



การพัฒนาสมรรถนะของระบบควบคุมสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม  
The Performance Enhancement of Control Strategy for  
Unified Power Quality Conditioner

นิพนธ์ กิมแก้ว  
Nippit Kimkaew

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญา  
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirement for the  
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering  
Prince of Songkla University

2565

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์



การพัฒนาสมรรถนะของระบบควบคุมสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม  
The Performance Enhancement of Control Strategy for  
Unified Power Quality Conditioner

นิพนธ์ กิมแก้ว  
Nippit Kimkaew

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญา  
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirement for the  
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering  
Prince of Songkla University

2565

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

ชื่อวิทยานิพนธ์ การพัฒนาสมรรถนะของระบบควบคุมสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม  
ผู้เขียน นายนิพิชญ์ กิมแก้ว  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

---

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

คณะกรรมการสอบ

.....

.....ประธานกรรมการ

(ดร.พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์)

(รองศาสตราจารย์ ดร.ณัฐา จินดาเพชร)

.....กรรมการ

(ดร.พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์)

.....กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กุสุมาลย์ เฉลิมยานนท์)

.....กรรมการ

(ดร.วฤทธิ วิชกุล)

.....กรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร.ทองพล อารีรักษ์)

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ อนุมัติให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็น  
ส่วนหนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

.....

(ศาสตราจารย์ ดร.ดำรงศักดิ์ ฟ้ารุ่งสง)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

ขอรับรองว่า ผลงานวิจัยนี้มาจากการศึกษาวิจัยของนักศึกษาเอง และได้แสดงความขอบคุณบุคคลที่มีส่วนช่วยเหลือแล้ว

ลงชื่อ.....

(ดร.พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์)

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ลงชื่อ.....

(นายนิพิชญ์ กิมแก้ว)

นักศึกษา



ข้าพเจ้าขอรับรองว่า ผลงานวิจัยนี้ไม่เคยเป็นส่วนหนึ่งในการอนุมัติปริญญาในระดับใดมาก่อน และ  
ไม่ได้ถูกใช้ในการยื่นขออนุมัติปริญญาในขณะนี้

ลงชื่อ.....

(นายนิพิชญ์ กิมแก้ว)

นักศึกษา

ชื่อวิทยานิพนธ์ การพัฒนาสมรรถนะของระบบควบคุมสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวม  
 ผู้เขียน นายนิพิชญ์ กิมแก้ว  
 สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
 ปีการศึกษา 2564

## บทคัดย่อ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวมสำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมมุมกำลังได้รับการพัฒนาร่วมกับการวิเคราะห์แบบฟูรีเยร์วินโดว์เลื่อน เพื่อปรับปรุงสมรรถนะการคำนวณค่าแรงดันอ้างอิงและกระแสอ้างอิง วิธีควบคุมมุมกำลังที่ได้รับการพัฒนาถูกออกแบบบนพื้นฐานการควบคุมค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏ แนวทางดังกล่าวสามารถแก้ปัญหาแรงดันที่แหล่งจ่ายและกระแสที่ไหลล้นได้ การควบคุมแรงดันชดเชยอาศัยวิธีการควบคุมเวกเตอร์หนึ่งหน่วยทำงานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม การควบคุมกระแสชดเชยในงานนี้พิจารณาใช้ตัวควบคุมแบบทำนายบนแกนดีคิว การออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวพึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานบนแกนดีคิว ระบบควบคุมดังกล่าวทำงานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์วิธีสเปซเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็ม เพื่อสร้างสมรรถนะการสวิตช์สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงใช้ตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมดังกล่าวได้รับการออกแบบในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่องด้วยเทคนิคทางเดินรากลบนระนาบซี กลยุทธ์ควบคุมสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวมถูกจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคโพรเซสเซอร์ในลูป ซึ่งเทคนิคดังกล่าวดำเนินการด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink โปรแกรม Code Composer Studio และบอร์ด eZdsp™ F23885 ผลการทดสอบ พบว่า กลยุทธ์ควบคุมที่ได้พัฒนาขึ้นสามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และชดเชยแรงดันทางด้านโหลดกรณีแรงดันตกชั่วขณะและเกินชั่วขณะ ในทุกสภาวะโหลดที่ทำการทดสอบ ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะอ้างอิงตามกรอบมาตรฐานของ IEEE standard 519-2014 นอกจากนี้ตัวควบคุมแบบทำนายยังได้รับการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกกับตัวควบคุมแบบวิธีสเปซเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็ม และตัวควบคุมพีไอ ผลการศึกษาปรากฏว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสามารถควบคุมการฉีดกระแสชดเชยได้ดีกว่า โดยพิจารณาจากค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างกระแสอ้างอิงและกระแสชดเชย ซึ่งภายหลังจากชดเชย พบว่า ตัวควบคุมแบบทำนายให้สมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดีกว่าตัวควบคุมแบบวิธีสเปซเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็ม และตัวควบคุมพีไอ ถึงแม้ว่าแหล่งจ่ายแรงดันและโหลดของระบบทดสอบจะมีการเปลี่ยนแปลง

(6)

คำสำคัญ : วงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม, วิธีควบคุมมุมกำลัง, การวิเคราะห์แบบฟูรีเยร์  
วินโดว์เลื่อน, ตัวควบคุมแบบทำนาย

**Thesis Title**      The Performance Enhancement of Control Strategy for Unified Power Quality Conditioner

**Author**             Mr. Nippit Kimkaew

**Major Program**    Electrical Engineering

**Academic Year**    2021

## ABSTRACT

This thesis proposes power quality improvement using a unified power quality conditioner (UPQC) in a balanced three-phase system. To improve the calculation of reference voltage and current, the harmonic identification by the power angle control method (PAC) has been developed with sliding window Fourier analysis (SWFA). In this thesis, the enhanced PAC algorithm is designed based on the apparent power control (UPQC-S). This approach is adopted to handle such as source voltage and load current problems. The unit vector template generation (UVTG) with PWM technique is applied to control the compensating voltage of the UPQC. In this work, the predictive controller is applied for the compensating current control on the dq-axis. This control is operated with the SVPWM technique to generate the switching state for the shunt active power filter. The predictive control with the SVPWM can provide good performance for the compensating current injection. The PI controller is used for the DC voltage bus control. The parameters of the PI controller are designed by using the root-locus technique in the z-plane. The proposed control strategy of UPQC is simulated using the processor in the loop (PIL) technique. For this technique, the MATLAB & Simulink program on the host computer is cooperated with the Code Composer Studio™ program for the eZdsp™ F23885 board. The simulation results show that the proposed control strategy can mitigate the harmonic current, improve the power factor, and compensate for the voltage variations (sag and swell) in test cases. The performance indices for the power quality improvement are defined in the IEEE standard 519-2014. In addition, the predictive current control is tested to compare the performance of the harmonic current elimination with the SVPWM controller and the PI controller. After compensation, the predictive current control can provide better

performance compared with those controllers even though the voltage source and the loads are changed. For the comparison study, the performance index is the percent of the current tracking error between the compensating current and the reference current.

Keyword : unified power quality conditioner, power angle control, sliding window Fourier analysis, predictive control

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ ด้วยความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคลและกลุ่มบุคคลต่างๆ ดังนี้

อาจารย์ ดร.พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาด้านวิชาการ ชี้แนะแนวทางการดำเนินงานวิจัย รวมถึงให้คำแนะนำอันเป็นประโยชน์ต่อการวางแผนการศึกษาระดับปริญญาโทในครั้งนี้ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้ง และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.ณัฐฐา จินดาเพชร ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กุสุมาลย์ เถลิษยานนท์ ดร.วฤทธิ์ วิชกุล และรองศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์ กรรมการในการสอบวิทยานิพนธ์ ที่ได้กรุณาให้แนวคิด ข้อเสนอแนะ รวมถึงตรวจแก้ไขวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้ถูกต้องสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

ขอขอบพระคุณ เจ้าหน้าที่ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ช่วยเหลือ ให้ความสะดวกด้านอำนวยความสะดวก และประสานงาน ในการทำวิทยานิพนธ์ให้ผู้วิจัยเสมอมา ตลอดจนค้นคว้าหาข้อมูลในการจัดทำวิทยานิพนธ์ของผู้เขียนครั้งนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่างๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ให้ความรัก กำลังใจ การอบรมเลี้ยงดู และให้การสนับสนุนทางด้านการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตที่ผ่านมา

นิพนธ์ กิมแก้ว

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	(5)
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ)	(7)
กิตติกรรมประกาศ	(9)
สารบัญ	(10)
รายการตาราง	(15)
รายการภาพประกอบ	(18)
สัญลักษณ์คำย่อและตัวย่อ	(28)
<b>บทที่</b>	
<b>1. บทนำ</b>	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	4
1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น	5
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย	5
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	5
<b>2. ปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง</b>	7
2.1 บทนำ	7
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและการออกแบบ วงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวม	7
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับ วงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวม	9
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิธีการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงเกินชั่วขณะ สำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวม	11
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันชดเชยและกระแสชดเชย สำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวม	13
2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับ วงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวม	18
2.7 สรุป	19

