจจะมีค่าสูง เมื่อเทียบกับการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบ ATS ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธีดังกล่าว ระบบควบคุมสามารถควบคุมการฉีดกระแสชดเชยได้ และมีค่า $\%THD_i$ ที่ต่ำกว่าวิธีการออกแบบด้วยวิธีการสุ่ม $\%THD_i$ และ PF ของการออกแบบทั้งสองแนวทางแสดงได้ดังตารางที่ 5.7

ตารางที่ 5.6 ผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกโดยใช้ตัวควบคุม SMC ที่ได้จากการค้นหาแบบ ATS

	$\%THD_{i,a}$	$\%THD_{i,b}$	$\%THD_{i,c}$	PF
ก่อนการชดเชย	24.41			0.95
หลังการชดเชย	4.19	4.10	4.05	0.99

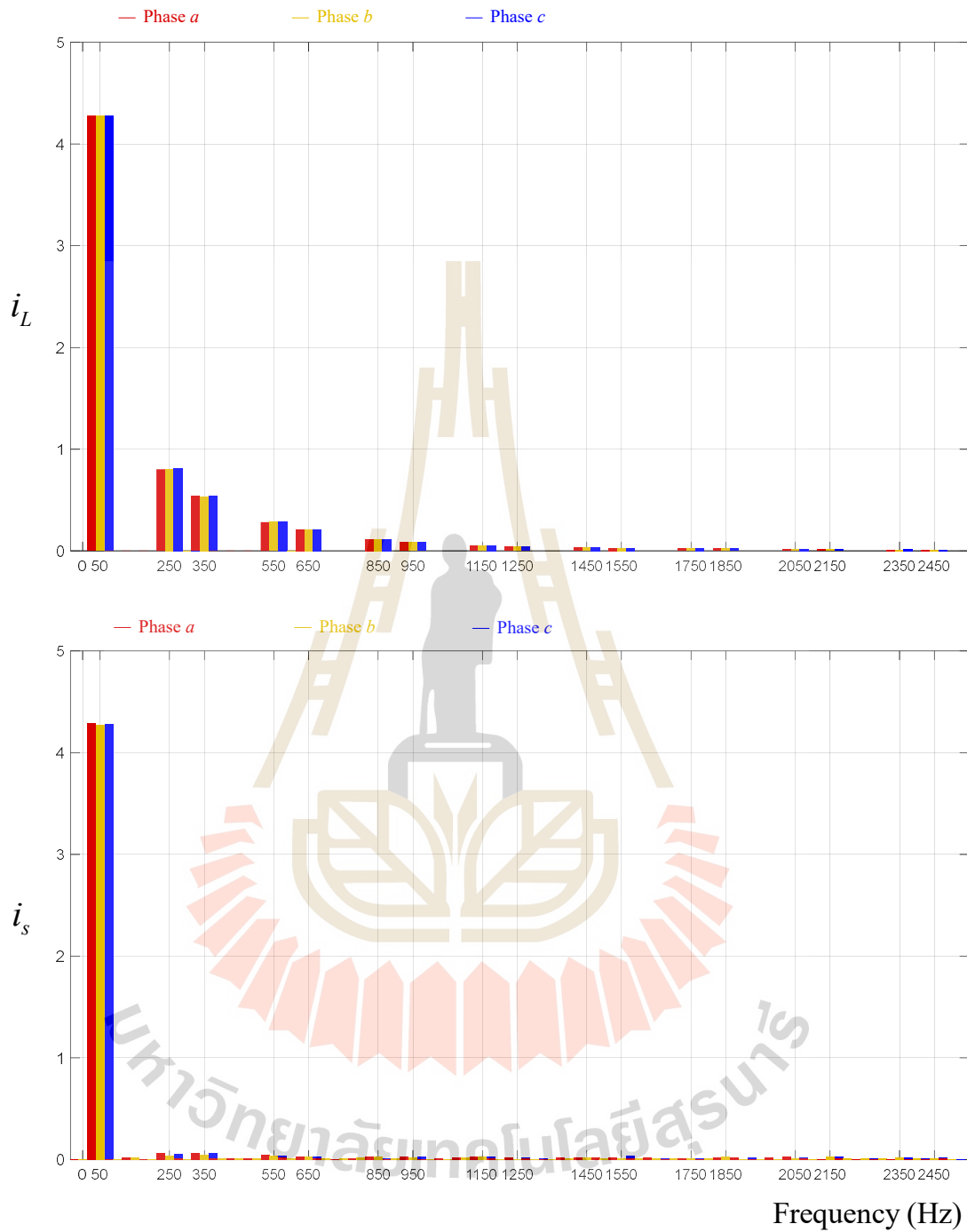
ตารางที่ 5.7 ตารางการเปรียบเทียบค่า $\%THD_i$ ของการออกแบบค่าพารามิเตอร์ทั้ง 2 วิธี

วิธีการออกแบบ	$\%THD_{i,a}$	$\%THD_{i,b}$	$\%THD_{i,c}$	PF
ออกแบบด้วยการสุ่ม กรณีที่ 2	4.80	4.70	5.0	0.99
ออกแบบด้วยการสุ่ม กรณีที่ 3	5.35	5.27	5.34	0.99
ออกแบบด้วยการค้นหาแบบ ATS	4.19	4.10	4.05	0.99

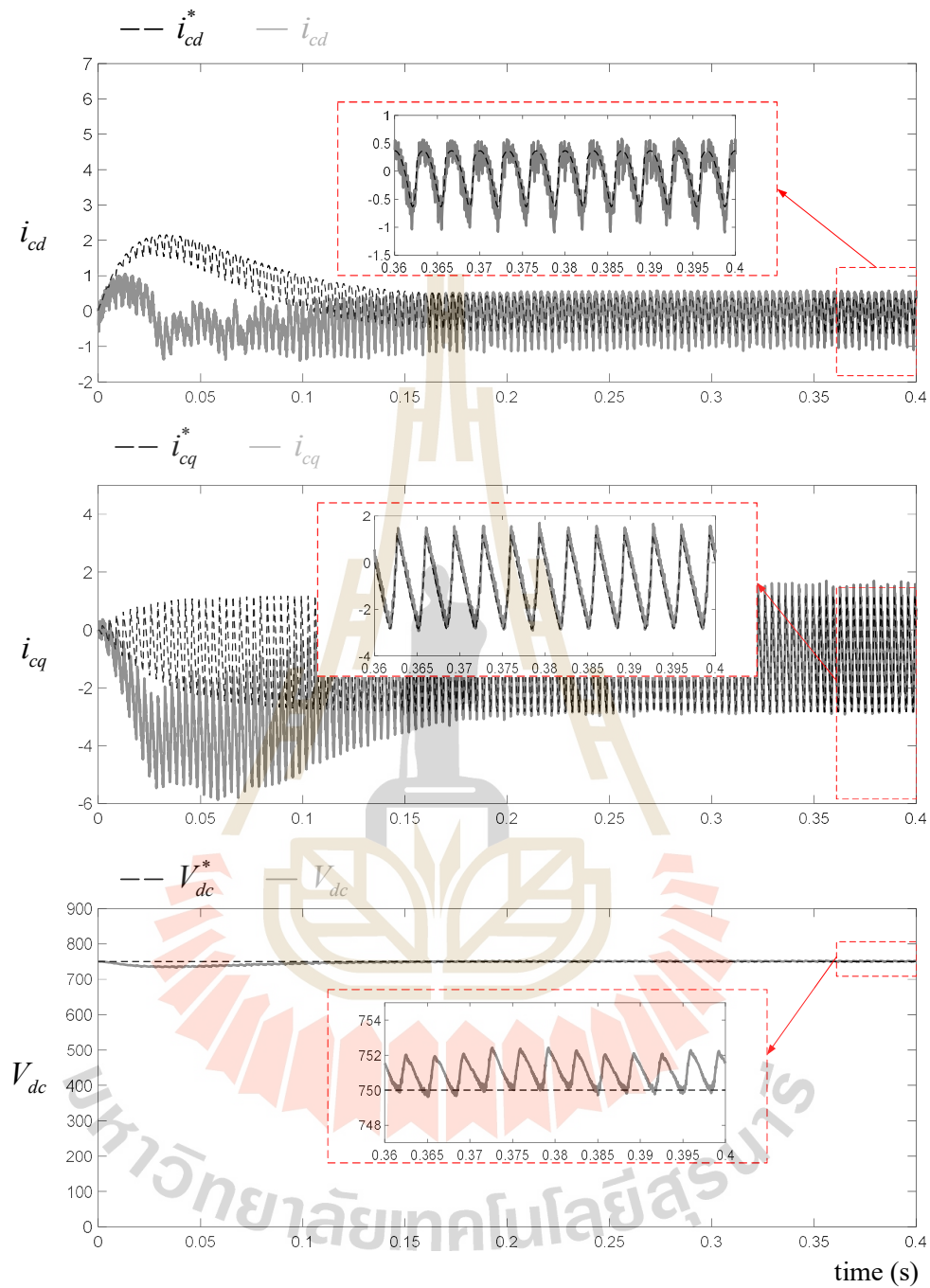


รูปที่ 5.19 ผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของ SMC ที่ได้จากการค้นหาแบบ

ATS



รูปที่ 5.20 สเปกตรัมของกระแสก่อน และหลังการชดเชย กรณีที่ใช้ค่าพารามิเตอร์ SMC จากการค้นหาด้วยวิธี ATS

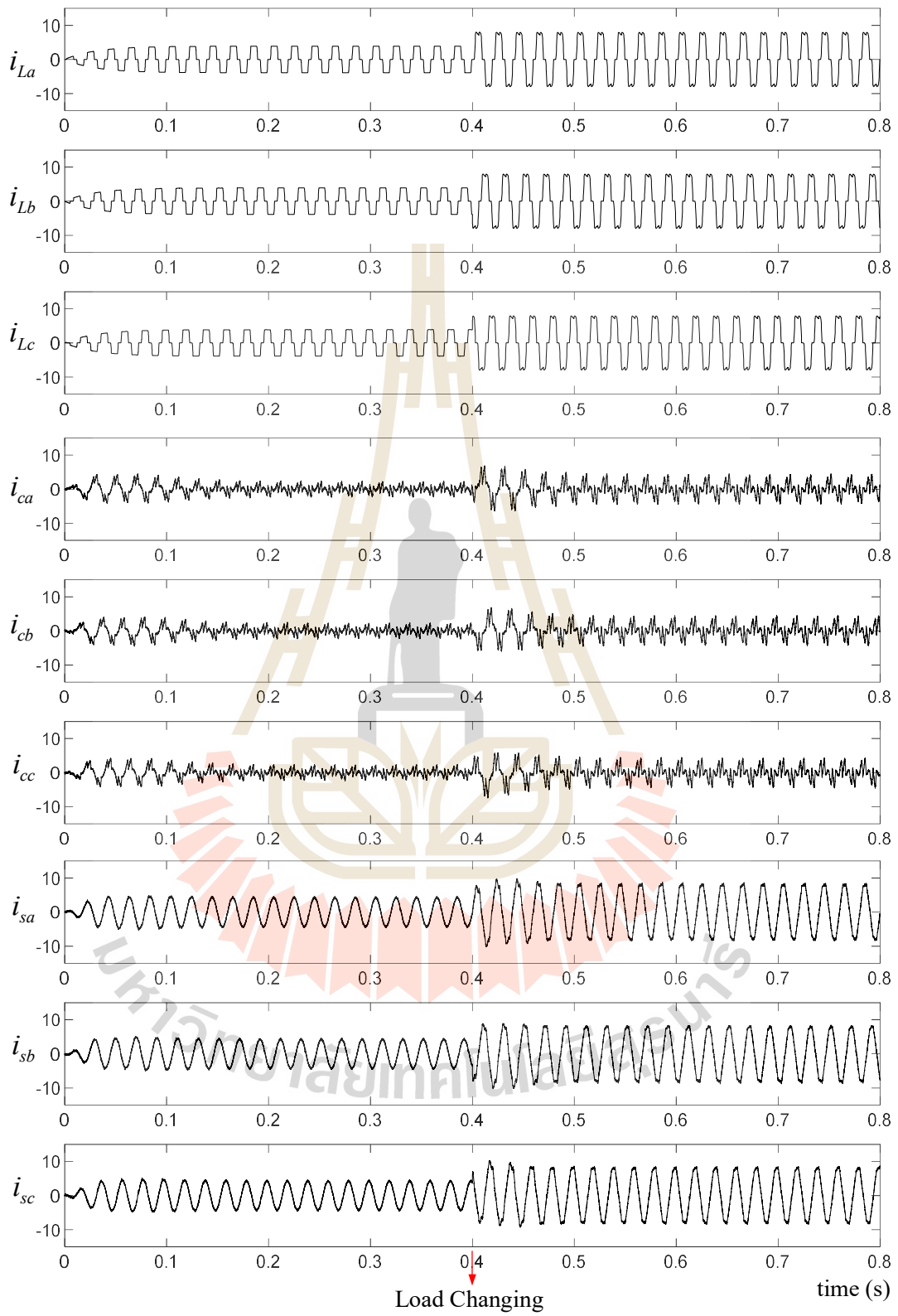


รูปที่ 5.21 สัญญาณกระแสขดลวด และแรงดันบัสไฟตรง กรณีที่ใช้ค่าพารามิเตอร์ SMC จากการค้นหาด้วยวิธี ATS

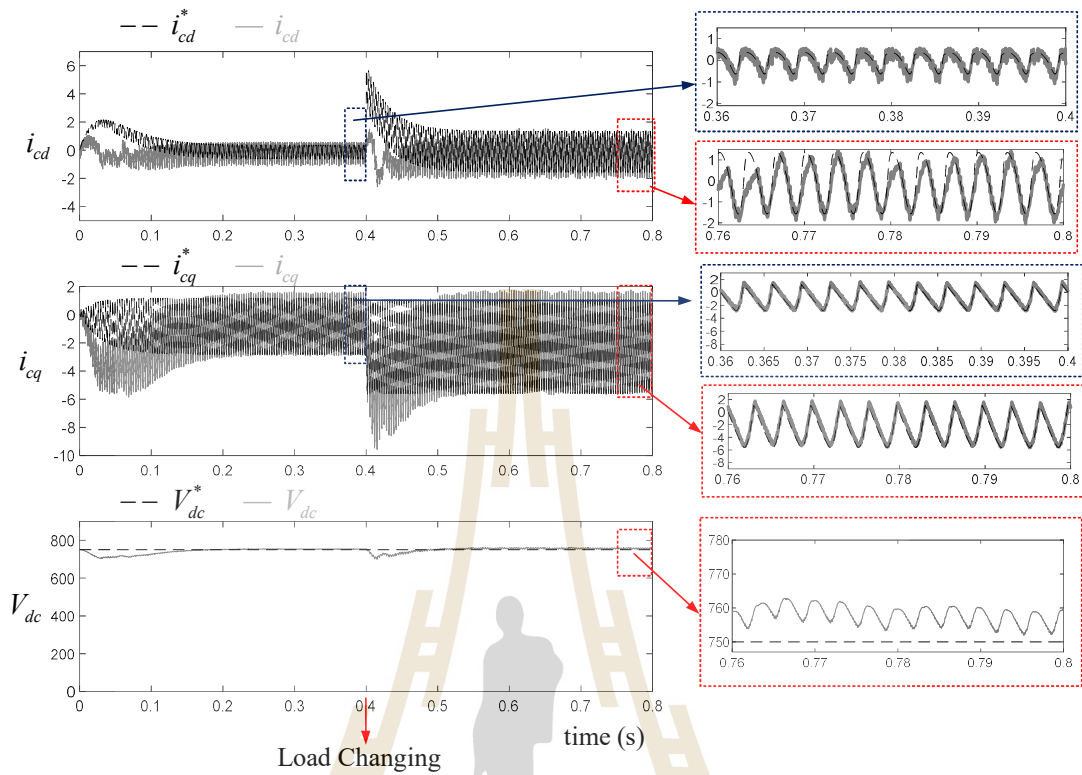
5.5 ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุม โหมดการเลื่อนกรณีโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุม SMC ด้วยวิธีการค้นหาแบบ ATS ในหัวข้อที่ 5.3 เหมาะสมสำหรับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในกรณีโหลดที่พิจารณา หัวข้อนี้จะทำการจำลองสถานการณ์การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกโดยพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของโหลด ระบบดังกล่าวแสดงได้ ดังรูปที่ 5.22 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของ SMC จะใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS

รูปที่ 5.23 แสดงสัญญาณกระแสที่โหลด กระแสชดเชย และกระแสที่แหล่งจ่าย รูปที่ 5.24 แสดงสัญญาณกระแสชดเชยบนแกนดีคิวและแรงดันบัสไฟตรง โดยช่วงวินาทีที่ 0 ถึง 0.4 เป็นช่วงที่โหลดยังไม่มีมีการเปลี่ยนแปลง พบว่า รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายมีความเป็นรูปไซน์ แสดงให้เห็นว่าระบบควบคุมสามารถควบคุมการฉีดกระแสชดเชย และรักษาระดับแรงดันบัสไฟตรงตามที่ออกแบบ วงจรรองกำลังแอกทีฟสามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิก โดยมีค่า $\%THD_i$ อยู่ภายใต้กรอบมาตรฐาน เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC อยู่ภายใต้เงื่อนไขของอสมการในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ ส่วนวินาทีที่ 0.4 ถึง 0.8 เป็นช่วงที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง พบว่า รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายมีความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปไซน์ เนื่องจากระบบที่พิจารณามีการเปลี่ยนแปลงโหลด ทำให้เงื่อนไขของอสมการในการออกแบบค่าพารามิเตอร์เปลี่ยนแปลงไป ค่าพารามิเตอร์ของ SMC เดิมที่ออกแบบ จึงยังไม่เหมาะสม หรือไม่อยู่ในเงื่อนไขของอสมการ ทำให้ระบบควบคุมไม่สามารถควบคุมการฉีดกระแสชดเชย แรงดันบัสไฟตรงให้มีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณอ้างอิงได้ โดยมีค่า $\%THD_i$ ของกระแสที่แหล่งจ่ายเฟส a เท่ากับ 6.09 เปอร์เซ็นต์ เฟส b เท่ากับ 6.20 เปอร์เซ็นต์ และเฟส c เท่ากับ 6.13 เปอร์เซ็นต์ ค่าพารามิเตอร์ของ SMC จึงจำเป็นต้องได้รับการค้นหาด้วยวิธี ATS ใหม่ อย่างไรก็ตาม กระบวนการค้นหาแบบ ATS ใช้เวลาในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่ค่อนข้างใช้เวลานาน ด้วยเหตุนี้ การออกแบบกลไกการปรับค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุม SMC ให้เหมาะสมตามสภาวะโหลดที่เปลี่ยนแปลง จึงเป็นแนวทางการพัฒนาของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ตารางที่ 5.8 แสดงผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุม SMC ในกรณีโหลดที่พิจารณาและโหลดมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 5.23 สัญญาณกระแสที่โหลด กระแสขดเซย และกระแสที่แหล่งจ่าย



รูปที่ 5.24 สัญญาณกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และแรงดันบัสไฟตรง

ตารางที่ 5.8 การเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุม SMC ในกรณีโหลดที่พิจารณาและโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

ดัชนีชี้วัด	โหลดที่พิจารณา		โหลดมีการเปลี่ยนแปลง	
	ก่อนการชดเชย	ภายหลังการชดเชย	ก่อนการชดเชย	ภายหลังการชดเชย
$\%THD_{i,a}$	24.41	4.19	22.38	6.09
$\%THD_{i,b}$	24.41	4.10	22.38	6.20
$\%THD_{i,c}$	24.41	4.05	22.38	6.13
PF	0.95	0.99	0.93	0.99

5.6 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุม SMC สำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ เพื่อควบคุมการผิดกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรง โดยมีการนำเสนอการออกแบบตัวควบคุม SMC ด้วยวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์และวิธีการค้นหาแบบ ATS การจำลองสถานการณ์เป็นการทดสอบสมรรถนะการทำงานของตัวควบคุม และทดสอบอสมการการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบ ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์สามารถยืนยันการออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC ที่ออกแบบภายใต้ขอบเขตของอสมการการตรวจสอบเสถียรภาพ ระบบควบคุมจะสามารถควบคุมการผิดกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรงได้ โดยการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบ ATS จะให้ค่า $\%THD_i$ ที่ต่ำกว่าการออกแบบด้วยวิธีการสุ่ม เนื่องจากวิธีการดังกล่าวจะมีการปรับให้ระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงมีค่าความคลาดเคลื่อนสัมบูรณ์ที่น้อยลง ส่งผลให้การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกทำได้ดีขึ้น จึงส่งผลให้ $\%THD_i$ มีค่าต่ำกว่าการออกแบบด้วยวิธีการสุ่ม ส่วนในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ระบบควบคุม SMC ที่ใช้ค่าพารามิเตอร์จากการค้นหาด้วยวิธี ATS ซึ่งไม่สามารถควบคุมการผิดกระแสชดเชยและให้ผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ไม่อยู่ในมาตรฐาน IEEE Std.519 – 2014 ด้วยเหตุนี้ บทถัดไปจะเป็นการพัฒนาตัวควบคุม SMC ให้สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ตามมาตรฐาน ในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง



บทที่ 6

การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนเชิงปรับตัว สำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ

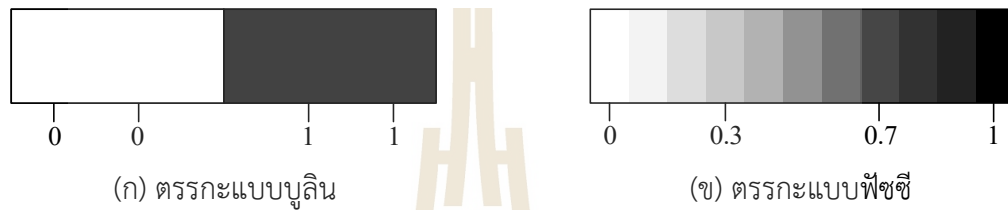
6.1 บทนำ

ในบทนี้การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ส่งผลต่อสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบ ดังนั้น บทนี้จึงนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนเชิงปรับตัว (Adaptive Sliding Mode Control: Adaptive SMC) ตัวควบคุม Adaptive SMC มีการใช้งานฟัซซีลอจิกเพื่อปรับเปลี่ยนค่าเอาต์พุตของตัวควบคุม SMC กลไกที่นำเสนอนี้ทำให้วงจรรองกำลังแอกทีฟมีสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดีในสถานะโหลดมีการเปลี่ยนแปลง รายละเอียดเกี่ยวกับหลักการของฟัซซีลอจิก ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.2 การออกแบบตัวควบคุม Adaptive SMC ในบทนี้ จะเริ่มต้นพิจารณาจากระบบในหัวข้อที่ 6.3 ซึ่งเป็นระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดที่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ตัวควบคุม Adaptive SMC จะสามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดีในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากตัวควบคุม SMC แบบดั้งเดิม หากระบบมีการเปลี่ยนแปลงโหลดที่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC ที่ได้ออกแบบไว้ อาจจะไม่สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดี จำเป็นต้องใช้การค้นหาแบบ ATS ในการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC ใหม่ ที่สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดี ซึ่งกระบวนการค้นหาแบบ ATS ใช้เวลาการค้นหาพารามิเตอร์ที่ค่อนข้างใช้เวลานาน จึงเลือกใช้ฟัซซีลอจิกเป็นตัวควบคุมช่วยในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ในการปรับค่าเอาต์พุตของตัวควบคุม SMC บนแกนสามเฟส สำหรับขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุม Adaptive SMC ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.4 ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.5 และหัวข้อที่ 6.6 เป็นการสรุป

6.2 ฟัซซีลอจิก

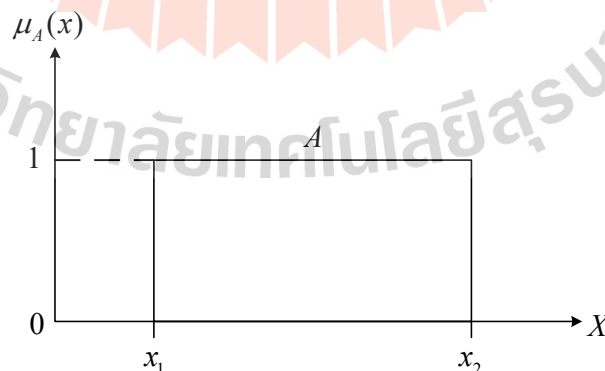
ฟัซซีลอจิก คือ ตรรกะหลายระดับ (มีสมาชิกมากกว่า 2 ค่า) โดยใช้ค่าระดับความเป็นสมาชิก (Degree of Membership) เป็นตัวกำหนดค่า ซึ่งต่างจากตรรกะแบบบูลีน ที่มีสมาชิกเท่ากับ 0 และ

1 เท่านั้น ตรรกะแบบฟัซซีและตรรกะแบบบูลีนสามารถแสดงด้วยค่าความเป็นสมาชิก ดังรูปที่ 6.1 จากรูปดังกล่าว พบว่า ตรรกะแบบบูลีนจะมีค่าระดับความเป็นสมาชิก คือ 0 กับ 1 เท่านั้น แต่ตรรกะแบบฟัซซีจะมีค่าระดับความเป็นสมาชิกตั้งแต่ 0 ถึง 1 แสดงให้เห็นถึงความยืดหยุ่นที่มากกว่าตรรกะแบบบูลีน



รูปที่ 6.1 ค่าความเป็นสมาชิก

เมื่อทำการพิจารณาตรรกะแบบบูลีน และตรรกะแบบฟัซซีในลักษณะกลุ่มข้อมูล จะสามารถเรียกเป็น เซตชัดเจน (Crisp Set) และฟัซซีเซต (Fuzzy Set) ได้ตามลำดับ โดย เซตชัดเจน คือ เซตที่มีค่าความเป็นสมาชิกเท่ากับ 0 กับ 1 เท่านั้น ลักษณะของเซตดังกล่าวสามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 6.5 จากรูปดังกล่าว อธิบายได้ว่า ค่าความเป็นสมาชิกของเซต A มีค่าเท่ากับ 1 ก็ต่อเมื่อค่าของตัวแปร x มีค่าอยู่ในช่วง x_1 ถึง x_2 หากค่าของตัวแปร x มีค่าอยู่นอกช่วงดังกล่าว ค่าความเป็นสมาชิกของเซต A จะมีค่าเท่ากับ 0 โดยสามารถแสดงได้ ดังสมการที่ (6.1) เมื่อ $\mu_A(x)$ คือ ฟังก์ชันสมาชิก (Membership Function)

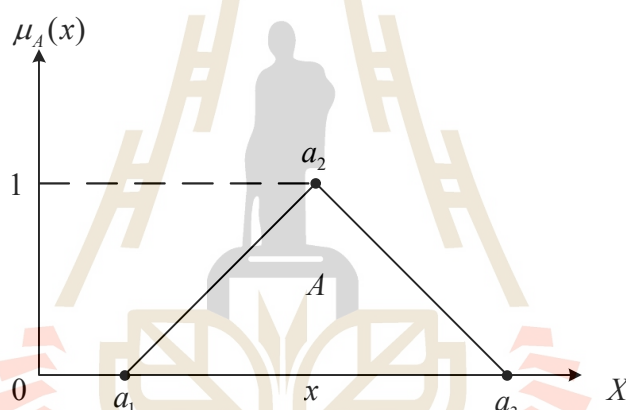


รูปที่ 6.2 เซตชัดเจน

$$\mu_A(x) : X \rightarrow \{0,1\} \quad (6.1)$$

$$\text{โดยที่ } \mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x \in A \\ 0 & \text{if } x \notin A \end{cases}$$

ฟัซซีเซต คือ เซตที่มีค่าความเป็นสมาชิกคลุมเครือ ไม่มีขอบเขตที่ชัดเจน โดยจะมีตั้งแต่ 0 ถึง 1 ซึ่งค่าระดับความเป็นสมาชิกสำหรับฟัซซีเซตจะขึ้นอยู่กับรูปแบบของฟังก์ชันสมาชิก ซึ่งรูปร่างฟังก์ชันสมาชิกที่นิยมใช้มีอยู่หลายรูปแบบ เช่น ฟังก์ชันรูปทรงสามเหลี่ยม (Triangle Membership Function) ฟังก์ชันรูปทรงสี่เหลี่ยมคางหมู (Trapezoidal Membership Function) เป็นต้น การอธิบายความเป็นสมาชิกของฟัซซีเซต สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.3 ซึ่งเป็นตัวอย่างกรณีที่ใช้ฟังก์ชันรูปทรงสามเหลี่ยม โดยสามารถแสดงค่าความเป็นสมาชิกได้ ดังสมการที่ (6.2)



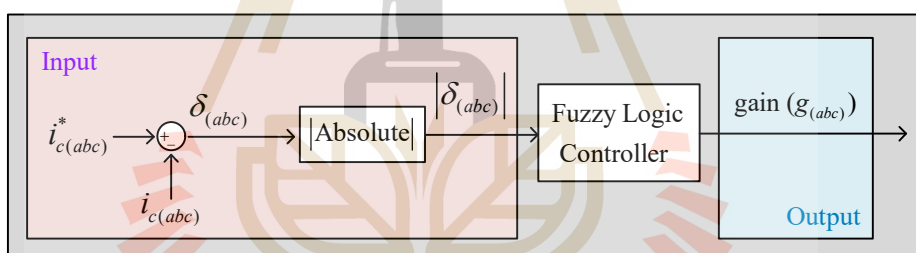
รูปที่ 6.3 ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงสามเหลี่ยม

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & \text{if } x \leq a_1 \\ (x - a_1) / (a_2 - a_1) & \text{if } a_1 < x < a_2 \\ 1 & \text{if } x = a_2 \\ (a_3 - x) / (a_3 - a_2) & \text{if } a_2 < x < a_3 \\ 0 & \text{if } x \geq a_3 \end{cases} \quad (6.2)$$