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
<b>3. โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม</b>	22
3.1 บทนำ	22
3.2 โครงสร้างของวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม	22
3.3 หลักการทำงานของวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม	23
3.4 สรุป	26
<b>4. การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการควบคุมมุมกำลัง</b>	27
4.1 บทนำ	27
4.2 หลักการของการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการควบคุมมุมกำลัง	28
4.2.1 วิธีควบคุมมุมกำลัง กรณีแหล่งจ่ายแรงดันปกติ	28
4.2.2 วิธีควบคุมมุมกำลัง กรณีแหล่งจ่ายแรงดันตกชั่วขณะ	30
4.2.3 วิธีควบคุมมุมกำลัง กรณีแหล่งจ่ายแรงดันเกินชั่วขณะ	32
4.3 การไหลของกำลังไฟฟ้าของวิธีควบคุมมุมกำลังสำหรับ วงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม	34
4.4 การสร้างสัญญาณอ้างอิงสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม ในระบบสามเฟสสมดุล	36
4.4.1 การคำนวณมุมกำลังขณะหนึ่ง	36
4.4.2 การสร้างสัญญาณแรงดันชดเชยอ้างอิงสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพ กำลังไฟฟ้ารวม	39
4.4.3 การสร้างสัญญาณกระแสชดเชยอ้างอิงสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพ กำลังไฟฟ้ารวม	42
4.5 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก	44
4.5.1 กรณีที่ 1 โหลดเชิงเส้นสมดุล (Load1) ในสถานะแรงดันปกติ	45
4.5.2 กรณีที่ 2 โหลดเชิงเส้นสมดุล (Load2) และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น (Load3) ในสถานะแรงดันปกติ	47
4.5.3 กรณีที่ 3 แรงดันที่แหล่งจ่ายเกิดการเปลี่ยนแปลง	50
4.6 การปรับปรุงสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีควบคุมมุมกำลัง ร่วมกับการวิเคราะห์แบบวิธีฟูรีเยร์วินโดว์เลื่อน	57



## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.6.1 หลักการวิธีฟูรีเยร์ในส่วนของวงจรรองความถี่	58
4.6.2 การเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกระหว่างวิธี PAC ดั้งเดิม กับวิธี PAC แบบใหม่	60
4.7 บทสรุป	66
<b>5. แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวมในระบบสามเฟสสามสายสมดุล</b>	<b>67</b>
5.1 บทนำ	67
5.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	67
5.2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนสามเฟส	67
5.2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนดีคิว	72
5.2.3 การตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	78
5.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม	84
5.3.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนสามเฟส	84
5.3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนดีคิว	89
5.3.3 การตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม	96
5.4 บทสรุป	103
<b>6. การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอบนระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง</b>	<b>104</b>
6.1 บทนำ	104
6.2 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม	104
6.2.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	104
6.2.2 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม	107
6.3 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง	108
6.4 ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล	111
6.4.1 กรณีที่ 1 กระแสไหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ	113
6.4.2 กรณีที่ 2 แรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลงในสภาวะไหลดคงที่	116

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.5 บทสรุป	120
<b>7. การเปรียบเทียบสมรรถนะของเทคนิคการสวิตช์อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม</b>	<b>121</b>
7.1 บทนำ	121
7.2 เทคนิคการสวิตช์สำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม	121
7.2.1 เทคนิคการสวิตช์วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม	121
7.2.2 เทคนิคการสวิตช์แบบตัวควบคุมฮีสเตอร์ซิส	122
7.2.3 เทคนิคการสวิตช์วิธีสเปซเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็ม	123
7.3 การทดสอบสมรรถนะของเทคนิคการสวิตช์สำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม	128
7.3.1 ผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของเทคนิคการสวิตช์ด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม	129
7.3.2 ผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของเทคนิคการสวิตช์ด้วยตัวควบคุมฮีสเตอร์ซิส	139
7.3.3 ผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของเทคนิคการสวิตช์ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็ม	149
7.4 บทสรุป	163
<b>8. การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม</b>	<b>164</b>
8.1 บทนำ	164
8.2 การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบทำนาย	164
8.3 การออกแบบพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสแบบทำนาย	167
8.4 การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย	169
8.4.1 การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคโพรเซสเซอร์ในลูปและระบบที่พิจารณาทดสอบ	169
8.4.2 ผลการทดสอบกับโหลดเชิงเส้นสมดุลและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น	172

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
8.4.3 ผลการทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น	191
8.4.4 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยของ วงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม	207
8.5 บทสรุป	212
<b>9. บทสรุปและข้อเสนอแนะ</b>	<b>214</b>
9.1 สรุป	214
9.2 ข้อเสนอแนะเพื่อการพัฒนางานวิจัยในอนาคต	217
เอกสารอ้างอิง	219
ภาคผนวก	225
ภาคผนวก ก การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า	225
ภาคผนวก ข โปรแกรมการแยกค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานออกจาก ค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์โมนิกด้วยวิธี SWFA	234
ภาคผนวก ค คู่มือการใช้งานบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 Experimental Kits	237
ประวัติผู้เขียน	251

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2-1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและการออกแบบวงจร UPQC	7
2-2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจร UPQC	10
2-3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิธีการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและเกินชั่วขณะสำหรับ วงจร UPQC	12
2-4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันและกระแสชดเชยสำหรับวงจร UPQC	14
2-5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจร UPQC	19
4-1 ค่าแรงดันที่จุด PCC บนแกนอ้างอิงต่างๆ	41
4-2 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า	45
4-3 ค่าดัชนีวัดสมรรถนะการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าของวิธีควบคุมมุ่มกำลัง	54
4-4 การเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก	65
5-1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของวงจร Shunt APF	82
5-2 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของวงจร Series APF	100
6-1 ขนาดกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ ที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา	106
6-2 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง	112
6-3 ผลการจำลองสถานการณ์ กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ	115
6-4 ผลการจำลองสถานการณ์ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง	119
7-1 ค่าแรงดันบนแกนอ้างอิงแอลฟาเบต้าตามรูปแบบสถานะสวิตช์ไอจีบีทีสามตัวบน	124
7-2 การระบุเซกเตอร์ของมุม $\theta_c^*$	125
7-3 สัญญาณ $T_a$ $T_b$ และ $T_c$ ของทั้ง 6 เซกเตอร์	126
7-4 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก กรณีใช้วิธี PWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	132
7-5 สมรรถนะการติดตามค่า $i_{sh}^*$ ของ $i_{sh}$ กรณีใช้วิธี PWM (เวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ $10 \mu s$ )	134
7-6 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก กรณีใช้วิธี PWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	137
7-7 สมรรถนะการติดตามค่า $i_{sh}^*$ ของ $i_{sh}$ กรณีใช้วิธี PWM (เวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ $32 \mu s$ )	139

## สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
7-8 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก กรณีใช้วิธี HC (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	142
7-9 สมรรถนะการติดตามค่า $i_{sh}^*$ ของ $i_{sh}$ กรณีใช้วิธี HC (เวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ $10 \mu s$ )	144
7-10 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก กรณีใช้วิธี HC (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	147
7-11 สมรรถนะการติดตามค่า $i_{sh}^*$ ของ $i_{sh}$ กรณีใช้วิธี HC (เวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ $32 \mu s$ )	149
7-12 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก กรณีใช้วิธี SVPWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	152
7-13 สมรรถนะการติดตามค่า $i_{sh}^*$ ของ $i_{sh}$ กรณีใช้วิธี SVPWM (เวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ $10 \mu s$ )	154
7-14 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก กรณีใช้วิธี SVPWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	157
7-15 สมรรถนะการติดตามค่า $i_{sh}^*$ ของ $i_{sh}$ กรณีใช้วิธี SVPWM (เวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ $32 \mu s$ )	159
7-16 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของแต่ละเทคนิคการสวิตช์ กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ	160
7-17 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของแต่ละเทคนิคการสวิตช์ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ	160
7-18 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของแต่ละเทคนิคการสวิตช์ กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20%	161
7-19 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของแต่ละเทคนิคการสวิตช์ กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20%	161
8-1 ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์สำหรับสมการของลากรานจ์ อันดันต่างๆ	166
8-2 สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบทำนาย เมื่อใช้สมการของลากรานจ์แต่ละอันดับ	168

## สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
8-3 ค่าดัชนีวัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของตัวตัวควบคุมแบบทำนาย เมื่อเทียบกับโหลดเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น	183
8-4 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า $v_{se}^*$ ของ $v_{se}$ บนแกนสามเฟส เมื่อเทียบกับโหลดเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น	184
8-5 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า $i_{sh}^*$ ของ $i_{sh}$ ด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย เมื่อเทียบกับโหลดเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น	185
8-6 ค่าดัชนีวัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของตัวตัวควบคุมแบบทำนาย เมื่อเทียบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น	199
8-7 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า $v_{se}^*$ ของ $v_{se}$ บนแกนสามเฟส เมื่อเทียบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น	200
8-8 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า $i_{sh}^*$ ของ $i_{sh}$ ด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย เมื่อเทียบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น	201
8-9 ผลการทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจร UPQC กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	210
8-10 ผลการทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจร UPQC กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	210
8-11 ผลการทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจร UPQC กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	211
8-12 ผลการทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจร UPQC กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	211
ก-1 ปริมาณฮาร์มอนิกที่ปรากฏในค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟ ในระบบสามเฟสสามสาย โดยพิจารณาอันดับฮาร์มอนิก 50 อันดับ	231
ค-1 โหมดการทำงานของบอร์ด eZdsp™ F28335	241