กระบวนการทำงานของฟัซซีลอจิกแบ่งออกได้เป็น 4 ส่วน ประกอบด้วย การทำฟัซซี (Fuzzification) กฎของฟัซซี (Fuzzy Rule) การอนุมานฟัซซี (Fuzzy Inference) และการทำดีฟัซซี (Defuzzification) ซึ่งได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.2.1 ถึง 6.2.4 ตามลำดับ

6.2.1 การทำฟัซซี

การทำฟัซซี คือ กระบวนการในการแปลงค่าอินพุตของฟัซซีลอจิกให้เป็นค่าความเป็นสมาชิกในรูปแบบของตัวแปรภาษา (Linguistic Variables) เช่น ค่าความคลาดเคลื่อน (Error) เป็นต้น ตัวแปรภาษาจะมีการกำหนดให้มีค่าระดับต่าง ๆ ในรูปแบบภาษาที่แตกต่างกัน เช่น “มาก” “ปานกลาง” หรือ “น้อย” เป็นต้น ระดับค่าตัวแปรภาษาเหล่านี้จะเรียกว่า ค่าเชิงภาษา (Linguistic Value) สำหรับระบบควบคุมกระแสดัดด้วยฟัซซีลอจิกสามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 6.4 จากรูปดังกล่าว มีอินพุต คือ ค่าความคลาดเคลื่อนสัมบูรณ์ระหว่างกระแสอ้างอิง ($i_{c(abc)}^*$) และกระแสชดเชยจริง ($i_{c(abc)}$) ($|\delta_{(abc)}| = |i_{c(abc)}^* - i_{c(abc)}|$) และมีเอาต์พุต คือ อัตราขยายของแรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุม ($v_{(abc),l}^*$) ($g_{(abc)}$) สำหรับการออกแบบตัวแปรภาษาและค่าเชิงภาษาของฟัซซีลอจิกสามารถแสดงได้ ดังตารางที่ 6.1 จากตารางดังกล่าว อินพุตของตัวควบคุมฟัซซี คือ $|\delta|$ เป็นตัวแปรภาษา โดยมีค่าเชิงภาษา 3 ค่า คือ zero pos1 pos2 และเอาต์พุต คือ $g_{(abc)}$ เป็นตัวแปรภาษา โดยมีค่าเชิงภาษา 3 ค่า คือ cons lvl1 และ lvl2



รูปที่ 6.4 ระบบควบคุมกระแสดัดด้วยฟัซซีลอจิก

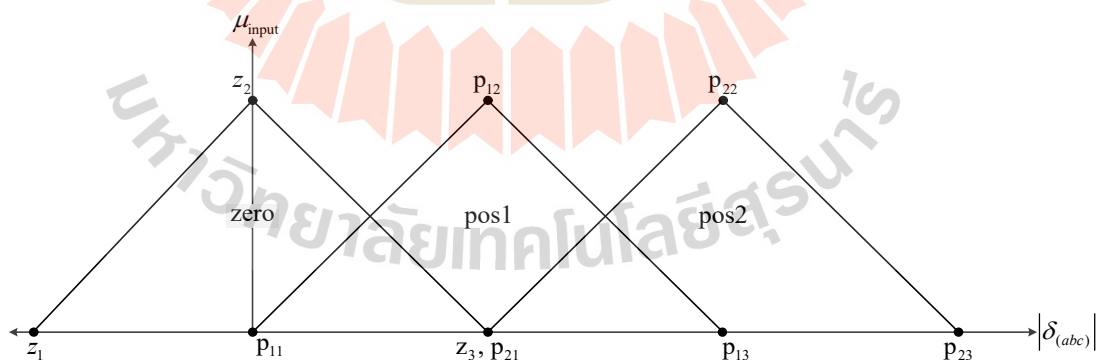
การออกแบบตัวแปรภาษาและค่าเชิงภาษา ดังตารางที่ 6.1 มีอินพุต จำนวน 3 เซต คือ zero pos1 และ pos2 รูปทรงฟังก์ชันสมาชิกอินพุต ได้เลือกใช้ฟังก์ชันรูปสามเหลี่ยมแสดงได้ ดังรูปที่ 6.5 จากรูปข้างต้น ในแต่ละเซตอินพุต ประกอบไปด้วยพารามิเตอร์ของฟังก์ชันรูปทรงสามเหลี่ยมที่สำคัญ 3 ตำแหน่ง สำหรับการออกแบบตำแหน่งฟังก์ชันสมาชิกอินพุตจะพิจารณาจากค่าเฉลี่ยของค่าความคลาดเคลื่อนสัมบูรณ์ ($|\delta_{average}|$) ดังสมการที่ (6.3) โดยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ $|\delta_{average}|$ ในทุก ๆ 20 คาบ สำหรับแนวทางการประเมินว่าตัวแปรสมาชิกจะอยู่ในเซตด้วยค่าความเป็นสมาชิกเท่าไร สามารถดูรายละเอียดเพิ่มเติมได้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ของ ทศพร ณรงค์ฤทธิ ที่ได้มีการนำเสนอไว้ในปี 2557 (ทศพร ณรงค์ฤทธิ, 2557)

$$|\delta_{average}| = \frac{\sum_{n=0}^{n=20N} |\delta_{(abc)}(n)|}{20N + 1} \quad (6.3)$$

โดยที่ N คือ จำนวนจุดข้อมูลใน 1 คาบ

ตารางที่ 6.1 ตัวแปรภาษาและค่าเชิงภาษา

ค่าของระบบ	ตัวแปรภาษา	ความหมาย	ค่าเชิงภาษา	ความหมาย
อินพุต	$ \delta_{(abc)} $	ค่าความคลาดเคลื่อนสัมบูรณ์	zero	$i_{c(abc)}^* = i_{c(abc)}$ (เท่ากัน)
			pos1 (Positive)	$i_{c(abc)}^* > i_{c(abc)} \parallel i_{c(abc)}^* < i_{c(abc)}$ (มากกว่า เล็กน้อย หรือน้อยกว่าเล็กน้อย)
			pos2 (Very Positive)	$i_{c(abc)}^* \gg i_{c(abc)} \parallel i_{c(abc)}^* \ll i_{c(abc)}$ (มากกว่ามาก หรือน้อยกว่ามาก)
เอาต์พุต	$g_{(abc)}$	อัตราขยาย	cons (Constant)	คงที่
			lv1 (Level1)	เพิ่มขึ้น level 1
			lv2 (Level2)	เพิ่มขึ้น level 2



รูปที่ 6.5 ฟังก์ชันสมาชิกอินพุต

6.2.2 กฎของฟuzzy

กฎของฟuzzy คือ เงื่อนไขและข้อปฏิบัติเพื่อใช้ในการควบคุมของตัวควบคุมฟuzzy ถือเป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลต่อสมรรถนะในการควบคุม โดยกฎดังกล่าวจะถูกกำหนดขึ้นโดยความเข้าใจของผู้ออกแบบต่อระบบที่ต้องการควบคุม รูปแบบของกฎของฟuzzy ประกอบไปด้วยประโยคเงื่อนไข (IF) และประโยคปฏิบัติ (THEN) โดยจำนวนกฎที่ใช้ในการควบคุมจะมีการออกแบบให้เหมาะสมกับระบบนั้น ๆ ซึ่งในงานวิจัยนี้ออกแบบกฎของฟuzzyตามจำนวนค่าเชิงภาษาและตัวแปรเชิงภาษา ดังตารางที่ 6.1 ซึ่งสามารถแสดงรายละเอียดกฎของฟuzzyได้ดังนี้

กฎข้อที่ 1: IF $|\delta_{(abc)}| = \text{zero}$ THEN $g_{(abc)} = \text{cons}$

กฎข้อที่ 2: IF $|\delta_{(abc)}| = \text{pos1}$ THEN $g_{(abc)} = \text{lv1}$

กฎข้อที่ 3: IF $|\delta_{(abc)}| = \text{pos2}$ THEN $g_{(abc)} = \text{lv2}$

เงื่อนไขและข้อปฏิบัติจากกฎของฟuzzyที่แสดงข้างต้นทั้ง 3 กฎ สามารถอธิบายความหมายได้ดังนี้

เงื่อนไขข้อที่ 1 หากค่าอินพุต $|\delta_{(abc)}|$ อยู่ในเซต zero หมายความว่า ค่า $i_{c(abc)}$ มีค่าใกล้เคียงกับค่า $i_{c(abc)}^*$ จะกำหนดให้ระดับแรงดันไฟฟ้า $v_{abc,l}^*$ มีค่าคงที่ เพื่อให้การ track ในช่วงความชันสูงของ $i_{c(abc)}$ มีค่าคงที่ ดังนั้น แรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุมจะต้องคงที่ โดยการปรับค่า $g_{(abc)}$ ให้อยู่ในระดับ cons

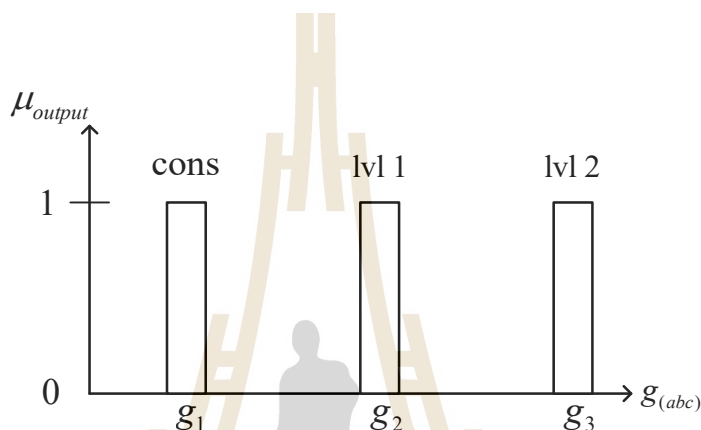
เงื่อนไขข้อที่ 2 หากค่าอินพุต $|\delta_{(abc)}|$ อยู่ในเซต pos1 หมายความว่า ค่า $i_{c(abc)}$ มีค่ามากกว่า หรือน้อยกว่าค่า $i_{c(abc)}^*$ เล็กน้อย จะกำหนดให้ระดับแรงดันไฟฟ้า $v_{abc,l}^*$ มีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อย เพื่อให้การ track ในช่วงความชันสูงของ $i_{c(abc)}$ มีค่าดีขึ้น ดังนั้น แรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุมจะต้องถูกปรับเพิ่มขึ้น โดยการปรับค่า $g_{(abc)}$ ให้อยู่ในระดับ lv1

เงื่อนไขข้อที่ 3 หากค่าอินพุต $|\delta_{(abc)}|$ อยู่ในเซต pos2 หมายความว่า ค่า $i_{c(abc)}$ มีค่ามากกว่า หรือน้อยกว่าค่า $i_{c(abc)}^*$ มาก จะกำหนดให้ระดับแรงดันไฟฟ้า $v_{abc,l}^*$ มีค่าเพิ่มขึ้น เพื่อให้การ track ในช่วงความชันสูงของ $i_{c(abc)}$ มีค่าดีขึ้น ดังนั้น แรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุมจะต้องถูกปรับเพิ่มขึ้น โดยการปรับค่า $g_{(abc)}$ ให้อยู่ในระดับ lv2

6.2.3 การอนุมานฟuzzy

การอนุมานฟuzzy คือ กระบวนการส่งค่าอินพุตของระบบเพื่อทำการแปลงค่าให้เป็นค่าเอาต์พุตโดยใช้ทฤษฎีทางฟuzzy วิธีการอนุมานที่นิยมใช้อย่างแพร่หลายทางด้านวิศวกรรมมีอยู่ด้วยกัน สองวิธีการ ได้แก่ วิธี Mamdani และวิธี Takagi – Sugeno เป็นต้น รายละเอียดเกี่ยวกับ

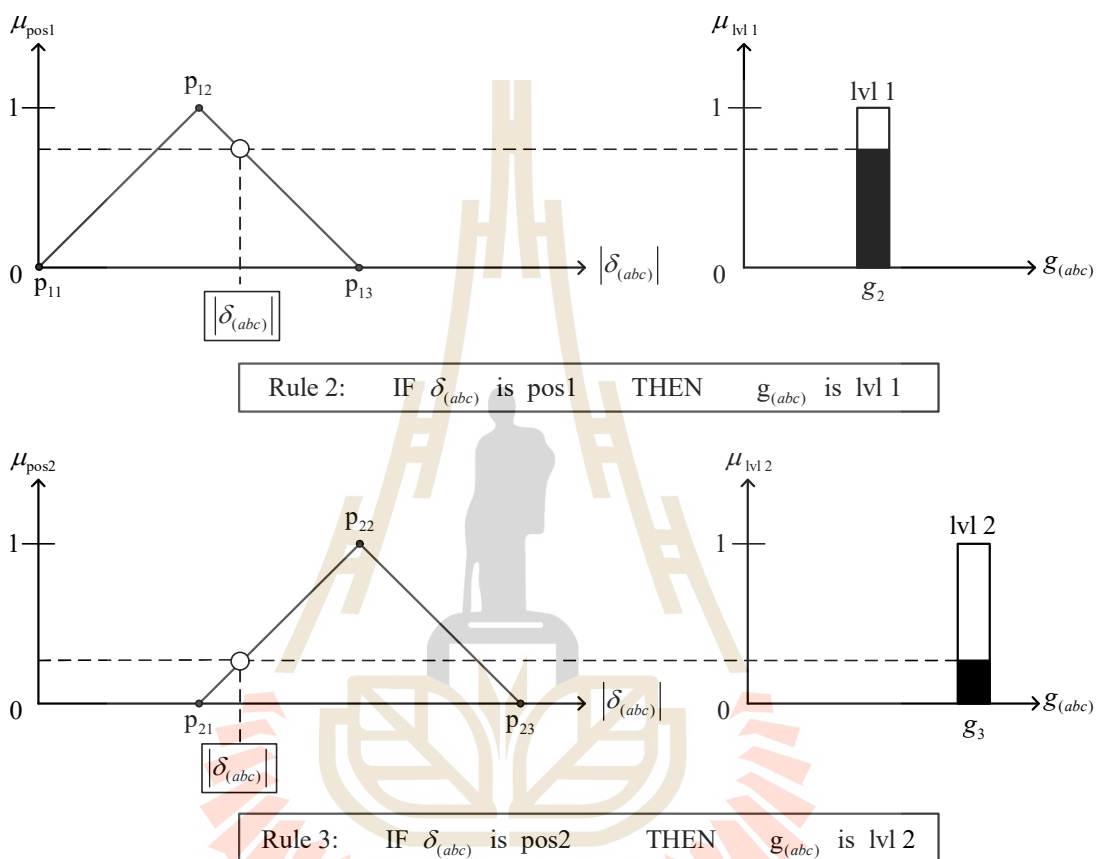
การอนุมานฟัซซีทั้งสองวิธีการสามารถดูรายละเอียดเพิ่มเติมได้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ของ ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ ที่ได้มีการนำเสนอไว้ในปี 2557 (ทศพร ณรงค์ฤทธิ์, 2557) โดยงานวิจัยนี้เลือกใช้ การอนุมานฟัซซีด้วยวิธี Takagi – Sugeno กับระบบควบคุมกระแสชดเชย เนื่องจากให้สมรรถนะ การควบคุมกระแสชดเชยที่ดี และมีความรวดเร็วในการประมวลผล การอนุมานฟัซซีด้วย วิธีการข้างต้นจะได้ฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุตที่มีลักษณะเป็นเส้นตรงโทน ดังรูปที่ 6.6