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า	
1-1	องค์ประกอบของระบบควบคุมสำหรับวงจร UPQC ในระบบสามเฟสสมดุล	2
2-1	ภาพรวมปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจร UPQC	20
3-1	โครงสร้างของวงจร UPQC	22
3-2	ระบบสามเฟสสมดุลในสภาวะก่อนการชดเชย	24
4-1	แผนภาพเฟสเซอร์การทำงานของอัลกอริทึม PAC สำหรับวงจร UPQC กรณีแหล่งจ่ายแรงดันปกติ	28
4-2	แผนภาพเฟสเซอร์การทำงานของอัลกอริทึม PAC สำหรับวงจร UPQC กรณีแหล่งจ่ายแรงดันตกชั่วขณะ	31
4-3	แผนภาพเฟสเซอร์การทำงานของอัลกอริทึม PAC สำหรับวงจร UPQC กรณีแหล่งจ่ายแรงดันเกินชั่วขณะ	32
4-4	การไหลของกำลังไฟฟ้าบนหลักการวิธี PAC สำหรับวงจร UPQC	35
4-5	บล็อกไดอะแกรมการคำนวณค่า $\delta$	36
4-6	สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้า ก่อนผ่านวงจรกรองผ่านต่ำ	37
4-7	รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้า ก่อนผ่านวงจรกรองผ่านต่ำ	38
4-8	รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้ามูลฐาน หลังผ่านวงจรกรองผ่านต่ำ	38
4-9	สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้ามูลฐาน หลังผ่านวงจรกรองผ่านต่ำ	39
4-10	บล็อกไดอะแกรมการคำนวณค่าแรงดันชดเชยอ้างอิงสำหรับวงจร UPQC	40
4-11	บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจร SRF-PLL	41
4-12	แผนภาพเฟสเซอร์ของ $v_{pcc,dq}$ และ $v_{pcc,pll}$	41
4-13	บล็อกไดอะแกรมการคำนวณค่ากระแสชดเชยอ้างอิงสำหรับวงจร UPQC	43
4-14	ระบบจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า	44
4-15	ผลการจำลองสถานการณ์การชดเชยแรงดันและกระแส กรณีโหลดเชิงเส้น Load1 ในสภาวะแรงดันปกติ	46
4-16	ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $v_{sa}$ กับ $i_{sa}$ กรณีโหลดเชิงเส้น Load1 ในสภาวะแรงดันปกติ	46
4-17	ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $v_{sa}$ กับ $v_{La}$ กรณีโหลดเชิงเส้น Load1 ในสภาวะแรงดันปกติ	47
4-18	ผลการจำลองสถานการณ์การชดเชยแรงดันและกระแส กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะแรงดันปกติ	48

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4-19 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $v_{sa}$ กับ $i_{sa}$ กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะแรงดันตกปกติ	49
4-20 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $v_{sa}$ กับ $v_{La}$ กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะแรงดันปกติ	49
4-21 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $a$ กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะแรงดันปกติ	50
4-22 ผลการจำลองสถานการณ์การชดเชยแรงดันและกระแส กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และ โหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะแรงดันตกชั่วขณะและเกินชั่วขณะ	51
4-23 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $v_{sa}$ กับ $i_{sa}$ กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะแรงดันตกชั่วขณะและเกินชั่วขณะ	52
4-24 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $v_{sa}$ กับ $v_{La}$ กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะแรงดันตกชั่วขณะและเกินชั่วขณะ	52
4-25 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $a$ กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะแรงดันตกชั่วขณะและเกินชั่วขณะ	53
4-26 ความสัมพันธ์ระหว่างมุม $\delta$ กับกำลังไฟฟ้าของโหลด ในสภาวะต่างๆ	55
4-27 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ในสภาวะต่างๆ	56
4-28 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟารีแอกทีฟ ในสภาวะต่างๆ	56
4-29 การคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ฟูริเยร์ และค่าทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน	58
4-30 บล็อกไดอะแกรมการคำนวณค่า $\delta$ ด้วยวิธี PAC ร่วมกับวิธี SWFA	59
4-31 ระบบจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก ระหว่างวิธี PAC ดั้งเดิม กับวิธี PAC แบบใหม่	60
4-32 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้ากระแสตรง กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA	61
4-33 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้ากระแสตรง กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA	62
4-34 รูปสัญญาณมุมกำลัง กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA	62
4-35 รูปสัญญาณแรงดันชดเชยอ้างอิง เฟส $a$ กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA	63
4-36 รูปสัญญาณแรงดันที่โหลด เฟส $a$ กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA	63
4-37 รูปสัญญาณกระแสชดเชยอ้างอิง เฟส $a$ กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA	64



## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4-38 สเปกตรัมของกระแสชดเชยอ้างอิง เฟส $a$ กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA	64
4-39 รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $a$ หลังการชดเชย กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA	65
4-40 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $a$ กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA	65
5-1 โครงสร้างวงจร Shunt APF สำหรับระบบสามเฟสสามสาย	68
5-2 แผนภาพเฟสเซอร์ของแบบจำลองสถานการณ์สำหรับวงจร Shunt APF	74
5-3 โครงสร้างของวงจร Shunt APF ที่พิจารณาบนโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB	81
5-4 รายละเอียดภายในบล็อกฟังก์ชันการสวิตช์ด้วยเทคนิค PWM	81
5-5 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า $i_{sh,d}$	83
5-6 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า $i_{sh,q}$	83
5-7 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า $v_{dc}$	83
5-8 โครงสร้างวงจร Series APF สำหรับระบบสามเฟสสามสาย	84
5-9 แผนภาพเฟสเซอร์ของแบบจำลองสำหรับวงจร Series APF	91
5-10 โครงสร้างของวงจร Series APF ที่พิจารณาบนโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB	99
5-11 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า $i_{se,d}$	100
5-12 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า $i_{se,q}$	101
5-13 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า $v_{se,d}$	101
5-14 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า $v_{se,q}$	102
5-15 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า $v_{dc}$	102
6-1 สเปกตรัมกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ ที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา	106
6-2 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา	107
6-3 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอบนระบบเวลาต่อเนื่อง	108
6-4 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอบนระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง	110
6-5 แผนภาพทางเดินรากของระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ	110

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6-6 ระบบจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง	111
6-7 ผลทดสอบการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสไหลเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ	113
6-8 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ กรณีกระแสไหลเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ	114
6-9 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส $a$ กรณีกระแสไหลเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ	115
6-10 ผลทดสอบการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีแหล่งจ่ายแรงดันเปลี่ยนแปลง	116
6-11 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง	117
6-12 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส $a$ กรณีแรงดันตกชั่วขณะ 20%	118
6-13 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส $a$ กรณีแรงดันเกินชั่วขณะ 20%	119
7-1 การสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคการสวิตซ์วิธี PWM	122
7-2 การสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคการสวิตซ์วิธี HC	123
7-3 ไดอะแกรมสเปซเวกเตอร์	124
7-4 บล็อกไดอะแกรมการสร้างพัลส์ควบคุมสวิตซ์ทั้ง 6 ตัว ด้วยวิธี SVPWM	125
7-5 รูปแบบการสวิตซ์ของเซกเตอร์ที่ 1 ถึง 6	127
7-6 รูปแบบการสวิตซ์ของเซกเตอร์ที่ 1	128
7-7 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีกระแสไหลที่เพิ่มขึ้น ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	130
7-8 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีกระแสไหลที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	130
7-9 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	131
7-10 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	131
7-11 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $a$ กรณีกระแสไหลที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ เมื่อใช้เทคนิคการสวิตซ์วิธี PWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	132

### สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7-12 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า $i_{sh}^*$ ของ $i_{sh}$ ด้วยวิธี PWM กรณีกระแสไหลที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	133
7-13 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีกระแสไหลที่เพิ่มขึ้น ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	135
7-14 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีกระแสไหลที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	136
7-15 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	136
7-16 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	137
7-17 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $\alpha$ กรณีกระแสไหลที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ เมื่อใช้เทคนิคการสวิตซ์วิธี PWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	138
7-18 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า $i_{sh}^*$ ของ $i_{sh}$ ด้วยวิธี PWM กรณีกระแสไหลที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	139
7-19 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีกระแสไหลที่เพิ่มขึ้น ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	140
7-20 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีกระแสไหลที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	141
7-21 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	141
7-22 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	142
7-23 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $\alpha$ กรณีกระแสไหลที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ เมื่อใช้เทคนิคการสวิตซ์วิธี HC (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	143
7-24 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า $i_{sh}^*$ ของ $i_{sh}$ ด้วยวิธี HC กรณีกระแสไหลที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	144

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7-25 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีกระแสไหลดที่เพิ่มขึ้น ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	145
7-26 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีกระแสไหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	146
7-27 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	146
7-28 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	147
7-29 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $\alpha$ กรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ เมื่อใช้ตัวควบคุมฮีสเทอรีซิส (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	148
7-30 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า $i_{sh}^*$ ของ $i_{sh}$ ด้วยวิธี HC กรณีกระแสไหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	149
7-31 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีกระแสไหลดที่เพิ่มขึ้น ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	150
7-32 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีกระแสไหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	151
7-33 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	151
7-34 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	152
7-35 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $\alpha$ กรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ เมื่อเทคนิคการสวิตซ์วิธี SVPWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	153
7-36 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า $i_{sh}^*$ ของ $i_{sh}$ ด้วยวิธี SVPWM กรณีกระแสไหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $10 \mu s$ )	154
7-37 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีกระแสไหลดที่เพิ่มขึ้น ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	155

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7-38 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีกระแสไหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	156
7-39 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	156
7-40 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	157
7-41 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $a$ กรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ เมื่อใช้เทคนิคการสวิตซ์วิธี SVPWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	158
7-42 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า $i_{sh}^*$ ของ $i_{sh}$ ด้วยวิธี SVPWM กรณีกระแสไหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ $32 \mu s$ )	158
7-43 ปริมาณฮาร์มอนิกของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $a$ ภายหลังจากการชดเชย กรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ	162
8-1 หลักการของการควบคุมกระแสแบบทำนาย	165
8-2 ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว	169
8-3 การเชื่อมต่อระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp <sup>TM</sup> F28335	170
8-4 แผนภาพไต่อะแกรมการทำงานของกรจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคโปรเซสเซอร์ในรูป	170
8-5 โปรแกรมของระบบควบคุมสำหรับวงจร UPQC	172
8-6 โครงสร้างระบบทดสอบการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าของวงจร UPQC (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	173
8-7 แผนภาพไต่อะแกรมสำหรับระบบควบคุมวงจร UPQC บนบอร์ด eZdsp <sup>TM</sup> F28335	174
8-8 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีกระแสไหลดเพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	175
8-9 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	176
8-10 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณ $v_{pcc,a}$ กับ $i_{sa}$ กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	177

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
8-11 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $a$ กรณีกระแสไหลเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	178
8-12 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	180
8-13 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	180
8-14 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $v_{pcc,a}$ กับ $i_{sa}$ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	181
8-15 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $a$ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	182
8-16 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า $v_{se}^*$ ของ $v_{se}$ กรณีกระแสไหลที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	183
8-17 การทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีกระแสไหลที่เพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	184
8-18 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $v_{pcc,a}$ กับ $v_{La}$ ในสภาวะต่างๆ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	185
8-19 ความสัมพันธ์ระหว่างมุม $\delta$ กับกำลังไฟฟ้าของโหลด ในสภาวะต่างๆ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	187
8-20 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ในสภาวะต่างๆ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	188
8-21 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้านิวแอกทีฟในสภาวะต่างๆ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	190
8-22 โครงสร้างระบบทดสอบการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าของวงจร UPQC (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	191
8-23 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีกระแสไหลเพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	192

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
8-24 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	193
8-25 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $v_{pcc,a}$ กับ $i_{sa}$ กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	194
8-26 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $a$ กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	195
8-27 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	196
8-28 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	197
8-29 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $v_{pcc,a}$ กับ $i_{sa}$ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	198
8-30 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส $a$ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	199
8-31 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า $v_{se}^*$ ของ $v_{se}$ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	200
8-32 การทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	201
8-33 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง $v_{pcc,a}$ กับ $v_{La}$ ในสภาวะต่างๆ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	202
8-34 ความสัมพันธ์ระหว่างมุม $\delta$ กับกำลังไฟฟ้าของโหลด ในสภาวะต่างๆ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	203
8-35 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ในสภาวะต่างๆ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	204
8-36 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้านิวแอกทีฟ ในสภาวะต่างๆ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	206
8-37 ผลทดสอบการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมทำนาย ตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุม แบบ SVPWM กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	208

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
8-38 ผลทดสอบการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมทำนาย ตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมแบบ SVPWM กรณีกระแสไหลดที่พิจารณา ในสถานะแรงดันปกติ (ไหลดไม่เป็นเชิงเส้น)	209
ก-1 ระบบไฟฟ้าสามเฟสสามสาย	226
ข-1 บล็อกไดอะแกรมการแยกค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานออกจากค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SWFA	236
ค-1 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 Experimental Kits	238
ค-2 การ์ดควบคุม TMS320F28335	238
ค-3 บอร์ด Docking Station	2239
ค-4 สวิตช์ SW1 และ SW2 บนการ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335	240
ค-5 การเชื่อมต่อระหว่าง Host Computer กับไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 ด้วยสาย RS232	242
ค-6 การเชื่อมต่อระหว่าง Host Computer กับไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 ด้วยสาย USB	243
ค-7 การติดตั้ง Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors Package	244
ค-8 การติดตั้งซอฟต์แวร์ TI Control SUITE	244
ค-9 การติดตั้งซอฟต์แวร์ TI Code Composer Studio	245
ค-10 การตรวจสอบความถูกต้องของซอฟต์แวร์ TI Control SUITE และ TI Code Composer Studio	246
ค-11 การติดตั้ง MinGW-w64 Package	247
ค-12 การกำหนดประเภทการจำลองสถานการณ์และวิธีการแก้ปัญหา	247
ค-13 การกำหนดค่าติดตั้งของไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335	248
ค-14 การกำหนดค่าในเมนู Code Generation	249
ค-15 การรันโปรแกรมเพื่อสร้างชุดบล็อก PIL	250



## สัญลักษณ์คำย่อและตัวย่อ

DQF	Synchronous Reference Frame with Sliding Window Fourier Analysis
HB	Hysteresis Band
HC	Hysteresis Controller
KCL	Kirchhoff Current Law
KVL	Kirchhoff Voltage Law
LPF	Low Pass Filter
ODE	Ordinary Differential Equation
THD	Total Harmonic Distortion
PAC	Power Angle Control
PCC	Point of Common Coupling
PF	Power Factor
PIL	Processor in the Loop
PLL	Phase Locked Loop
PQ	Instantaneous Power Theory
PWM	Pulse Width Modulation
Series APF	Series Active Power Filter
Shunt APF	Shunt Active Power Filter
SRF-PLL	Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
SWFA	Sliding Window Fourier Analysis
UF	Utilization Factor
UPQC	Unified Power Quality Conditioner
UPQC-L	Left Shunt UPQC
UPQC-R	Right Shunt UPQC
UPQC-P	Active Power Control for UPQC
UPQC-Q	Reactive Power Control for UPQC
UPQC-S	Simultaneous Active and Reactive Power Control for UPQC
UPQC-VA <sub>min</sub>	Minimum Volt-Ampere Loading for UQPC
UVTG	Unit Vector Template Generation

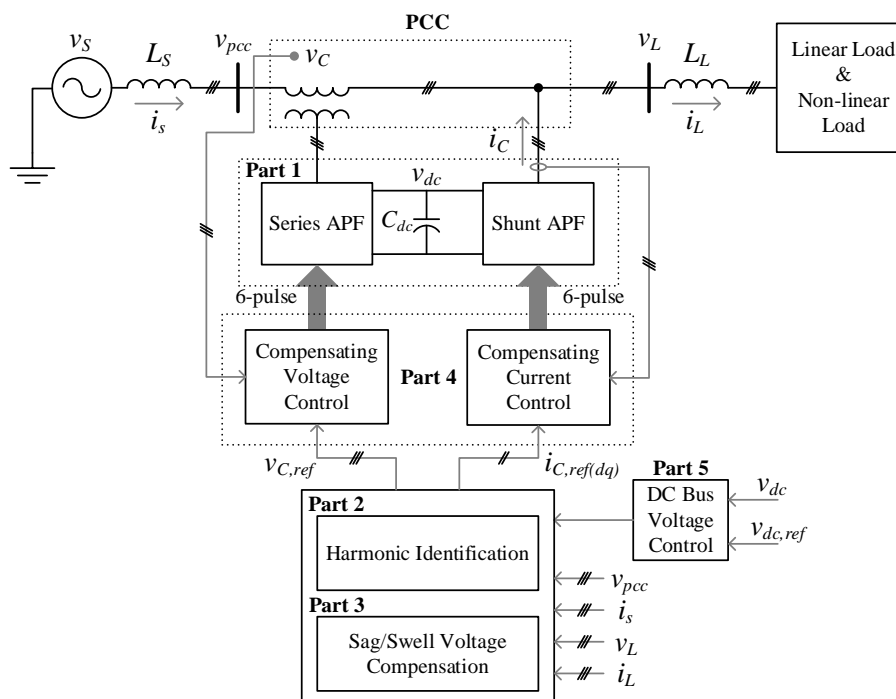
## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การใช้งานโหลดทางไฟฟ้าที่หลากหลายด้วยแนวโน้มเพิ่มมากขึ้น เพื่อรองรับกับแผนพัฒนาโครงสร้างพื้นฐานของประเทศ ส่งผลกระทบต่อคุณภาพกำลังไฟฟ้า การใช้งานโหลดที่หลากหลาย (โหลดเชิงเส้น, โหลดไม่เป็นเชิงเส้น) ก่อให้เกิดปัญหาต่างๆ เช่น ฮาร์มอนิก แรงดันเกินชั่วขณะ แรงดันตกชั่วขณะ แรงดันไม่สมดุล กระแสไม่สมดุล เป็นต้น ปัญหาดังกล่าวส่งผลเสียต่อระบบจ่ายกำลังไฟฟ้า เช่น ความเชื่อถือได้ของระบบ (Reliability in Power Distribution System) การตรวจวัดค่าทางไฟฟ้าผิดพลาด อุปกรณ์ป้องกันทำงานผิดพลาด เกิดกำลังงานสูญเสีย และความร้อนต่ออุปกรณ์ขณะใช้งาน [1]-[4] เป็นต้น ด้วยเหตุนี้ ระบบจ่ายกำลังไฟฟ้าสมัยใหม่ (Modern Power Distribution System) จึงมีประเด็นให้ศึกษาและพัฒนาในปัจจุบัน วิธีการหนึ่ง คือ การใช้งานวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวม (Unified Power Quality Conditioner: UPQC) วงจร UPQC เป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟประเภทหนึ่ง ซึ่งเกิดจากการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม (Series Active Power Filter: Series APF) และวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน (Shunt Active Power Filter: Shunt APF) โดยวงจร Series APF ทำหน้าที่ปรับแก้แรงดันทางด้านโหลด เช่น แรงดันฮาร์มอนิก แรงดันไม่สมดุล แรงดันตกชั่วขณะ และแรงดันเกินชั่วขณะ ส่วนวงจร Shunt APF ทำหน้าที่ปรับแก้กระแสทางด้านแหล่งจ่าย เช่น กระแสฮาร์มอนิก และกระแสไม่สมดุล รวมถึงปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังในระบบไฟฟ้า ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงมุ่งเน้นการศึกษาระบบควบคุมสำหรับวงจร UPQC ในระบบสามเฟสสมดุล

จากการศึกษาในเบื้องต้น พบว่า สมรรถนะการทำงานที่ดีของวงจร UPQC ขึ้นอยู่กับองค์ประกอบที่สำคัญห้าส่วน ได้แก่ โครงสร้าง กระบวนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก วิธีการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะ กระบวนการควบคุมแรงดันชดเชยและกระแสชดเชย และกระบวนการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ภาพรวมการศึกษาในงานวิทยานิพนธ์แสดงได้ ดังรูปที่ 1-1 จากรูปดังกล่าวสามารถอธิบายแต่ละส่วนได้ ดังนี้