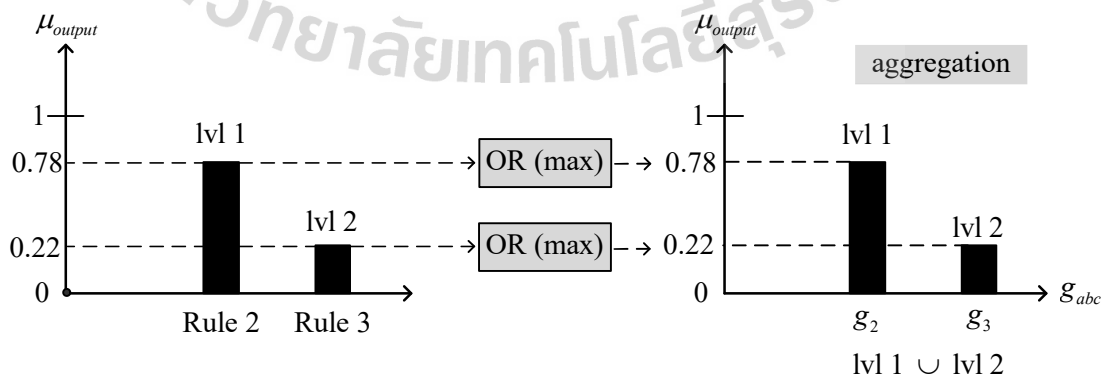
รูปที่ 6.6 ฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุต $g_{(abc)}$

จากรูปที่ 6.6 สามารถยกตัวอย่างฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุต โดยใช้ค่าตัวแปรภาษาและค่าเชิงภาษาตามตารางที่ 6.1 โดยที่ g_1 g_2 และ g_3 คือ ค่าคงที่ในตำแหน่งเซต cons lvl1 และ lvl2 ตามลำดับ ตัวอย่างการอนุมานฟัซซีด้วยวิธี Takagi – Sugeno สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.7 จากรูปข้างต้น จะพิจารณาในช่วงที่ค่ากระแส i_c^* มากกว่า i_c ($i_c^* > i_c$) ซึ่งส่งผลให้ตำแหน่งค่าอินพุต $|\delta_{(abc)}|$ เป็นไปตามกฎของฟัซซีข้อที่สองและสาม ดังนั้น อินพุต $|\delta_{(abc)}|$ จะมีค่าความเป็นสมาชิกของอินพุตอยู่ในเซต pos1 และ pos2 ค่าระดับความเป็นสมาชิกของแต่ละเซตถูกกำหนดด้วยฟังก์ชันรูปทรงสามเหลี่ยม จากกฎของฟัซซีที่กำหนดไว้ข้างต้น ส่งผลให้ค่าความเป็นสมาชิกของเอาต์พุตอยู่ในเซตของ lvl1 และ lvl2 กรณีที่อินพุตมีค่าเดียว ค่าระดับความเป็นสมาชิกของเส้นตรงโทนจะขึ้นอยู่กับระดับค่าความเป็นสมาชิกของอินพุต $|\delta_{(abc)}|$ แต่หากอินพุตมีหลายค่า การประเมินค่าระดับความเป็นสมาชิกจะพิจารณาเงื่อนไขของแต่ละอินพุต จากนั้นจะดำเนินการหาค่าความเป็นสมาชิกด้วยตัวกระทำของฟัซซีเซต เช่น AND หรือ OR จากตัวอย่างข้างต้น เซต lvl1 และ lvl2 มีค่าคงที่เท่ากับ g_1 และ g_2 ตามลำดับ จากนั้นดำเนินการรวมกฎ (Aggregation) ดังรูปที่ 6.8 ขั้นตอนการรวมกฎแบ่งออกเป็น 2 ขั้นตอน ขั้นตอนแรก คือ ทำการประเมินค่า

ความเป็นสมาชิกของเอาต์พุตในแต่ละเซต (lvl1, lvl2) เพื่อหาค่าความเป็นสมาชิกสูงสุดของเอาต์พุตสำหรับแต่ละเซต โดยใช้ตัวกระทำ OR ขั้นตอนที่สอง คือ ทำการรวมผลลัพธ์ที่ได้ของแต่ละเซตเข้าด้วยกันเป็นเซตเดียวด้วยตัวกระทำยูเนียน (Union: \cup)



รูปที่ 6.7 การอนุมานฟัซซีด้วยวิธี Takagi – Sugeno



รูปที่ 6.8 การรวมกฎด้วยการอนุมานด้วยวิธี Takagi – Sugeno

6.2.4 การทำดีฟัซซี

การทำดีฟัซซี คือ กระบวนการสุดท้ายของการอนุมานฟัซซีเพื่อแปลงค่าเอาต์พุตที่ได้จากกระบวนการอนุมานฟัซซี เพื่อนำไปใช้กับระบบควบคุมในระบบที่พิจารณา งานวิจัยนี้เลือกใช้วิธีการอนุมานด้วยวิธี Takagi – Sugeno จึงเลือกใช้การทำดีฟัซซีด้วยวิธีค่าน้ำหนักเฉลี่ย (Weighted Average: WA) เพื่อหาค่าเอาต์พุตชัดเจน (Crips Value) ให้กับระบบที่พิจารณา ซึ่งสามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (6.4) โดยอ้างอิงผลจากการรวมกฎตามรูปที่ 6.8 โดยกำหนดให้ g_2 และ g_3 ให้มีค่า เท่ากับ 3 และ 5 ตามลำดับ ดังนั้น เมื่อคำนวณผลเฉลี่ยของค่า WA จะได้เท่ากับ 3.44 ซึ่งฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุต $g_{(abc)}$ แสดงได้ ดังรูปที่ 6.9 จากรูปข้างต้น กล่าวได้ว่า ตัวควบคุมฟัซซีลอจิกจะทำการปรับค่า $g_{(abc)}$ ให้มีค่าเท่ากับ 3.44 เพื่อให้ค่ากระแสชดเชยมีค่าใกล้เคียงกันกับค่ากระแสชดเชยอ้างอิง

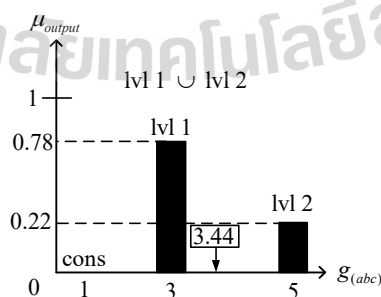
$$WA = \frac{\sum_{i=1}^i \mu(g_i) \times g_i}{\sum_{i=1}^i \mu(g_i)} \quad (6.4)$$

$$= \frac{(\mu(g_2) \times g_2) + (\mu(g_3) \times g_3)}{\mu(g_2) + \mu(g_3)} = \frac{(0.78 \times 3) + (0.22 \times 5)}{0.78 + 0.22} = 3.44$$

โดยที่ i คือ จำนวนเต็มบวก (1, 2, 3, ..., i)

$\mu(g_i)$ คือ ค่าระดับความเป็นสมาชิกของเส้นตรงโทนที่ตำแหน่ง g_i

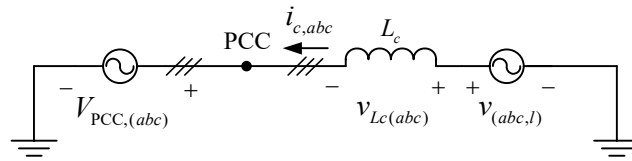
g_i คือ ค่าคงที่ของเส้นตรงโทนที่ตำแหน่งใด ๆ



รูปที่ 6.9 ผลเฉลี่ยการทำดีฟัซซีด้วยวิธี WA

6.3 การออกแบบตัวควบคุมโหมตการเลื่อนเชิงปรับตัวสำหรับวงจรงอกกำลัง แอกทีฟแบบขนาน

จากผลการศึกษาในบทที่ 5 ทำให้ทราบว่า การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC ที่เหมาะสม จะส่งผลให้ระบบควบคุมสามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดี การระบุค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC โดยใช้วิธีการค้นหาแบบ ATS จึงเป็นกลยุทธ์ที่ดีในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม อย่างไรก็ตาม หากระบบมีการเปลี่ยนแปลง ค่าพารามิเตอร์ที่ได้รับการออกแบบดังกล่าว อาจจะไม่สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดี ด้วยเหตุนี้ ตัวควบคุม SMC ควรจะมีการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมในสถานะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากขั้นตอนและวิธีการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC ด้วยวิธีการค้นหาแบบ ATS มีความซับซ้อน และใช้เวลาในการค้นหาพารามิเตอร์ชุดใหม่ที่ยาว จึงได้มีการนำฟuzzy logic มาใช้เป็นตัวควบคุมช่วยในการปรับค่าเอาต์พุตของตัวควบคุม ($v_{(abc,l)}^*$) โดยทำการวิเคราะห์โครงสร้างวงจรรูปที่ 6.10 เพื่อหาสมการในการปรับค่าแรงดัน $v_{(abc,l)}^*$ จากรูปที่ 6.10 เป็นโครงสร้างของวงจรงอกกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรรินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน โดยมีแรงดันตกคร่อม คือ แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ($v_{(abc,l)}$) ซึ่งเชื่อมต่อกับตัวเหนี่ยวนำ (L_c) ของวงจรงอกกำลังแอกทีฟ โดยมีแรงดันตกคร่อม $v_{Lc(abc)}$ ไปยังแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ($V_{PCC,(abc)}$) ดำเนินการใช้กฎ KVL จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ 6.5 จากนั้นทำการพิจารณาในเทอมของ $v_{Lc(abc)}$ ด้วยความสัมพันธ์ของกระแสชดเชย จะได้ความสัมพันธ์ ดังสมการที่ (6.6) ซึ่งสมการดังกล่าวจะอยู่ในรูปของปริพันธ์อันดับหนึ่งของกระแสชดเชย ($\frac{di_{c,abc}}{dt}$) คูณกับค่าตัวเหนี่ยวนำ จากนั้นทำการจัดรูปสมการใหม่ให้อยู่ในรูปของปริพันธ์อันดับหนึ่งของกระแสชดเชย จะได้ดังสมการที่ (6.7) จากสมการดังกล่าว ค่า $\frac{di_{c,abc}}{dt}$ จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน $v_{(abc,l)}$ และค่า L_c เนื่องจากค่า L_c ได้รับการออกแบบให้มีค่าคงที่ ดังแสดงรายละเอียดในหัวข้อที่ 4.3 ดังนั้น ค่า $\frac{di_{c,abc}}{dt}$ จะมีค่าแปรผันตรงกับค่าแรงดัน $v_{(abc,l)}$ โดยที่ความสัมพันธ์ของค่า $v_{(abc,l)}$ แสดงได้ดังสมการที่ (6.8) จากสมการดังกล่าว ค่า M_{abc} จะมีผลต่อแรงดัน $v_{(abc,l)}$ ซึ่งเมื่อค่าแรงดัน $v_{(abc,l)}$ มีค่าเปลี่ยนแปลง ค่า $\frac{di_{c,abc}}{dt}$ จะมีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ซึ่งถ้าหากค่า $\frac{di_{c,abc}}{dt}$ มีค่ามาก จะทำให้การ track ของกระแสชดเชยในช่วงที่มีความชันสูงสามารถทำได้ดีขึ้น



รูปที่ 6.10 โครงสร้างการวิเคราะห์ระบบ

$$v_{Lc(abc)} = v_{(abc,l)} - V_{PCC,(abc)} \quad (6.5)$$

$$L_c \frac{di_{c,abc}}{dt} = v_{(abc,l)} - V_{PCC,(abc)} \quad (6.6)$$

$$\frac{di_{c,abc}}{dt} = \frac{v_{(abc,l)} - V_{PCC,(abc)}}{L_c} \quad (6.7)$$

$$v_{(abc,l)} = \frac{V_{dc}}{2} M_{abc} \quad (6.8)$$

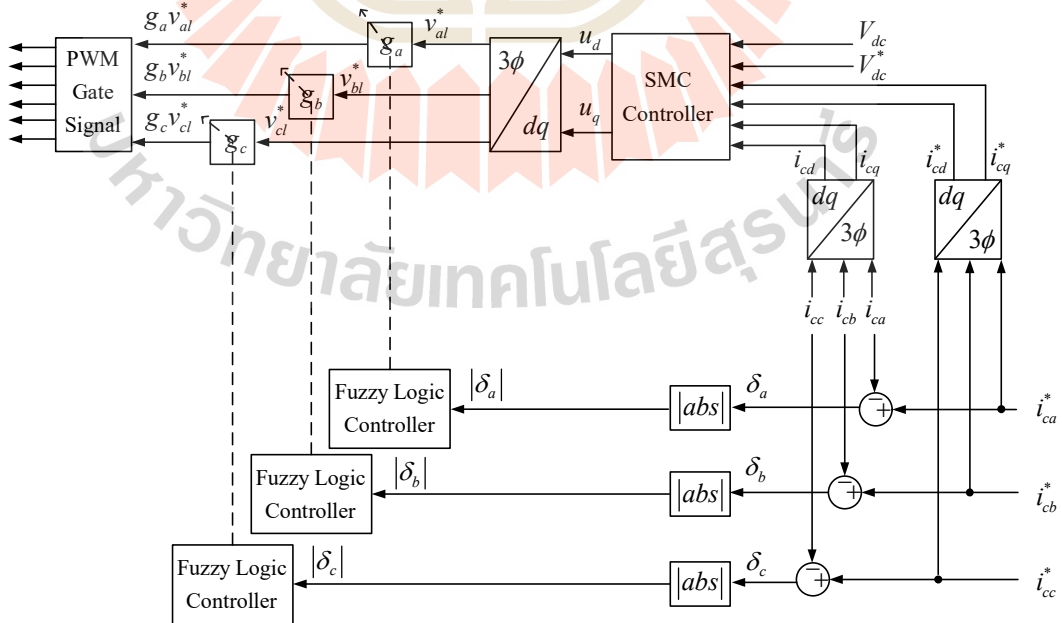
โดยที่ $M_{abc} = |M_{abc}| \sin(\omega t + \theta_{abc})$; $\theta_a = 0$, $\theta_b = -\frac{2\pi}{3}$, $\theta_c = \frac{2\pi}{3}$