รูปที่ 1-1 องค์ประกอบของระบบควบคุมสำหรับวงจร UPQC ในระบบสามเฟสสมดุล

ส่วนที่หนึ่ง คือ โครงสร้างของวงจร UPQC มีโครงสร้างหลายรูปแบบขึ้นอยู่กับการใช้งาน โครงสร้างส่วนใหญ่ของวงจร UPQC สามารถแบ่งออกเป็นสองโครงสร้าง โดยพิจารณาได้จากตำแหน่งการติดตั้งของวงจร Shunt APF ดังนี้ โครงสร้างแบบที่หนึ่ง คือ UPQC-L จะมีตำแหน่งการติดตั้งของวงจร Shunt APF อยู่ทางด้านซ้ายของวงจร Series APF และโครงสร้างแบบที่สอง คือ UPQC-R วงจร Shunt APF จะถูกติดตั้งทางด้านขวาของวงจร Series APF โครงสร้างแบบ UPQC-R มีสมรรถนะที่ดีกว่าโครงสร้างแบบ UPQC-L เนื่องจากรูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายที่ไหลผ่านหม้อแปลงอนุกรม เป็นรูปสัญญาณไซน์ โดยไม่พิจารณาถึงชนิดของโหลด ทำให้วงจร Shunt APF สามารถชดเชยกระแสและกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟได้ดีกว่า [5] ด้วยเหตุนี้ ผู้วิจัยจึงเลือกใช้โครงสร้างแบบ UPQC-R

ส่วนที่สอง คือ กระบวนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก เป็นส่วนหนึ่งที่สำคัญสำหรับการคำนวณค่าแรงดันอ้างอิงและกระแสอ้างอิง โดยค่าดังกล่าวจะถูกใช้เป็นค่าอ้างอิงของระบบควบคุมแรงดันขดเชยและกระแสชดเชย งานวิจัยด้านการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกได้รับการนำเสนอในหลากหลายวิธีการมาอย่างต่อเนื่อง เช่น วิธีกรอบอ้างอิงซิงโครนัส [6]-[8] วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง [9]-[10] และวิธีควบคุมมุมกำลัง [11]-[13] เป็นต้น ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยเลือกใช้วิธีควบคุมมุมกำลัง วิธีดังกล่าวมีจุดเด่น คือ สามารถออกแบบให้มีการแบ่งจ่ายการชดเชยกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟระหว่างวงจร Series APF กับวงจร Shunt APF ส่งผลให้พิกัดกำลังและราคาของวงจร

UPQC ลดลง นอกจากนี้ ในขั้นตอนการแยกปริมาณฮาร์มอนิก พบว่า วงจรกรองความถี่มีผลต่อสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก ผู้วิจัยจึงพัฒนาวิธีควบคุมมุ่มกำลัง ด้วยการเลือกใช้วิธีการวิเคราะห์แบบฟูรีเยร์วินโดว์เลื่อน (Sliding Window Fourier Analysis: SWFA) [14] แทนวงจรกรองความถี่แบบแอนะล็อก เนื่องจากผลการสำรวจประสิทธิภาพการกรอง พบว่า วิธี SWFA ให้สมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ดีกว่าการใช้วงจรกรองความถี่แบบแอนะล็อก

ส่วนที่สาม คือ วิธีการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะ ซึ่งมีหลายวิธีขึ้นอยู่กับจุดประสงค์การใช้งาน และพิกัดกำลังของวงจร โดยที่สามารถแบ่งออกเป็นสี่วิธี ได้แก่ วิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ (UPQC-P) [15], [31] วิธีควบคุมกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ (UPQC-Q) [15]-[16], [32] วิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าปรากฏต่ำสุด (UPQC-VA<sub>min</sub>) [4], [33] และวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าปรากฏ (UPQC-S) [3], [17] งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยเลือกใช้วิธี UPQC-S เนื่องจาก วิธีดังกล่าวสามารถแก้ปัญหาแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะ พร้อมกับปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ซึ่งรองรับกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมมุ่มกำลัง

ส่วนที่สี่ คือ กระบวนการควบคุมแรงดันชดเชยและกระแสชดเชยสำหรับวงจร UPQC ส่วนนี้ทำหน้าที่ควบคุมการบิดเบือนแรงดันชดเชยและกระแสชดเชยของวงจร UPQC ให้มีค่าเป็นไปตามค่าอ้างอิง สำหรับกระบวนการควบคุมแรงดันชดเชย งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้วิธีการควบคุมเวกเตอร์หนึ่งหน่วย (Unit Vector Template Generation: UVTG) [17] ทำงานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม (Pulse Width Modulation: PWM) [18] เนื่องจากวิธีการดังกล่าวมีการออกแบบไม่ซับซ้อนเพราะไม่จำเป็นต้องออกแบบตัวควบคุม และใช้เวลาการคำนวณน้อย สำหรับข้อเสียของวิธีนี้ จำเป็นต้องพึ่งพาวงจรเฟสล็อกกลูป (Phase Locked Loop: PLL) ทำหน้าที่คำนวณมุมเฟสของระบบเพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณแรงดันชดเชยอ้างอิง ด้วยเหตุนี้ ผู้วิจัยจึงเลือกใช้วงจรเฟสล็อกกลูปวิธีกรอบอ้างอิงซิงโครนัส (Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop: SRF-PLL) [19] เนื่องจากมีการออกแบบที่ไม่ซับซ้อน และมีสมรรถนะการคำนวณมุมเฟสของระบบที่ดีกว่าวงจรอื่น ส่วนกระบวนการควบคุมกระแสชดเชย งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้การควบคุมกระแสแบบทำนาย [20]-[21] เป็นเทคนิคการควบคุมที่สามารถลดความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัล ซึ่งการควบคุมดังกล่าวจะส่งผลให้กระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบด้วยวงจร UPQC มีลักษณะใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิง ตัวควบคุมแบบทำนายจะถูกพิจารณาบนแกนดีคิว เนื่องจากมีความซับซ้อนของสมการน้อยกว่าเมื่อเทียบกับการควบคุมบนแกนสามเฟส นอกจากนี้ยังเลือกใช้เทคนิคการสวิตช์วิธีสเปกเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็ม (Space Vector PWM: SVPWM) [22] ร่วมกับตัวควบคุมแบบทำนาย เนื่องจากวิธีดังกล่าวให้ประสิทธิภาพที่ดี ให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรกรองกำลังแอกทีฟมากกว่าวิธีอื่น และปริมาณฮาร์มอนิกที่เกิดจากการสวิตช์น้อยกว่าวิธีอื่น นอกจากนี้ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการสร้างชุดควบคุมโดยใช้วิธีทางดิจิทัล ด้วยบอร์ด eZdsp<sup>TM</sup>F28335

ส่วนที่ห้า คือ กระบวนการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง เมื่อระบบเกิดการเปลี่ยนแปลง เช่น การเปลี่ยนแปลงทางด้านโหลด แรงดันตกชั่วขณะ แรงดันเกินชั่วขณะ เป็นต้น เหตุการณ์ดังกล่าว ส่งผลให้แรงดันบัลไฟตรงของวงจร UPQC ไม่สามารถคงค่าตามจุดการทำงานที่เหมาะสม ผลกระทบนี้ส่งผลต่อสมรรถนะการทำงานของวงจร UPQC ด้วยเหตุนี้ ระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงจึงมีบทบาทสำคัญต่อการทำงานของวงจร UPQC งานวิจัยวิทยานิพนธ์เลือกใช้ตัวควบคุมพีไอ เนื่องจากโครงสร้างการควบคุมที่ไม่ซับซ้อน และให้ผลตอบสนองที่ดี การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวถูกพิจารณาบนระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง จึงเหมาะสำหรับการนำไปใช้งานเชิงปฏิบัติ เนื่องจากกลยุทธ์ควบคุมของวงจร UPQC ในทางปฏิบัติดำเนินการบนบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมมุมกำลังสำหรับวงจร UPQC ในระบบสามเฟสสมดุล

1.2.2 เพื่อพัฒนาสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมมุมกำลังให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น

1.2.3 เพื่อสร้างแบบจำลองสถานการณ์ของระบบปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ร่วมกับ Simulink บนโปรแกรม MATLAB

1.2.4 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการเกี่ยวกับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจร UPQC

1.2.5 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมแบบทำนายบนแกนดีคิวสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยของวงจร UPQC

1.2.6 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการออกแบบระบบควบคุมเวกเตอร์หนึ่งหน่วยบนแกนสามเฟสของระบบควบคุมแรงดันชดเชยสำหรับวงจร UPQC

1.2.7 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการออกแบบตัวควบคุมแบบทำนายบนแกนดีคิวของระบบควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจร UPQC

1.2.8 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้และดำเนินการออกแบบตัวควบคุมพีไอบนระบบเวลาไม่ต่อเนื่องของระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจร UPQC

1.2.9 เพื่อสร้างแบบจำลองสถานการณ์ของระบบปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า โดยใช้เทคนิคโปรเซสเซอร์ในลูป

### 1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

- 1.3.1 ระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เป็นระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลที่มีแหล่งจ่ายอุดมคติ
- 1.3.2 วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่พิจารณาเป็นวงจร UPQC
- 1.3.3 การจำลองสถานการณ์ฟังก์ชันโปรแกรม Simulink บนโปรแกรม MATLAB ร่วมกับบอร์ด eZdsp™ F28335
- 1.3.4 โครงสร้างของวงจร UPQC เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน
- 1.3.5 โหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ โดยมีตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัวต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ
- 1.3.6 การวิเคราะห์และแก้ไขปัญหาเนื่องจากการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก การชดเชยกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ การชดเชยแรงดันตกชั่วขณะ และการชดเชยแรงดันเกินชั่วขณะ
- 1.3.7 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้อ้างอิงกรอบมาตรฐาน IEEE Std.519-2014 [23]