จากสมการที่ (6.5) ถึง (6.8) สามารถกล่าวได้ว่า ถ้าค่า M_{abc} มีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้ค่าแรงดัน $v_{(abc,l)}$ มีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ค่า $\frac{di_{c,abc}}{dt}$ เพิ่มขึ้นตามไปด้วย ดังนั้น การปรับค่า M_{abc} จึงเป็นแนวทางในการเพิ่มประสิทธิภาพการฉีดกระแสชดเชยให้กับระบบควบคุม โดยความสัมพันธ์ของ M_{abc} สามารถแสดงได้ ดังสมการที่ (6.9) จากสมการข้างต้น จึงใช้กลไกการปรับค่าเกน g_{abc} ด้วยพีชชีลอจิก เพื่อให้ระบบควบคุมมีประสิทธิภาพในการทำงานที่ดีขึ้น

$$M_{abc} = \frac{g_{abc} \times v_{(abc,l)}^*}{v_{lr}} \quad (6.9)$$

โดยที่ v_{lr} คือ ค่าสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยม

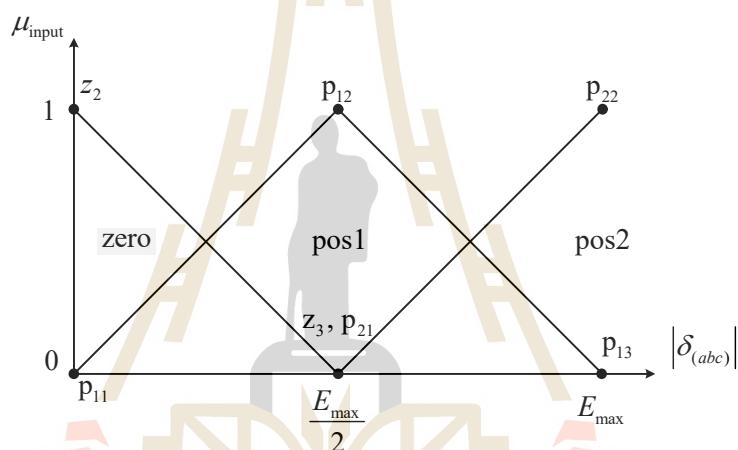
ในงานวิทยานิพนธ์นี้ จะเรียกกลไกการทำงานของตัวควบคุม SMC กับฟuzzyลอจิกว่า ตัวควบคุม Adaptive SMC โครงสร้างระบบควบคุม Adaptive SMC สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 6.11 จากรูป ประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก ส่วนที่หนึ่ง คือ ตัวควบคุม SMC ซึ่งเป็นตัวควบคุมหลักที่ทำหน้าที่ควบคุมกระแสขดเคยและแรงดันบัสไฟตรงให้มีค่าใกล้เคียงกันกับกระแสอ้างอิงและแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงตามลำดับ ส่วนที่สอง คือ ฟuzzyลอจิก ซึ่งเป็นตัวควบคุมช่วย ทำหน้าที่ควบคุมการปรับค่า $g_{(abc)}$ ให้กับค่าแรงดัน $v_{(abc,l)}^*$ เพื่อให้การฉีดกระแสขดเคยบนช่วงที่มีความชันสูงสามารถทำได้ดีขึ้น โดยค่าเอาต์พุต $v_{(abc,l)}^*$ จะถูกนำไปใช้สำหรับเปรียบเทียบกับ v_{rr} เพื่อควบคุมการทำงานของไอจีบีที โดยมีหลักการทำงาน คือ ถ้า $v_{(abc,l)}^*$ มากกว่า v_{rr} สวิตซ์ไอจีบีทีจะทำงาน แต่ถ้า $v_{(abc,l)}^*$ น้อยกว่า v_{rr} สวิตซ์ไอจีบีทีจะไม่ทำงาน อินพุตสำหรับฟuzzyลอจิก คือ ค่าความคลาดเคลื่อนสัมพันธ์ระหว่างกระแสอ้างอิงและกระแสขดเคยจริงบนแกนสามเฟส ($|\delta_{(abc)}|$) การคำนวณค่าดังกล่าวถูกกำหนดให้ใช้ข้อมูลของค่าความผิดพลาด ($\delta_{(abc)}$) จำนวน 20 คาบ เพื่อให้ฟuzzyลอจิกทำงานในทุกช่วงเวลา เท่ากับ 0.4 วินาที (1 คาบ เท่ากับ 0.02 วินาที) ค่า $|\delta_{(abc)}|$ สามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ 6.3 และส่วนที่สาม คือ เทคนิคการสวิตซ์ PWM ซึ่งมีหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรรองกำลังแอกทีฟ จากส่วนประกอบทั้งหมดที่กล่าวมา การออกแบบฟuzzyลอจิกให้มีค่าที่เหมาะสม จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่ง เพื่อให้ระบบควบคุมสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ รายละเอียดการออกแบบฟuzzyลอจิกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.4.1 ถึง 6.4.2 ดังนี้



รูปที่ 6.11 ระบบควบคุม Adaptive SMC สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

6.3.1 การออกแบบฟังก์ชันสมาชิกอินพุต

งานวิจัยนี้ออกแบบฟังก์ชันสมาชิกอินพุตโดยเลือกใช้รูปร่างฟังก์ชันสมาชิกอินพุตเป็นรูปทรงสามเหลี่ยม แสดงได้ดังรูปที่ 6.12 จากรูปข้างต้น ทำการกำหนดขอบเขตของค่า $|\delta_{(abc)}|$ โดยเลือกค่าขนาดความผิดพลาดน้อยที่สุด (E_{min}) ให้มีค่าเท่ากับ 0 และกำหนดค่าขนาดความผิดพลาดมากที่สุด (E_{max}) โดยใช้ขนาดของค่าความผิดพลาดกระแสชดเชยและกระแสชดเชยอ้างอิง ($|i_{c,abc}^* - i_{c,abc}|$) ในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง เพื่อพิจารณาหาค่าเฉลี่ยของค่าความผิดพลาดทุก ๆ T คาบ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 6.3 ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ 0.7688



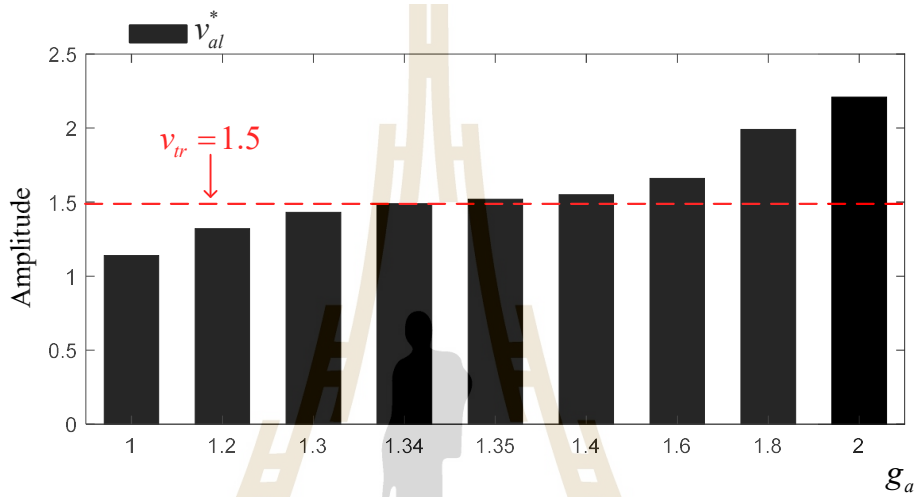
รูปที่ 6.12 ฟังก์ชันสมาชิกอินพุต

6.3.2 การออกแบบฟังก์ชันสมาชิกเอาต์พุต

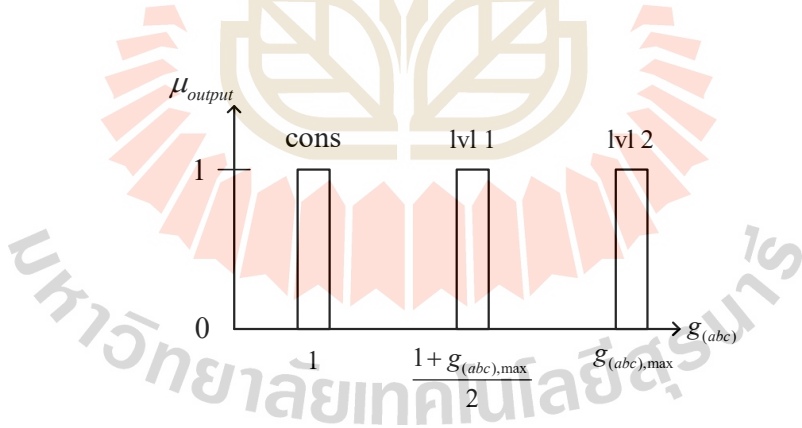
การออกแบบฟังก์ชันสมาชิกเอาต์พุตในงานวิจัยนี้ ประกอบไปด้วย เส้นตรงโหนด cons lvl1 และ lvl2 โดยที่ตำแหน่งของเส้นตรงโหนดอยู่ระหว่าง 1 ถึง $g_{(abc),max}$ การออกแบบค่า $g_{(abc)}$ จะพิจารณาจากการปรับค่า $v_{abc,l}^*$ เทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (v_{tr}) แสดงได้ดังสมการที่ (6.10) ค่า $g_{(abc),max}$ พิจารณาจากผลกระทบของการปรับค่าสัญญาณ $v_{abc,l}^*$ โดยที่ภายหลังจากการปรับค่าดังกล่าว ระบบจะต้องไม่เกิดการ Overmodulation ซึ่งจะพิจารณาจากแอมพลิจูดของสัญญาณ $v_{abc,l}^*$ ที่ความถี่มูลฐาน จะต้องไม่เกินค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ v_{tr} การทดสอบหาค่า $g_{(abc),max}$ แสดงได้ดังตารางที่ 6.2 จากตารางจะกำหนดให้ค่า $g_{(abc),max}$ มีค่าเท่ากับ 1.34 โดยรูปที่ 6.13 แสดงแอมพลิจูดของสัญญาณ v_{al}^* ที่ความถี่มูลฐาน กรณีคุณค่า g_a ที่ค่าต่าง ๆ

สำหรับค่า $g_{(abc),min}$ จะกำหนดให้มีค่า เท่ากับ 1 เนื่องจากงานวิจัยนี้ต้องการ track ช่วงความชันสูง ได้ดี ฟังก์ชันสมาชิกเอาต์พุต แสดงได้ดังรูปที่ 6.14

$$g_{(abc)} = \frac{v_{tr}}{v_{abc,l}^*} \tag{6.10}$$



รูปที่ 6.13 แอมพลิจูดสัญญาณ v_{al}^* ที่ความถี่มูลฐาน กรณีคุณค่า g_a ที่ค่าต่าง ๆ



รูปที่ 6.14 ฟังก์ชันสมาชิกเอาต์พุต

ตารางที่ 6.2 ผลการทดสอบการปรับค่า $g_{(abc)}$

แอมพลิจูด ของ $v_{abc,l}^*$	Without	$g_{(abc)}$							
	$g_{(abc)}$	1.2	1.3	1.34	1.35	1.4	1.6	1.8	2
	1.14	1.32	1.43	1.49	1.52	1.55	1.66	1.99	2.21

6.4 ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุม โหมตการเลื่อนเชิงปรับตัว

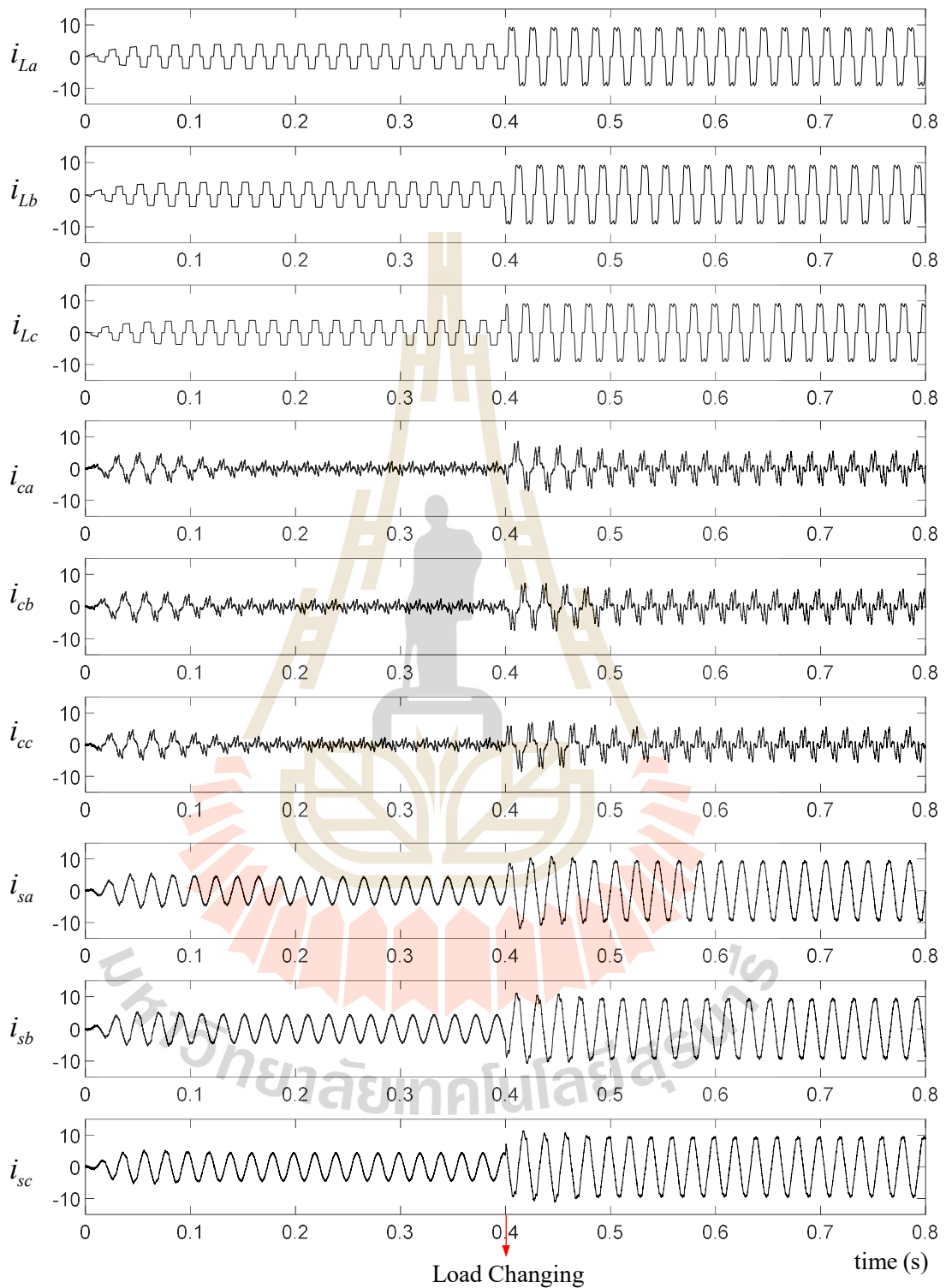
จากการออกแบบตัวควบคุม Adaptive SMC ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก แสดงได้ดังรูปที่ 6.15 ถึง 6.17 จากรูปที่ 6.15 พบว่า วินาทีที่ 0 ถึง 0.4 เป็นช่วงโหลดที่พิจารณา และวินาทีที่ 0.4 ถึง 0.8 วินาที เป็นช่วงที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง โดยรูปสัญญาณของกระแสที่แหล่งจ่ายในกรณีโหลดที่พิจารณา จะมีรูปสัญญาณเหมือนกับรูปที่ 5.22 และในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง รูปสัญญาณของกระแสที่แหล่งจ่ายจะมีความเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับรูปที่ 5.22 จากรูปที่ 6.16 แสดงการเปรียบเทียบรูปสัญญาณของกระแสชดเชยอ้างอิงบนแกนดีคิวและแรงดันบัสไฟตรง กรณีที่ใช้ตัวควบคุม Adaptive SMC และกรณีที่ใช้ตัวควบคุม SMC เพียงอย่างเดียว พบว่า รูปสัญญาณกรณีที่ใช้ตัวควบคุม Adaptive SMC จะมีรูปสัญญาณที่ใกล้เคียงกับสัญญาณอ้างอิงมากกว่ากรณีที่ใช้ตัวควบคุม SMC เพียงอย่างเดียว เมื่อทำการพิจารณา รูปที่ 6.17 พบว่าค่าเอาต์พุตของฟิชซีในช่วงวินาทีที่ 0 ถึง 0.4 วินาที ค่า $g_{(abc)}$ มีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งเป็นกรณีที่โหลดยังไม่มีเปลี่ยนแปลง และช่วงวินาทีที่ 0.4 ถึง 0.8 วินาที พบว่า ค่า $g_{(abc)}$ จะมีการปรับเปลี่ยนเปลี่ยนค่าเอาต์พุตเพื่อทำให้การติดตามสัญญาณของกระแสชดเชยทำได้ดีขึ้นในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง อย่างไรก็ตามการออกแบบค่า $g_{(abc)}$ ในกรณีที่โหลดสมดุลงสามารถกำหนดให้ค่า $g_{(abc)}$ ในแต่ละเฟสมีค่าเท่ากันได้ แต่ในงานวิจัยนี้ทำการออกแบบค่า $g_{(abc)}$ ในแต่ละเฟสให้มีค่าไม่เท่ากัน เนื่องจากรองรับโหลดที่ไม่สมดุลที่อาจจะมีการต่อใช้งานในอนาคต และเมื่อทำการพิจารณารูปที่ 6.18 พบว่า สัญญาณกระแสชดเชย เฟส a กรณีที่ใช้ตัวควบคุม Adaptive SMC มีรูปสัญญาณที่ใกล้เคียงกับสัญญาณอ้างอิงมากกว่ากรณีที่ใช้ตัวควบคุม SMC อย่างเห็นได้ชัด แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุม Adaptive SMC มีสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดีกว่ากรณีที่ใช้ตัวควบคุม SMC เพียงอย่างเดียว ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกระหว่างตัวควบคุม SMC และตัวควบคุม Adaptive SMC แสดงได้ดังตารางที่ 6.3

รูปที่ 6.19 แสดงผลการเปรียบเทียบรูปสัญญาณระหว่าง $v_{pcc,a}$ กับ i_{sa} ในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง พบว่า ก่อนการฉีดกระแสชดเชย รูปสัญญาณ i_{sa} มีความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปไซน์ และเกิดมุมต่างเฟสขึ้นเมื่อเทียบกับรูปสัญญาณ $v_{pcc,a}$ โดยมีค่า PF เท่ากับ 0.95 ภายหลังการฉีดกระแสชดเชย พบว่า รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายมีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น และมีมุมเฟสใกล้เคียงกับรูปสัญญาณ $v_{pcc,a}$ มากขึ้น เมื่อเทียบกับก่อนการฉีดกระแสชดเชย โดยมีค่า PF เท่ากับ 0.99 ทั้งกรณีที่ใช้ตัวควบคุม SMC และ Adaptive SMC

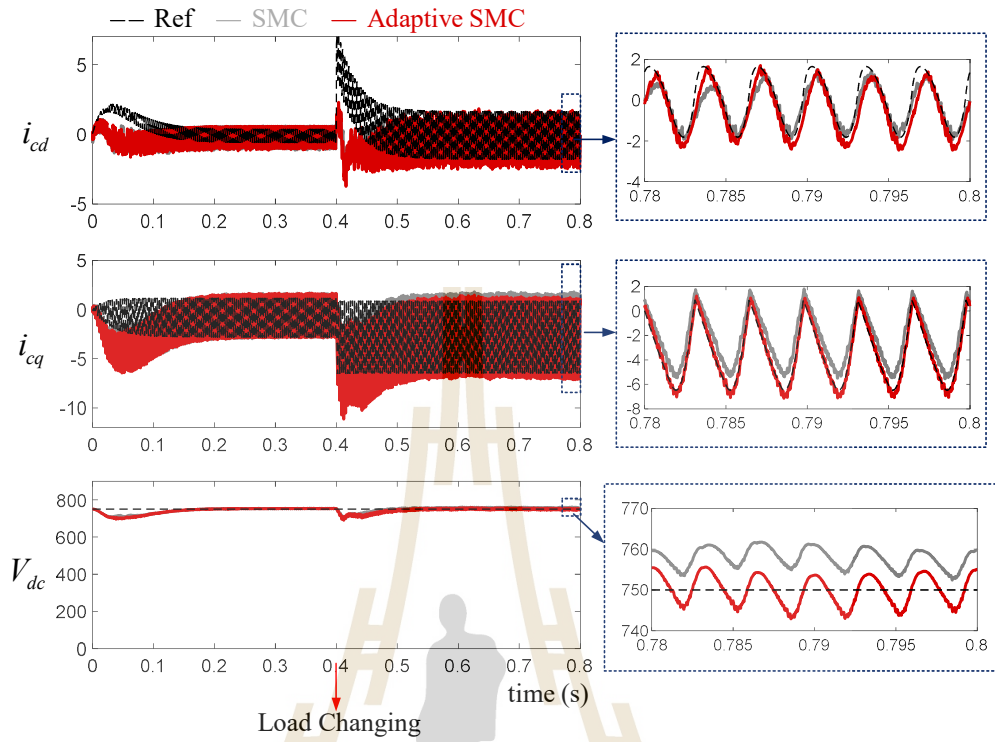
ตารางที่ 6.3 แสดงผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกระหว่างตัวควบคุม SMC และตัวควบคุม Adaptive SMC ในกรณีที่มีการเพิ่มโหลด ก่อนการฉีดกระแสชดเชย มีค่า $\%THD_i$ ของกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟส เท่ากับ 22.38 เปอร์เซ็นต์ และ PF เท่ากับ 0.93 ภายหลังการฉีดกระแสชดเชย กรณีใช้ตัวควบคุม SMC มีค่า $\%THD_i$ ของกระแสที่แหล่งจ่ายเฟส a เท่ากับ 6.09 เปอร์เซ็นต์ เฟส b เท่ากับ 6.20 เปอร์เซ็นต์ c เท่ากับ 6.13 เปอร์เซ็นต์ PF เท่ากับ 0.99 ซึ่งค่า $\%THD_i$ ของกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสข้างต้น มีค่าเกินมาตรฐาน IEEE Std. 519 – 2014 ส่วนกรณีที่ใช้ตัวควบคุม Adaptive SMC กรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ค่า $\%THD_i$ ของกระแสที่แหล่งจ่ายเฟส a เท่ากับ 4.58 เปอร์เซ็นต์ เฟส b เท่ากับ 4.79 เปอร์เซ็นต์ c เท่ากับ 4.88 เปอร์เซ็นต์ และค่า PF มีค่าเท่ากับ 0.99 โดยค่า $\%THD_i$ ของกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสข้างต้น มีค่าเป็นไปตามมาตรฐาน IEEE Std. 519 – 2014

ตารางที่ 6.3 การเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกระหว่างตัวควบคุม SMC และตัวควบคุม Adaptive SMC ในกรณีที่มีการเพิ่มโหลด

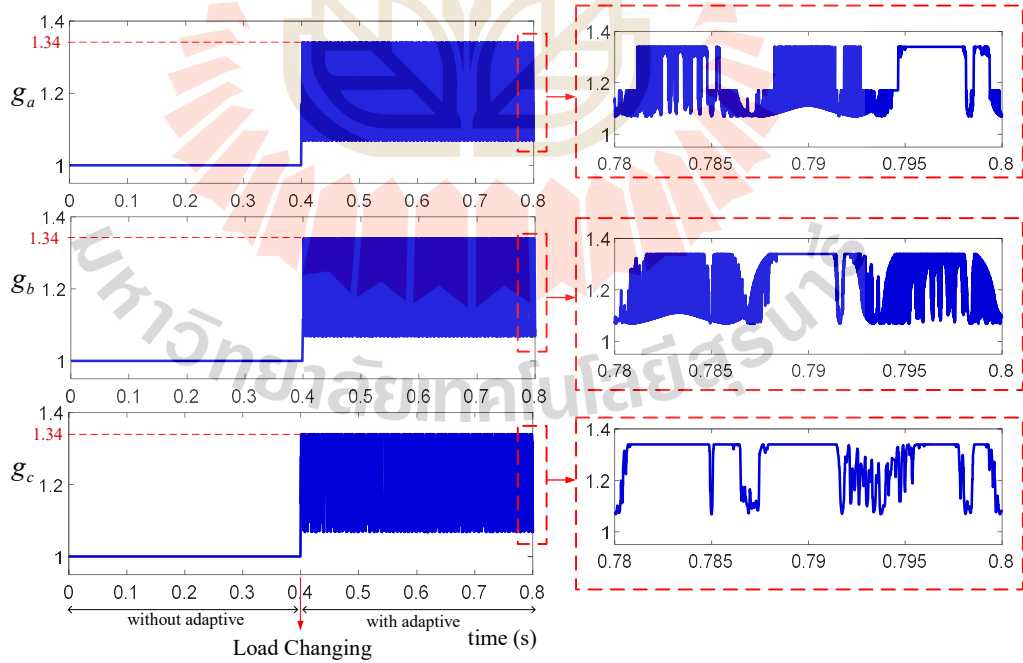
ดัชนีชี้วัดสมรรถนะ	ก่อนการชดเชย	ภายหลังการชดเชย	
		SMC	Adaptive SMC
$\%THD_{i,a}$	22.38	6.09	4.24
$\%THD_{i,b}$	22.38	6.20	4.13
$\%THD_{i,c}$	22.38	6.13	4.10
PF	0.93	0.99	0.99



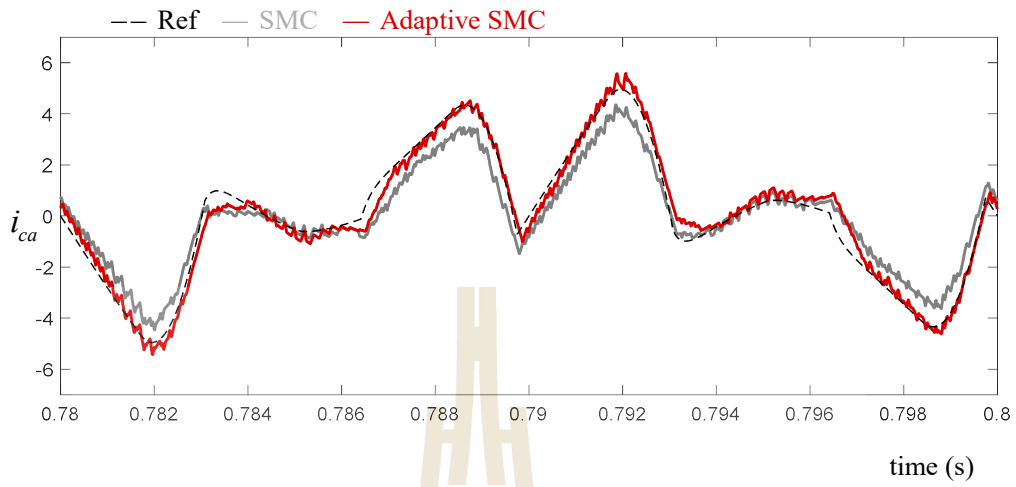
รูปที่ 6.15 สัญญาณกระแสที่โหลด กระแสชดเชย และกระแสที่แหล่งจ่าย



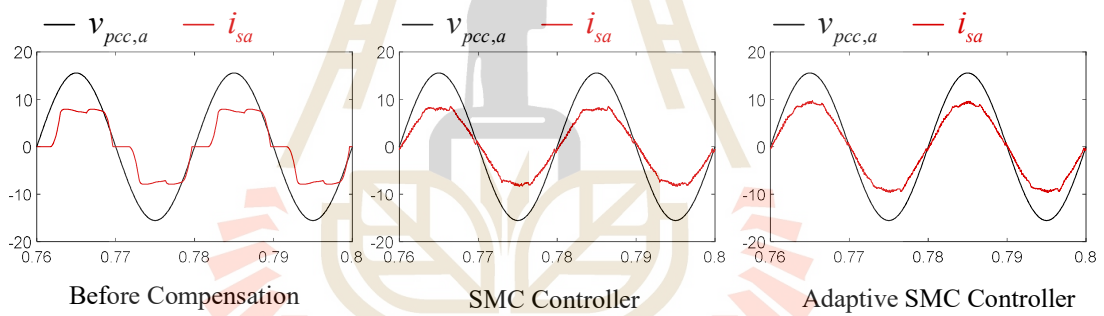
รูปที่ 6.16 สัญญาณกระแสขดลวดและแรงดันบัสไฟตรง