### 1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

- 1.4.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบสามเฟสสมดุล
- 1.4.2 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะ แรงดันเกินชั่วขณะ และกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ ที่เกิดขึ้นในระบบสามเฟสสมดุล
- 1.4.3 ความถี่ของระบบไฟฟ้าในการจำลองสถานการณ์ จะพิจารณาเฉพาะในกรณีความถี่คงที่ เท่ากับ 50 Hz เท่านั้น
- 1.4.4 ผลการจำลองสถานการณ์ต้องอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE Std.519-2014

### 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมมุมกำลังสำหรับวงจร UPQC
- 1.5.2 ได้องค์ความรู้ด้านการพัฒนาสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์วิธีควบคุมมุมกำลังให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น
- 1.5.3 ได้องค์ความรู้ในการสร้างแบบจำลองสถานการณ์ของระบบปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ร่วมกับ Simulink บนโปรแกรม MATLAB

- 1.5.4 ได้องค์ความรู้ด้านการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจร UPQC
- 1.5.5 ได้องค์ความรู้ในการออกแบบตัวควบคุมแบบทำนายบนแกนดีคิวสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยของวงจร UPQC
- 1.5.6 ได้องค์ความรู้ในการออกแบบระบบควบคุมเวกเตอร์หนึ่งหน่วยของระบบควบคุมแรงดันชดเชยสำหรับวงจร UPQC
- 1.5.7 ได้องค์ความรู้ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอบนระบบเวลาไม่ต่อเนื่องของระบบควบคุมแรงดันไฟบัสดตรงสำหรับวงจร UPQC
- 1.5.8 ได้องค์ความรู้ในการสร้างแบบจำลองสถานการณ์ของระบบปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า โดยใช้วงจร UPQC ด้วยเทคนิคโปรเซสเซอร์ในรูป
- 1.5.9 ได้บทความวิจัย เผยแพร่ระดับชาติ และนานาชาติ

## บทที่ 2

### ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 บทนำ

จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจร UPQC พบว่า ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน วงจร UPQC ได้รับการพัฒนาในหลายด้านอย่างต่อเนื่อง องค์ประกอบของวงจร UPQC ที่มีผลต่อสมรรถนะการทำงานของวงจร สามารถแบ่งออกเป็นห้าประเด็นที่สำคัญ ได้แก่ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและการออกแบบค่าพารามิเตอร์ในวงจร UPQC งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจร UPQC งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิธีการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะสำหรับวงจร UPQC งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันชดเชยและกระแสชดเชยสำหรับวงจร UPQC และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจร UPQC ผลการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องได้ถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 2.2 ถึง 2.6 ตามลำดับ รายละเอียดของงานวิจัยประกอบด้วย ปีที่ตีพิมพ์ คณะผู้วิจัย รวมถึงอธิบายสาระสำคัญที่ได้ในแต่ละงานวิจัยไว้พอสังเขป นอกจากนี้ได้นำเสนอภาพรวมปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง

#### 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและการออกแบบวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและการออกแบบวงจร UPQC แสดงรายละเอียดไว้ในตารางที่ 2-1

ตารางที่ 2-1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและการออกแบบวงจร UPQC

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1998	H. Fujita <i>et al.</i> [24]	นำเสนอโครงสร้างแบบ UPQC-R กระบวนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก กระบวนการชดเชยแรงดันและกระแส รวมทั้งการไหลของกำลังไฟฟ้าในระบบก่อนและหลังการชดเชย
1999	L. Benchaita <i>et al.</i> [25]	นำเสนอผลการเปรียบเทียบการทำงานของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันกับชนิดแหล่งจ่ายกระแส ผลปรากฏว่า วงจรรองกำลังแอกทีฟแบบอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน



ตารางที่ 2-1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและการออกแบบวงจร UPQC (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		มีประสิทธิภาพดีกว่า โครงสร้างของวงจรมีขนาดเล็กกว่า
2010	V. Khadkikar <i>et al.</i> [5]	นำเสนอผลการสำรวจประสิทธิภาพของวงจร UPQC บทความนี้ได้อธิบายเกี่ยวกับโครงสร้างวิธีแก้ปัญหาแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะ รวมถึงเทคนิคการควบคุมในรูปแบบต่างๆ สำหรับวงจร UPQC
2012	J. A. Munoz <i>et al.</i> [26]	นำเสนอโครงสร้างของวงจร UPQC ที่มีลักษณะแบบ Modular (UPQC-MC) แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร และการออกแบบตัวควบคุมด้วยเทคนิคโลกัสของราก (Root Locus) ข้อดีของวงจรมี คือ สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้มากขึ้น
2018	S. Devassy <i>et al.</i> [3]	นำเสนอการนำแผงโซลาร์เซลล์มาประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจร UPQC เพื่อเพิ่มความเชื่อถือของระบบแรงดันบัลไฟตรง โครงสร้างดังกล่าว สามารถเรียกว่า โครงสร้างแบบ UPQC-PV

ผลการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและการออกแบบวงจร UPQC ตามตารางที่ 2-1 พบว่า วงจร UPQC มีโครงสร้างที่แตกต่างกันหลายรูปแบบ ขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของการใช้งาน ซึ่งแต่ละโครงสร้างมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน โครงสร้างส่วนใหญ่ของวงจร UPQC สามารถแบ่งออกเป็นสองโครงสร้าง โดยพิจารณาจากตำแหน่งการติดตั้งของวงจร Shunt APF ได้ ดังนี้ โครงสร้างแบบที่หนึ่ง คือ UPQC-L ตำแหน่งการติดตั้งของวงจร Shunt APF จะอยู่ทางด้านซ้ายของวงจร Series APF และโครงสร้างแบบที่สอง คือ UPQC-R ตำแหน่งการติดตั้งของวงจร Shunt APF จะอยู่ทางด้านขวาของวงจร Series APF เมื่อพิจารณาสมรรถนะการทำงานของทั้งสองโครงสร้างพบว่า โครงสร้าง UPQC-R มีสมรรถนะการทำงานที่ดีกว่าโครงสร้าง UPQC-L เนื่องจากรูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายที่ไหลผ่านหม้อแปลงอนุกรม เป็นรูปสัญญาณไซน์ โดยไม่พิจารณาถึงชนิดของโหลด ทำให้วงจร Shunt APF สามารถชดเชยกระแสและกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟได้ดีกว่า ด้วยเหตุนี้ ผู้วิจัยจึงเลือกใช้โครงสร้างแบบ UPQC-R นอกจากนี้ ยังเลือกใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟชนิด

แหล่งจ่ายแรงดัน ข้อดีของวงจรดังกล่าว คือ น้ำหนักเบากว่า กำลังสูญเสียน้อยกว่า ราคาถูกกว่า มีความยืดหยุ่นในการควบคุม และสามารถทำงานได้หลายระดับแรงดัน

### 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก จากอดีตจนถึงปัจจุบันมีด้วยหลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน สำหรับวงจร UPQC การศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมในส่วนนี้ได้นำเสนอผลงานที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจร UPQC แสดงดังตารางที่ 2-2

ตารางที่ 2-2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจร UPQC

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1994	H. Fujita <i>et al.</i> [27]	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง (Instantaneous Power Theory)
2006	G. W. Chang <i>et al.</i> [28]	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีกรอบอ้างอิงบนแกน abc (abc Reference Frame) และตัวตรวจจับแรงดันลำดับเฟสบวก สำหรับวงจร Series APF
2007	S. Sujitjorn <i>et al.</i> [14]	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ร่วมกับวิธี Sliding Window Fourier Analysis (SWFA) หรือเรียกว่าวิธี DQF สำหรับวงจร Shunt APF ในระบบไฟฟ้าสามเฟสสี่สาย วิธีดังกล่าวถูกทดสอบเปรียบเทียบกับวิธี SRF และวิธี DQF พบว่า วิธี DQF มีสมรรถนะดีกว่าวิธีอื่น
2007	M. Forghani <i>et al.</i> [29]	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการแปลงเวฟเล็ตแบบเต็มหน่วย หรือ Discrete Wavelet Transform (DWT) สำหรับระบบสามเฟสสี่สาย ข้อดีของวิธีนี้ คือ การประมาณค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน มีความรวดเร็วและแม่นยำ รวมทั้งคงทนต่อความผันผวนของความถี่ในระบบ นอกจากนี้วิธีดังกล่าวถูกทดสอบเปรียบเทียบกับวิธี Fast Fourier

ตารางที่ 2-2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจร UPQC (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		Transform (FFT) ผลปรากฏว่า วิธี DWT มีสมรรถนะดีกว่า
2008	U. K. Rao <i>et al.</i> [30]	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีส่วนประกอบสมมาตรขณะหนึ่ง (Instantaneous Symmetrical Component Theory: ISCT) ภายใต้สถานะแหล่งจ่ายแรงดันที่มีลักษณะผิดเพี้ยนแบบไม่สมดุล วิธีดังกล่าวถูกนำมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับตัวตรวจจับแรงดันลำดับเฟสบวก
2008	V. Khadkikar <i>et al.</i> [11]	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมมุมกำลัง (Power Angle Control) เป็นวิธีคำนวณมุมเฟสระหว่างแรงดันทางด้านโหลดกับแรงดันทางด้านแหล่งจ่าย โดยที่มุมเฟสดังกล่าวจะถูกใช้ออกแบบการแบ่งจ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ ระหว่างวงจร Series APF กับวงจร Shunt APF ส่งผลให้พิกัดกำลังและราคาของวงจร UQPC ลดลง
2011	M. Kesler <i>et al.</i> [7]	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีกรอบอ้างอิงซิงโครนัส (Synchronous Reference Frame: SRF) และตัวตรวจจับแรงดันลำดับเฟสบวก (Positive Sequence Voltage Detector: PSVD)

ผลการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจร UPQC ตามตารางที่ 2-2 พบว่า กระบวนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งแต่ละวิธีมีความน่าสนใจในด้านแนวทางการคำนวณค่าแรงดันขดเซยและกระแสขดเซยที่แตกต่างกัน และสถานะของระบบที่พิจารณา สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยเลือกใช้วิธีควบคุมมุมกำลังวิธีดังกล่าวมีจุดเด่น คือ สามารถออกแบบให้มีการแบ่งจ่ายการชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟระหว่างวงจร Series APF กับ Shunt APF ส่งผลให้พิกัดกำลังและราคาของวงจร UQPC ลดลง นอกจากนี้ในขั้นตอนการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของวิธีดังกล่าว พบว่า วงจรกรองความถี่มีผลต่อสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก ผู้วิจัยจึงได้พัฒนาวิธีควบคุมมุมกำลัง ด้วยการเลือกใช้วิธี SWFA แทนวงจรกรอง

ความถี่ เนื่องจากผลการสำรวจ พบว่า วิธี SWFA ให้สมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์โมนิกที่ดีกว่าการใช้ วงจรกรองความถี่

## 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิธีการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะสำหรับวงจร ปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม

วิธีการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและเกินชั่วขณะ จากอดีตจนถึงปัจจุบันมีด้วยหลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน สำหรับวงจร UPQC การศึกษาประสิทธิภาพของวงจรในส่วนนี้ได้นำเสนอผลงานที่เกี่ยวข้องกับวิธีการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะสำหรับวงจร UPQC แสดงดังตารางที่ 2-3

ตารางที่ 2-3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิธีการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะสำหรับ วงจร UPQC

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2006	B. Han <i>et al.</i> [31]	นำเสนอวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ (UPQC-P) หลักการทำงาน คือ กำหนดให้วงจร Series APF ทำหน้าที่จ่ายหรือรับกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ด้วยการป้อนแรงดันชดเชยที่มีมุมเฟสเดียวกับมุมเฟสของกระแสที่แหล่งจ่าย เพื่อแก้ปัญหาแรงดันตกชั่วขณะ และในกรณีแรงดันเกินชั่วขณะ วงจร Series APF จะทำหน้าที่ป้อนแรงดันชดเชยที่มีมุมเฟสตรงกันข้ามกับมุมเฟสของกระแสที่แหล่งจ่าย ดังนั้น วิธี UPQC-P จึงสามารถแก้ปัญหาได้ทั้งแรงดันตกชั่วขณะ และแรงดันเกินชั่วขณะ
2008	M. Basu <i>et al.</i> [32]	นำเสนอวิธีควบคุมกำลังไฟฟารีแอกทีฟ (UPQC-Q) เพื่อชดเชยแรงดันตกชั่วขณะ ด้วยการจ่ายกำลังไฟฟารีแอกทีฟด้วยวงจร Series APF โดยการป้อนแรงดันชดเชยที่มีมุมเฟสตั้งฉากกับกระแสทางด้านแหล่งจ่าย ข้อเสียของวิธี UPQC-Q คือ ขนาดของแรงดันชดเชยมีค่ามากกว่าวิธีอื่น และไม่สามารถแก้ปัญหาแรงดันเกินชั่วขณะได้

ตารางที่ 2-3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิธีการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะสำหรับ  
วงจร UPQC (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2010	W. C. Lee <i>et al.</i> [33]	นำเสนอวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าปรากฏต่ำสุด (UPQC- $VA_{min}$ ) วิธีนี้พัฒนามาจากวิธี UPQC-Q เพื่อแก้ปัญหาข้อจำกัดของพิกัดกำลังของวงจร และการชดเชยแรงดันเกินชั่วขณะ โดยพิจารณาจากค่ากำลังไฟฟ้าของวงจร UPQC ที่ต่ำสุด ด้วยการควบคุมมุมเฟสระหว่างแรงดันชดเชยกับกระแสทางด้านแหล่งจ่ายอย่างเหมาะสมที่สุด
2011	V. Khadkikar <i>et al.</i> [17]	นำเสนอวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าปรากฏ (UPQC-S) หลักการทำงานของวิธีนี้มีความคล้ายคลึงกับวิธี UPQC- $VA_{min}$ จุดเด่นของวิธีนี้ คือ ทำให้วงจร Series APF สามารถทำหน้าที่ชดเชยแรงดันตกชั่วขณะหรือเกินชั่วขณะ พร้อมกับชดเชยกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟในเวลาเดียวกัน

ผลการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิธีการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะ สำหรับวงจร UPQC ตามตารางที่ 2-3 พบว่า วิธีการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะ มีหลายวิธีขึ้นอยู่กับจุดประสงค์การใช้งาน และพิกัดกำลังของวงจร สามารถแบ่งออกเป็นสี่วิธี ดังนี้ วิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ (UPQC-P) วิธีควบคุมกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ (UPQC-Q) วิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าปรากฏต่ำสุด (UPQC- $VA_{min}$ ) และวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าปรากฏ (UPQC-S) ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์เลือกใช้วิธี UPQC-S ทั้งนี้เนื่องจาก วิธีดังกล่าวสามารถแก้ปัญหาแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะ พร้อมกับปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ซึ่งรองรับกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมมุมกำลัง ทำให้วงจร Series APF ถูกใช้งานอย่างคุ้มค่ามากขึ้น

## 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันขดเซยและกระแสขดเซยสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม

ระบบควบคุมแรงดันขดเซยและกระแสขดเซยสำหรับวงจร UPQC จากอดีตจนถึงปัจจุบันมีด้วยหลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน การศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมในส่วนนี้ได้นำเสนอผลงานที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบตัวควบคุมแรงดันขดเซยและกระแสขดเซยสำหรับวงจร UPQC แสดงดังตารางที่ 2-3

ตารางที่ 2-4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันและกระแสขดเซยสำหรับวงจร UPQC

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2007	J. Rodriguez <i>et al.</i> [21]	นำเสนอตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสำหรับวงจร Shunt APF ตัวควบคุมดังกล่าว มีจุดเด่นในการลดความคลาดเคลื่อน ซึ่งเกิดจากผลของการประวิงเวลาในระบบควบคุมแบบดิจิทัล ส่งผลให้กระแสขดเซยที่ฉีดเข้าสู่ระบบ มีลักษณะใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิง
2009	Y. Rong <i>et al.</i> [34]	นำเสนอระบบควบคุมแบบป้อนกลับสัญญาณขาออกสำหรับวงจร UPQC ในระบบหนึ่งเฟส เริ่มจากการแปลงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร UPQC ด้วยวิธีการสร้างใหม่ (Reconstruction) และการทำให้เป็นเชิงเส้น (Linearization) แบบจำลองที่ได้จะอยู่ในรูปของแบบจำลองสมมูลเชิงเส้นบนระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (Linear Equivalent Discrete System) การออกแบบตัวควบคุมด้วยแบบจำลองดังกล่าว สามารถออกแบบได้ง่ายขึ้น นอกจากนี้ยังปรับปรุงวิธีการหาแรงดันขดเซยอ้างอิงสำหรับวงจร Series APF โดยใช้แบบจำลองเซลล์ประสาทเชิงเส้น (Linear Neuron) ที่มีอินพุตสองสัญญาณ เอาต์พุตหนึ่งสัญญาณ ในการคำนวณหาขนาดและมุมเฟสของแรงดันขดเซยทางด้านแหล่งจ่ายได้อย่างแม่นยำและรวดเร็วขึ้น

ตารางที่ 2-4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันและกระแสขดเคย์สำหรับวงจร UPQC (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2009	K. H. Kwan <i>et al.</i> [35]	นำเสนอระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมการจัดวงรอบ สัญญาณ ( $H_\infty$ Loop Shaping) สำหรับอินพุตและ เอาต์พุตหลายทาง เพื่อแก้ปัญหาความคลาดเคลื่อน เชิงสถิติ และความคงทนต่อสิ่งรบกวน นอกจากนี้ยัง มีการนำวงจรกรองคาลมาน (Kalman Filter) มา ประยุกต์ใช้งาน ทำให้ระบบมีประสิทธิภาพดีขึ้น ระบบ ควบคุมดังกล่าว ถูกทดสอบเปรียบเทียบกับตัวควบคุม พีไอ ผลปรากฏว่า ตัวควบคุมการจัดวงรอบสัญญาณมี สมรรถนะดีกว่า
2010	I. Axente <i>et al.</i> [36]	นำเสนอการควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้า (Feed Forward Control) และเทคนิคการสวิตช์แบบ PWM สำหรับระบบควบคุมแรงดันขดเคย์ ส่วนระบบควบคุม กระแสขดเคย์ เลือกใช้วิธีการสวิตช์แบบฮิสเตอร์รีซิส นอกจากนี้บทความยังเลือกใช้ตัวกรองแบบค่าเฉลี่ย เคลื่อนที่ (Moving Average) ในการระบุเอกลักษณ์ ฮาร์มอนิกของแรงดันขดเคย์และกระแสขดเคย์ และ การหาตัวตรวจจับแรงดันลำดับเฟสบวก
2010	S. B. Karanki <i>et al.</i> [37]	นำเสนอวิธีการปรับค่าเกนของระบบควบคุมแบบ ป้อนกลับด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค (Particle Swarm Optimization: PSO) ทำให้ระบบควบคุมนี้มีความ คงทนต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบ นอกจากนี้ระบบควบคุมนี้ยังถูกทดสอบเปรียบเทียบกับ ตัวควบคุมแบบกำลังสองเชิงเส้น (Linear Quadratic Regulator: LQR) ผลปรากฏว่า วิธี PSO ให้สมรรถนะ ดีกว่า