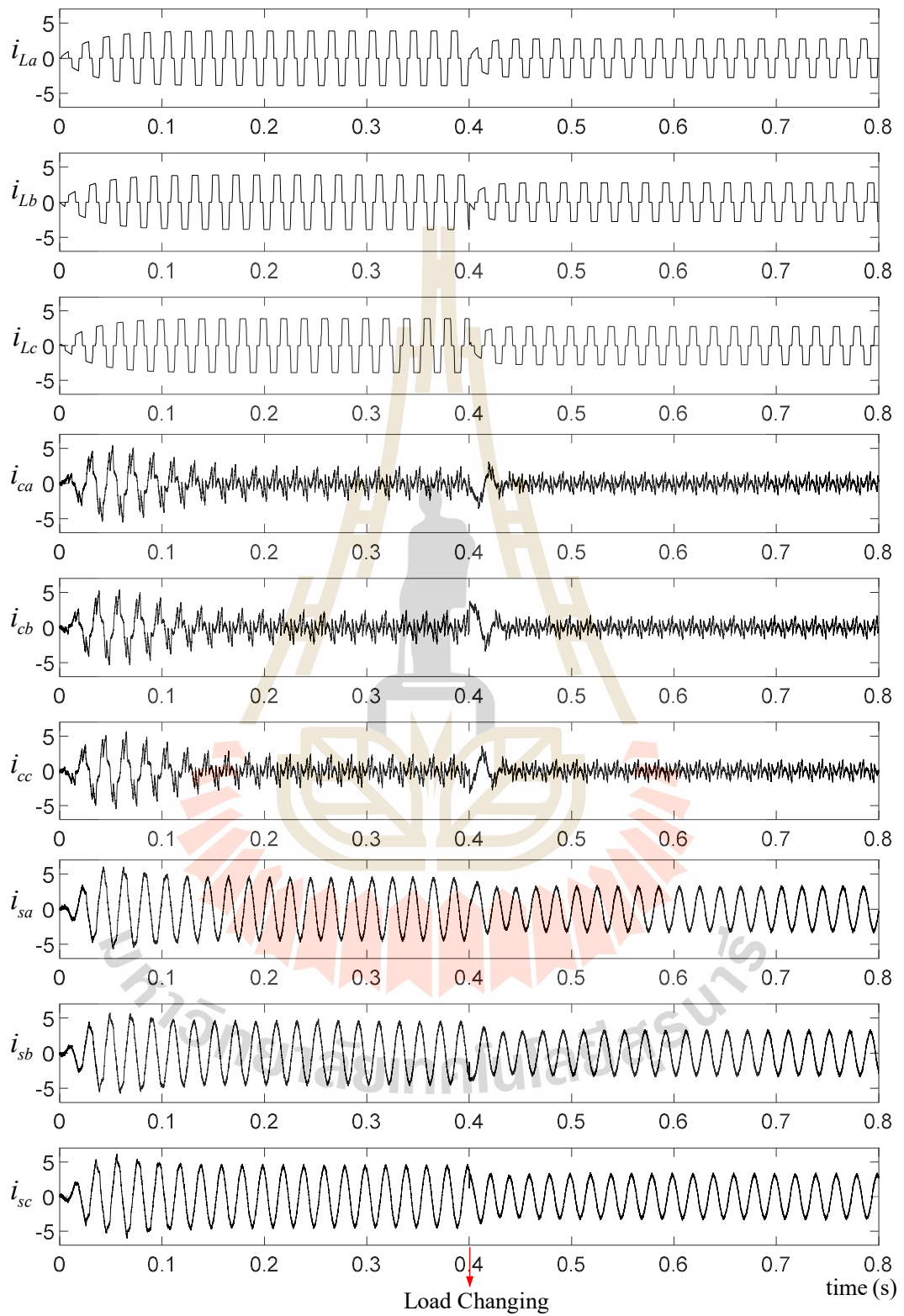
รูปที่ 6.17 เอมิตเตอร์ไฟชิลลจิก



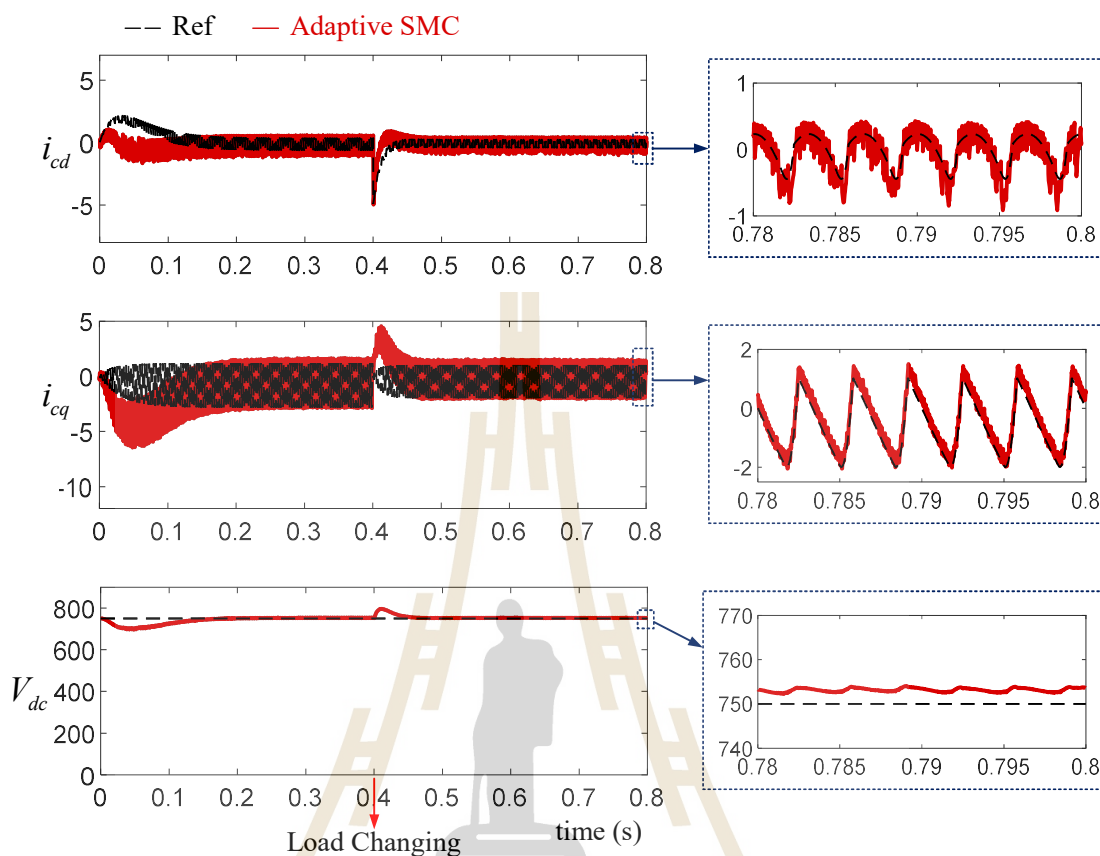
รูปที่ 6.18 สัญญาณกระแสชดเชย เฟส a



รูปที่ 6.19 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส a กรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 6.20 สัญญาณกระแสที่โหลด กระแสชดเชย และกระแสที่แหล่งจ่าย



รูปที่ 6.21 สัญญาณกระแสชดเชยบนแกนดีคิว และแรงดันบัสไฟตรง

จากการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมโหมดการเลื่อนเชิงปรับตัวข้างต้น เป็นการทดสอบในกรณีที่มีการเพิ่มโหลดให้กับระบบ รูปที่ 6.20 และ รูปที่ 6.21 แสดงรูปสัญญาณต่าง ๆ กรณีที่มีการปรับลดโหลด โดยช่วงวินาทีที่ 0 ถึง 0.4 วินาที เป็นช่วงโหลดที่พิจารณา และวินาทีที่ 0.4 ถึง 0.8 วินาที เป็นช่วงที่มีการปรับลดโหลด รูปที่ 6.20 แสดงรูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่าย กระแสชดเชย และกระแสที่แหล่งจ่าย จากรูปจะพบว่า รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายจะมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์ รูปที่ 6.21 แสดงรูปสัญญาณกระแสชดเชยบนแกนดีคิวและแรงดันบัสไฟตรง จากรูปจะพบว่า รูปสัญญาณกระแสบนแกนดีคิว จะมีลักษณะรูปสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณกระแสอ้างอิง และรูปสัญญาณแรงดันบัสไฟตรงจะมีรูปสัญญาณที่ใกล้เคียงกับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง โดย $\%THD_i$ ของแหล่งจ่ายทั้งสามเฟสก่อนการชดเชยมีค่าเท่ากับ 25.43 เปอร์เซ็นต์ และค่า PF เท่ากับ 0.95 และภายหลังการฉีดกระแสชดเชย $\%THD_i$ ของแหล่งจ่ายเฟส a เท่ากับ 5.00 เปอร์เซ็นต์ เฟส b เท่ากับ 4.93 เปอร์เซ็นต์ c เท่ากับ 4.99

เปอร์เซ็นต์ และ PF เท่ากับ 0.99 ตารางที่ 6.4 แสดงสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของตัวควบคุม Adaptive SMC ในกรณีที่มีการปรับลดโหลด

ตารางที่ 6.4 สมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของตัวควบคุม Adaptive SMC ในกรณีที่มีการปรับลดโหลด

ดัชนีชี้วัด	ก่อนการชดเชย	ภายหลังการชดเชย	
		โหลดที่พิจารณา	ปรับลดโหลด
$\%THD_{i,a}$	24.41	4.19	5.00
$\%THD_{i,b}$	24.41	4.10	4.93
$\%THD_{i,c}$	24.41	4.05	4.99
PF	0.95	0.99	0.99

6.5 สรุป

การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุม Adaptive SMC เป็นการใช้ตัวควบคุม SMC ร่วมกันกับตัวควบคุม Fuzzy เพื่อช่วยในการกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากการออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับตัวควบคุม SMC ในระบบที่พิจารณา จำเป็นจะต้องใช้วิธีการค้นหาแบบ ATS ซึ่งการค้นหาด้วยวิธีการข้างต้นมีวิธีการที่ค่อนข้างซับซ้อน และใช้เวลาเพื่อค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมค่อนข้างนาน การนำตัวควบคุม Fuzzy เข้ามาช่วยในการกำจัดฮาร์มอนิกจึงเป็นวิธีที่มีความซับซ้อนที่น้อยกว่า ใช้เวลาในการประมวลผลที่น้อยกว่า และสามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดีในสภาวะโหลดที่เปลี่ยนแปลงทั้งในกรณีที่มีการปรับลดโหลด และกรณีที่มีการเพิ่มโหลด โดยยังให้ผลการกำจัดกระแสชดเชยที่ดี ซึ่งพิจารณาได้จาก $\%THD_i$ ภายหลังการฉีดกระแสชดเชยเป็นไปตามมาตรฐาน IEEE Std. 519 – 2014

บทที่ 7

สรุปและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอพัฒนาตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ เพื่อใช้ในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล งานวิจัยนี้ได้เริ่มต้นจากการศึกษาค้นคว้างานวิจัยที่ผ่านมาในอดีต โดยได้รวบรวมงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทางด้านวงจรรอกกำลังแอกทีฟจากการศึกษา พบว่า องค์ประกอบของการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟประกอบไปด้วย 4 ส่วน ได้แก่ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน การควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ และการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ซึ่งรายละเอียดการค้นคว้างานวิจัยต่าง ๆ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2

การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ เป็นปัจจัยที่สำคัญต่อสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า เนื่องจากการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกเป็นกระบวนการคำนวณค่ากระแสชดเชยอ้างอิง เพื่อใช้ในการฉีดกระแสชดเชยให้กับระบบ ซึ่งหากกระบวนการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงมีความผิดพลาดหรือไม่แม่นยำ อาจก่อให้เกิดผลกระทบในส่วนต่าง ๆ ของวงจรตามมาด้วย ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง (วิธี PQ) รายละเอียดเนื้อหาของวิธี PQ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ที่นำเสนอในบทที่ 4 อธิบายโดยใช้กระแส และแรงดันของเคอร์ซอพฟ์ในการวิเคราะห์เพื่อหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนปริมาณสามเฟส รวมถึงการแปลงแบบจำลองดังกล่าวให้อยู่บนแกนดีคิว ด้วยวิธีการแปลงแบบปาร์ค และทำการออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ เพื่อใช้ในการจำลองสถานการณ์ผลเฉลยของแบบจำลองดังกล่าว จะถูกนำมาใช้ออกแบบตัวควบคุม โดยในบทที่ 4 ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุม PI ซึ่งแบ่งการออกแบบเป็น 2 ส่วน ได้แก่ การออกแบบตัวควบคุม PI สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย และการออกแบบตัวควบคุม PI สำหรับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก โดยใช้ตัวควบคุม PI พบว่า ก่อนการฉีดกระแสชดเชย รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายมีความผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปไซน์ เนื่องมาจากการใช้งานโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น ภายหลังจากการฉีดกระแสชดเชย พบว่า รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายมีความเป็นรูปไซน์มากขึ้น ซึ่งสามารถยืนยันได้ว่าการออกแบบระบบควบคุมด้วยตัวควบคุม PI สามารถให้สมรรถนะที่ดีในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก โดยการใช้งานตัวควบคุม PI เป็นเพียงการยืนยันความถูกต้องของการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

งานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง โดยใช้ตัวควบคุม SMC รายละเอียดต่าง ๆ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 จุดเด่นของตัวควบคุมดังกล่าว คือ สามารถควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรงได้พร้อม ๆ กัน ตัวควบคุม SMC มีเวกเตอร์ควบคุม 2 ส่วน คือ เวกเตอร์ควบคุมพื้นผิวการเลื่อน และเวกเตอร์ควบคุมที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ในงานวิทยานิพนธ์นี้ได้แนะนำการออกแบบค่าพารามิเตอร์ SMC แบ่งออกเป็น 2 วิธี คือ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการสุ่ม และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหาแบบ ATS ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานของทั้งสองวิธี พบว่า ภายหลังจากการฉีดกระแสชดเชย รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายมีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น ซึ่งการออกแบบค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหาด้วยวิธี ATS จะให้สมรรถนะที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการสุ่ม เนื่องจากมีค่า $\%THD_i$ ภายหลังจากการฉีดกระแสชดเชยของกระแสที่แหล่งจ่ายน้อยกว่า และอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519 – 2014 จึงสามารถยืนยันได้ว่าตัวควบคุม SMC มีสมรรถนะที่ดีในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ส่วนวิธีการสุ่มค่าพารามิเตอร์ $\%THD_i$ อาจจะอยู่ภายใต้มาตรฐานหรือไม่อยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519 – 2014 ก็ได้ ต่อมาได้มีการจำลองสถานการณ์การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม SMC ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธีค้นหาด้วยวิธี ATS พบว่า ระบบควบคุมไม่สามารถควบคุมการฉีดกระแสชดเชยและให้ผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ไม่อยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std.519 – 2014

การใช้งานตัวควบคุม SMC ให้สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดีในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง สามารถทำได้โดยการออกแบบค่าพารามิเตอร์ใหม่ด้วยการค้นหาแบบ ATS แต่วิธีการดังกล่าวมีขั้นตอนที่ค่อนข้างซับซ้อนและใช้เวลาค่อนข้างนาน ในงานวิจัยนี้ จึงมุ่งเน้นไปที่การพัฒนาตัวควบคุม SMC ให้สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ ในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง เรียกตัวควบคุมดังกล่าวว่า ตัวควบคุม Adaptive SMC ซึ่งเป็นการนำตัวควบคุมฟuzzy เข้ามาช่วย

ในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เนื่องจากการออกแบบตัวควบคุมพีซีซีมีขั้นตอนที่ง่าย ไม่ซับซ้อน อีกทั้งยังสามารถทำให้ระบบการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในบทที่ 6 จึงได้นำเสนอหลักการออกแบบตัวควบคุมพีซีซี ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของตัวควบคุมทั้งสองชนิดที่ทำงานร่วมกัน พบว่า สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดี ในกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ทั้งในกรณีที่มีการปรับลดโหลด และกรณีที่มีการเพิ่มโหลด โดยมีค่า $\%THD$, ภายหลังจากฉีดกระแสชดเชยอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE Std. 519 – 2014 จึงสามารถยืนยันได้ว่าตัวควบคุม Adaptive SMC มีสมรรถนะที่ดีในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก

การจำลองสถานการณ์การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกจากเนื้อหาที่ได้กล่าวมาทั้งหมด เป็นการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป โดยอาศัยโปรแกรม MATLAB/Simulink ร่วมกันกับบอร์ด DSP รุ่น eZdsp™28335 เพื่อให้การจำลองสถานการณ์มีความสมจริงมากยิ่งขึ้น รายละเอียดเกี่ยวกับการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.3 ในบทที่ 3

7.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

- 1) ควรมีงานภาคปฏิบัติสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน รวมไปถึงระบบควบคุมต่าง ๆ ที่ได้ออกแบบไว้ในงานวิจัยที่ได้นำเสนอไว้ข้างต้น เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของตัวควบคุมที่ได้ทำการออกแบบ
- 2) ควรมีการใช้งานโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นชนิดอื่น ๆ เพื่อเป็นการยืนยันว่าตัวควบคุมที่ได้ทำการออกแบบสามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดี ในทุก ๆ โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น

รายการอ้างอิง

- ฐานันตร์ ตรงใจ, ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ และกองพล อารีรักษ์. (2563). การออกแบบวงจรกรองกำลัง แยกทีฟแบบขนานสำหรับการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบแรงไฟฟ้า. **วารสารวิชาการวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี**. 13(1): 29-41
- ทศพร ณรงค์ฤทธิ์. (2552). การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแยกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลัง สามเฟสสมดุล. **วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบริหารบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี**.
- ทศพร ณรงค์ฤทธิ์. (2557). การออกแบบตัวควบคุมพีซีแบบปรับตัวสำหรับวงจรกรองกำลังแยกทีฟแบบขนานในระบบสามเฟสสมดุล. **วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบริหารบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี**.
- พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์. (2554). การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแยกทีฟแบบขนานด้วยเทคนิคพีดีบีเอเอ็มบนแกนดีคิว. **วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบริหารบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี**.
- ศุภกร วิศวภัทรธนธร, สรวุฒิ สุจิตจร และกองพล อารีรักษ์. (2553). การกำจัดฮาร์มอนิกในระบบขับเคลื่อนกระแสสลับด้วยวิธีไฮบริด. **วิศวกรรมสารฉบับวิจัยและพัฒนา**. 21(2): 59-66
- 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 Filter. **Journal of Electrical & Electronics Engineering**. vol.9(1), pp. 801-807.
- Akagi, H., Kanazawa, Y., Fujita, K., and Nabae, A. (1983). Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power and its Application. **The transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan**.B. vol.103(7), pp. 483-490.
- Akagi, H., Kanazawa, Y., and Nabae, A. (1984). Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. **IEEE Transactions on Industry Applications**. vol.IA-20(3), pp. 625-630.

- Areerak K-N., and Sujitjorn S. (2002). Performance Comparison between Genetic Algorithm and Tabu Search Methods, **Suranaree J. Sci. Technol.** vol.9, pp. 61-68.
- Bandal, V. S., and Madurwar, P. N. (2012). Performance Analysis of Shunt Active Power Filter using Sliding Mode Control Strategies. **12th International Workshop on Variable Structure Systems.**
- 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.** vol.14(2), pp. 642-647.
- Benchouia, M. T., Ghadbane, I., Golea, A., Srairi, K., and Benbouzid, M. H. (2014). Design and Implementation of Sliding Mode and PI Controllers based Control for three Phase Shunt Active Power Filter. **Energy Procedia.** vol.50, pp. 504-511.
- Bor-Ren, L., Zong-Liang, H., Shuh-Chuan, T., and Mu-Shan, L. (2001). Shunt Active Filter with Sliding Mode Control. **IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology.**
- Bosch, S., Staiger, J., and Steinhart, H. (2018). Predictive Current Control for an Active Power Filter With LCL-Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics.** vol.65(6), pp. 4943-4952.
- Cao, T., Ye, Z., Dai, Y., Xu, J., Wan, X., and Li, D. (2024). An Improved Harmonic Detection Method for Active Power Filter. **14th International Conference on Power and Energy Systems.**
- Cardenas, V. M., Nunez, C., and Vazquez, N. (1999). Analysis and Evaluation of Control Techniques for Active Power Filters: Sliding Mode Control and Proportional-Integral Control. **APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition.**
- Casadei, D., Grandi, G., Reggiani, U., and Rossi, C. (1999). Control Methods for Active Power Filters with Minimum Measurement Requirements. **APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition.**
- Chen, Y., and Fei, J. (2019). Dynamic Sliding Mode Control of Active Power Filter With Integral Switching Gain. **IEEE Access.** vol.7, pp.21635-21644.

- Deffaf, B., Hamoudi, F., and Debdouche, N. (2022). Sliding Mode Control of a Shunt Active Filter-Comparative analysis with conventional PI control. **19th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices.**
- Donghua, C., and Shaojun, X. (2004). Review of the Control Strategies Applied to Active Power Filters. **IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies.**
- El-Habrouk, M., and Darwish, M. (2001). Design and Implementation of a Modified Fourier Analysis Harmonic Current Computation Technique for Power Active Filters using DSPs. **Electric Power Applications, IEE Proceedings.** vol.148, pp. 21-28.
- Elangovan, S., and Baskaran, K. (2006). Sliding Mode Controller and Simplified Space Vector Modulator for Three Phase Shunt Active Power Filter. **India International Conference on Power Electronics.**
- Fang, Y., Fei, J., and Wang, T. (2020). Adaptive Backstepping Fuzzy Neural Controller Based on Fuzzy Sliding Mode of Active Power Filter. **IEEE Access.** vol.8, pp. 96027-96035.
- Glover F. (1989). Combination Optimization Tabu Search: TS, **Kluwer Academic Publishers.**
- Hayashi, Y., Sato, N., and Takahashi, K. (1988). A Novel Control of a Current Source Active Filter for AC Power System Harmonic Compensation. **Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting.**
- Ho, J. M., and Liu, C. C. (2001). The Effects of Harmonics on Differential Relay for a Transformer. **16th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution.**
- Hu, H., He, Z., and Gao, S. (2015). Passive Filter Design for China High-Speed Railway With Considering Harmonic Resonance and Characteristic Harmonics. **IEEE Transactions on Power Delivery.** vol.30(1), pp. 505-514.
- Ingram, D. M. E., and Round, S. D. (1997). A Novel Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter. **Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems.**

- Jin-Ho, C., and Eui-Ho, S. (2001). Stationary Reference Frame-Based Simple Active Power Filter with Voltage Regulation. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings.**
- Juntao, F., Tianhua, L., and Shenglei, Z. (2012). Indirect Current Control of Active Power Filter using Novel Sliding Mode Controller. **IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics.**
- Kazmierkowski, M. P., and Malesani, L. (1998). Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: a Survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics.** vol.45(5), pp. 691-703.
- Kukrer, O., Komurcugil, H., Guzman, R., and Vicuna, L. G. d. (2021). A New Control Strategy for Three-Phase Shunt Active Power Filters Based on FIR Prediction. **IEEE Transactions on Industrial Electronics.** vol.68(9), pp. 7702-7713.
- Li, S., and Fei, J. (2018). Adaptive Second-Order Sliding Mode Fuzzy Control Based on Linear Feedback Strategy for Three-Phase Active Power Filter. **IEEE Access.** vol.6, pp. 72992-73000.
- Mekri, F., Mazari, B., and Machmoum, M. (2006). Control and Optimization of Shunt Active Power Filter Parameters by Fuzzy Logic. **Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering.** vol.31(3), pp. 127-134.
- Mendalek, N., and Al-Haddad, K. (2000). Modeling and Nonlinear Control of Shunt Active Power Filter in the Synchronous Reference Frame. **Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power.**
- Mendalek, N., Al-Haddad, K., Fnaiech, F., and Dessaint, L. A. (2002). Sliding Mode Control of 3-Phase Shunt Active Filter in the D-Q Frame. **IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference.**
- Narongrit, T., Areerak, K-L., and Areerak, K-N. (2016). Adaptive Fuzzy Control for Shunt Active Power Filters. **Electric Power Components and Systems.** vol.44(6), pp. 646-657.
- Narongrit, T., Areerak, K-L., and Srikaew, A. (2009). Design of an Active Power Filter Using Adaptive Tabu Search. **8th WSEAS International Conference on Artificial Intelligence, Knowledge Engineering and Data Bases.** pp. 314-318

- Purkayastha, I., and Savoie, P. J. (1989). Effect of Harmonics on Power Measurement. **Industrial Applications Society, 36th Annual Petroleum and Chemical Industry Conference.**
- Quinn, C. A., and Mohan, N. (1992). Active Filtering of Harmonic Currents in Three-Phase, Four-Wire Systems with Three-Phase and Single-Phase Nonlinear Loads. **APEC '92 Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition.**
- Raj, K. B., Kumar, N., and Singh, A. (2024). Three-Phase Grid Connected Shunt Active Power Filter Based on Adaptive Q-LMF Control Technique. **IEEE Transactions on Power Electronics.** vol.39(8), pp. 10216-10225.
- Rice, D. E. (1985). Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics Their Effect on Power Systems Components. **Annual Meeting Industry Applications Society.**
- Routimo, M., Salo, M., and Tuusa, H. (2005). Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters. **IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference.**
- Sujitjorn, S., Areerak, K-L., and Kulworawanichpong, T. (2007). The DQ Axis With Fourier (DQF) Method for Harmonic Identification. **IEEE Transactions on Power Delivery.** vol.22(1), pp.737-739.
- Thomas, T., Haddad, K., Joós, G., and Jaafari, A. (1998). Design and Performance Of Active Power Filters. **IEEE Industry Applications Magazine.** vol.4(5), pp. 38-46.
- Tiyarachakun, S., Areerak, K., and Areerak, K. (2014). Instantaneous Power Theory with Fourier and Optimal Predictive Controller Design for Shunt Active Power Filter. **Modelling and Simulation in Engineering.** vol.2014(1), pp. 381760.
- Uddin, M. N., and Amin, M. T. (2020). Design and Simulation of Active Power Filter Based on Feed Forward Neural Network for Harmonic Detection and Elimination. **International Conference on Computer, Electrical & Communication Engineering.**
- Utkin, V. I., Trans. By parnakh, A. (1978). Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems. **Moscow : MIR Publishers.**

- 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. **IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics.**
- Yandún, A., and Ortega, L. (2022). Design and Comparison by Simulation of PI and SMC Controllers Applied to a Three Phase Inverter Connected to the Grid. **Sixth Ecuador Technical Chapters Meeting.**
- Zakaria, L., and Amar, B. (2022). Neural Network controller for Three phase Shunt Active Power Filter using Self Tuning Filter. **19th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices.**
- 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 International Symposium on Industrial Electronics.**





ภาคผนวก ก.

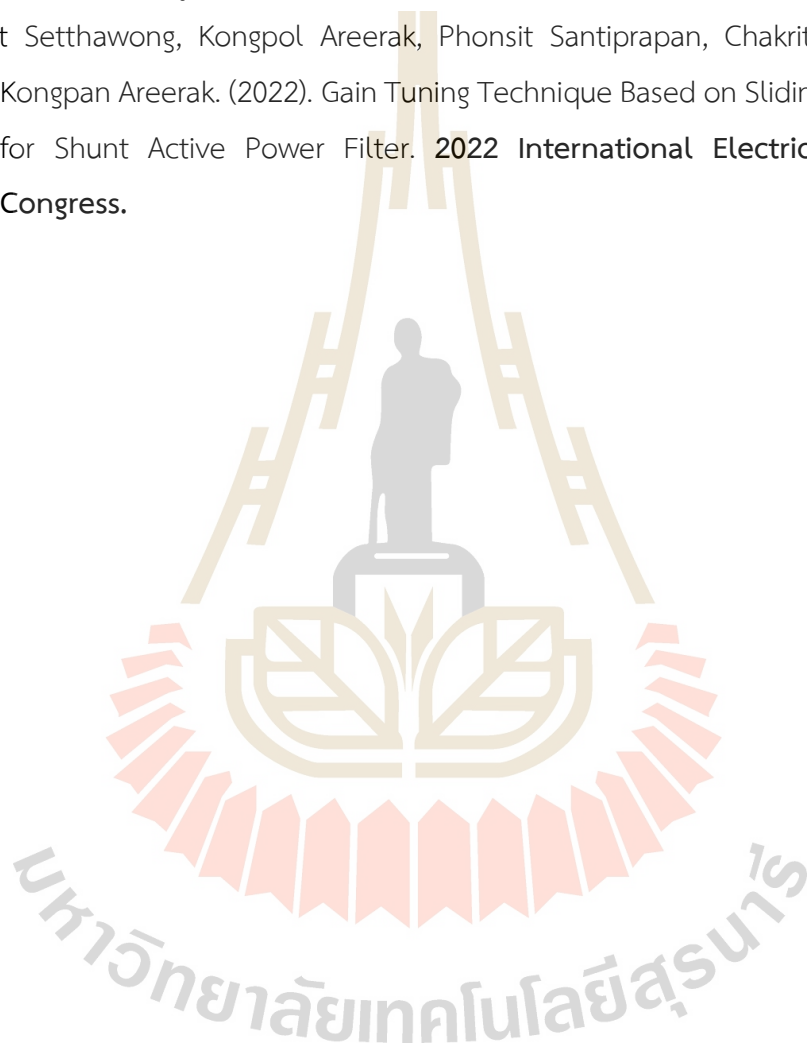
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างการศึกษา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างการศึกษา

นิธิวัฒน์ เศรษฐวงค์, กองพล อารีรักษ์, พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, อดิรัตน์ อารีรักษ์ และชาคริต ปานแป้น. (2568). การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยฟังก์ชันเลียบูโนฟ. วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ. 35(3).

Nithiwat Setthawong, Kongpol Areerak, Phonsit Santiprapan, Chakrit Panpean, and Kongpan Areerak. (2022). Gain Tuning Technique Based on Sliding Mode Control for Shunt Active Power Filter. 2022 International Electrical Engineering Congress.



ประวัติผู้เขียน

นายนิธิวัฒน์ เศรษฐวงค์ เกิดเมื่อวันที่ 1 เมษายน พ.ศ. 2540 เริ่มศึกษาระดับชั้นอนุบาลจนถึงประถมศึกษาจากโรงเรียนอนุบาลมวกเหล็ก ชั้นมัธยมศึกษาจากโรงเรียนมวกเหล็กวิทยา จังหวัดสระบุรีและสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) เกียรตินิยมอันดับสองเหรียญเงิน จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปีการศึกษา พ.ศ. 2561 ภายหลังจากสำเร็จการศึกษาได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยได้รับทุนการศึกษากิตติบัณฑิตแก่บัณฑิต เกียรตินิยมเพื่อศึกษาระดับบัณฑิตศึกษา ขณะศึกษาได้ทำหน้าที่เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยี จำนวน 7 วิชา ได้แก่ 1.วิชาปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้า 2.วิชาปฏิบัติการเครื่องจักรกลไฟฟ้า อิเล็กทรอนิกส์กำลังและระบบ ฝังตัว 3.วิชาปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้ามูลฐาน 4.วิชาปฏิบัติการขับเคลื่อนด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง 5.วิชาปฏิบัติการวงจรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน 6.ปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง และ 7.วิชาปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน ในระหว่างการทำวิจัยวิทยานิพนธ์ผู้วิจัย มีความสนใจในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง การกำจัดกระแสฮาร์มอนิก วงจรกรองกำลังแอกทีฟ และระบบควบคุม นอกจากนี้ผู้วิจัยมีผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ ประกอบไปด้วย การประชุมวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 1 บทความ และวารสารวิชาการระดับชาติจำนวน 1 บทความ โดยนำเสนอไว้ในภาคผนวก ก