ตารางที่ 2-4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันและกระแสชดเชยสำหรับวงจร UPQC (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2011	M. Fatiha <i>et al.</i> [38]	นำเสนอเทคนิคการสวิตช์วิธีค่าแถบฮิสเตอร์รีซิสแบบปรับตัว (Adaptive Hysteresis Band) สำหรับระบบควบคุมแรงดันชดเชยและกระแสชดเชย หลักการทำงานของเทคนิคสวิตช์ดังกล่าว คือ การควบคุมความถี่การสวิตช์ให้คงที่ เมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคการสวิตช์วิธีค่าแถบฮิสเตอร์รีซิสคงที่ ผลปรากฏว่าปริมาณฮาร์มอนิกที่เกิดจากการสวิตช์มีค่าน้อยกว่า นอกจากนี้ยังนำเสนอตัวควบคุมพีชซีลอจิกสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ทำให้ลดความผันผวนของแรงดันบัสไฟตรง และเวลาประวิงในการฟื้นฟูแรงดันบัสไฟตรงน้อยลง
2011	A. E. Leon <i>et al.</i> [39]	นำเสนอวิธีการควบคุมแบบใหม่สำหรับวงจร UPQC ด้วยอาศัยพื้นฐานของวิธีแปลงระบบเป็นเชิงเส้นด้วยการป้อนกลับ (Feedback Linearization) เพื่อต้องการลดกำลังสูญเสีย บทความนี้ยังนำเสนอโทโพโลยีของวงจร UPQC ทั้งหมดสองแบบ คือ แบบที่หนึ่งประกอบด้วย วงจร Series APF ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดันแบบไม่เป็นฟังก์ชันไซน์ และวงจร Shunt APF ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายกระแสแบบไม่เป็นฟังก์ชันไซน์ ส่วนแบบที่สอง ประกอบด้วยวงจร Series APF ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายกระแสแบบเป็นฟังก์ชันไซน์ และวงจร Shunt APF ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดันฟังก์ชันไซน์ โทโพโลยีของวงจร UPQC ทั้ง 2 แบบ ถูกทดสอบเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงาน โดยพิจารณาการกำจัดแรงดันและกระแสฮาร์มอนิก ค่าตัวประกอบกำลัง และการคงค่าแรงดันบัสไฟตรง ผลปรากฏว่า โทโพโลยีทั้งสองแบบ มีสมรรถนะการทำงานใกล้เคียงกัน แต่โทโพโลยี



ตารางที่ 2-4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันและกระแสขดเคียวสำหรับวงจร UPQC (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
		แบบที่สองมีวิธีการควบคุมง่ายกว่า เนื่องจากกระบวนการคำนวณค่าแรงดันอ้างอิงและกระแสอ้างอิง ไม่จำเป็นต้องใช้วงจรกรองเพื่อกำจัดฮาร์มอนิก ทำให้มีผลการตอบสนองรวดเร็วในกรณีที่แหล่งจ่ายแรงดันและโหลดมีการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด ส่วนโทโพโลยีแบบที่หนึ่งสามารถปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม เพื่อให้มีการตอบสนองที่รวดเร็วขึ้นได้ โดยพิจารณาผลตอบสนองชั่วคราว และการกำจัดฮาร์มอนิก
2016	R. A. Modesto <i>et al.</i> [2]	นำเสนอกลยุทธ์แบบ Dual Control Strategy การควบคุมดังกล่าวจะกำหนดให้วงจร Series APF ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายกระแสแบบเป็นฟังก์ชันไซน์ และวงจร Shunt APF หน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดันแบบเป็นฟังก์ชันไซน์ ข้อดีของระบบควบคุมดังกล่าว คือ การสร้างสัญญาณพัลส์สำหรับการสวิตช์ถูกสร้างได้ง่ายกว่า เนื่องจากสัญญาณอ้างอิงเป็นรูปสัญญาณไซน์ ตัวควบคุมพีไอยังถูกออกแบบบนแกนดีคิวศูนย์ ทำงานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์วิธี SVPWM
2017	R. K. Patjoshi <i>et al.</i> [40]	นำเสนอตัวควบคุมโหมดการเลื่อนไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear Sliding Mode) และเทคนิคการสวิตช์วิธี PWM ทำงานร่วมกับค่าแถบฮิสเตอร์ซิสเชิงปรับตัว ระบบควบคุมดังกล่าวถูกทดสอบเปรียบเทียบกับตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งทำงานร่วมเทคนิคการสวิตช์วิธี PWM กับค่าแถบฮิสเตอร์ซิสแบบคงที่ ผลปรากฏว่าระบบควบคุมดังกล่าวให้สมรรถนะดีกว่า

ตารางที่ 2-4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันและกระแสชดเชยสำหรับวงจร UPQC (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2018	S. K. Dash <i>et al.</i> [41]	นำเสนออัลกอริทึม JAYA เชิงปรับตัว (New Adaptive JAYA Algorithm) เพื่อปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีโอแบบออนไลน์สำหรับวงจร Series APF และ Shunt APF เนื่องจากวิธีแบบเก่าใช้ได้กับวงจร Shunt APF อย่างเดียว ทำให้แก้ปัญหาคะแสทางด้านแหล่งจ่ายได้อย่างเดียว อัลกอริทึมดังกล่าวยังถูกใช้งานกับตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ และตัวควบคุมแบบเวกเตอร์หนึ่งหน่วยร่วมกับพีโอสำหรับวงจร Shunt APF และ Series APF ตามลำดับ นอกจากนี้ อัลกอริทึมนี้ยังถูกทดสอบเปรียบเทียบกับ PSO และ TLBO (Teaching and Learning Based Optimization) ผลปรากฏว่า อัลกอริทึมดังกล่าว มีสมรรถนะที่ดีกว่าอัลกอริทึมอื่น
2019	S. R. Choudhury <i>et al.</i> [42]	นำเสนอวงจรกรอง Second-Order Generalized Integrator (SOGI) ซึ่งถูกใช้งานในขั้นตอนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกของกระแส เพื่อแก้ปัญหาคะแสโพลดีมีค่าเกินพิกัดกำลังของวงจร UPQC โดยที่วงจรกรองดังกล่าวทำงานร่วมกับตัวควบคุมแบบทำซ้ำ

ผลการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันชดเชยและกระแสชดเชยสำหรับวงจร UPQC ตามตารางที่ 2-4 พบว่า ตัวควบคุมที่นำเสนอข้างต้นมีวิธีการ โครงสร้างระบบ และแนวทางการออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่แตกต่างกันออกไป โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้ได้ระบบควบคุมที่มีสมรรถนะการควบคุมแรงดันและกระแสชดเชยที่ดี สำหรับงานวิจัยนี้ ผู้วิจัยเลือกใช้วิธีการควบคุมเวกเตอร์หนึ่งหน่วยสำหรับควบคุมแรงดันชดเชย ทำงานร่วมกับเทคนิคการสวิตช์วิธี PWM เนื่องจากวิธีการควบคุมดังกล่าวไม่จำเป็นต้องออกแบบตัวควบคุม จึงทำให้มีการออกแบบที่ไม่ซับซ้อนและใช้เวลาการคำนวณน้อย สำหรับข้อเสียของวิธีนี้ จำเป็นต้องพึ่งพาวงจรเฟสล็อกกลุ่ม ทำหน้าที่คำนวณมุมเฟสของระบบเพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณแรงดันอ้างอิง ด้วยเหตุนี้ ผู้วิจัยจึงเลือกวงจร

เฟสล็อกอุปกรณ์รอบข้างอิงซิงโครนัส เนื่องจากวงจรดังกล่าว มีการออกแบบที่ไม่ซับซ้อน และมีสมรรถนะการตรวจจับค่ามเฟสของระบบที่ดีกว่าวงจรอื่น

ส่วนการควบคุมกระแสชดเชย ผู้วิจัยเลือกใช้การควบคุมแบบทำนายแกนดีคิว ซึ่งเป็นเทคนิคการควบคุมที่สามารถลดความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากการประวิงเวลาในระบบควบคุมแบบดิจิทัล การควบคุมดังกล่าวจะส่งผลให้กระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบด้วยวงจร UPQC มีลักษณะใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิง นอกจากนี้ยังเลือกใช้เทคนิคการสวิตช์วิธี SVPWM ร่วมกับตัวควบคุมแบบทำนาย เนื่องจากวิธีดังกล่าวให้ประสิทธิภาพที่ดี ให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรรองกำลังแอกทีฟมากกว่าวิธีอื่น และปริมาณฮาร์มอนิกที่เกิดจากการสวิตช์ มีค่าน้อยกว่าวิธีอื่น นอกจากนี้ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ยังได้ดำเนินการสร้างชุดควบคุมโดยใช้วิธีทางดิจิทัล ด้วยบอร์ด eZdsp™ F28335

## 2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้รวม

ระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง จากอดีตจนถึงปัจจุบันมีด้วยหลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน สำหรับวงจร UPQC การศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมในส่วนนี้ได้นำเสนอผลงานที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบตัวควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจร UPQC แสดงดังตารางที่ 2-5

ตารางที่ 2-5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจร UPQC

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1998	B. N. Singh <i>et al.</i> [43]	นำเสนอตัวควบคุมแบบพีซีลอจิก ทำงานร่วมกับตัวควบคุมพีไอ มาใช้กับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ผลการเปรียบเทียบการควบคุมกระแสชดเชยระหว่างวิธีควบคุมแบบทางตรง กับวิธีควบคุมแบบทางอ้อม ปรากฏว่า วิธีควบคุมกระแสชดเชยแบบทางอ้อมให้ผลตอบสนองที่เร็วกว่า และมีสมรรถนะทำงานที่ดีกว่า
2006	L. M. Landaeta <i>et al.</i> [44]	นำเสนอตัวควบคุมแบบ LQR ทำงานร่วมกับตัวควบคุมพีไอ ข้อดีของตัวควบคุมนี้ คือ สามารถรักษา ค่าแรงดันบัลไฟตรงให้คงที่ตามค่าอ้างอิงได้ และระบบมีเสถียรภาพ ภายใต้สภาวะที่ค่าพารามิเตอร์ของระบบมีการเปลี่ยนแปลง

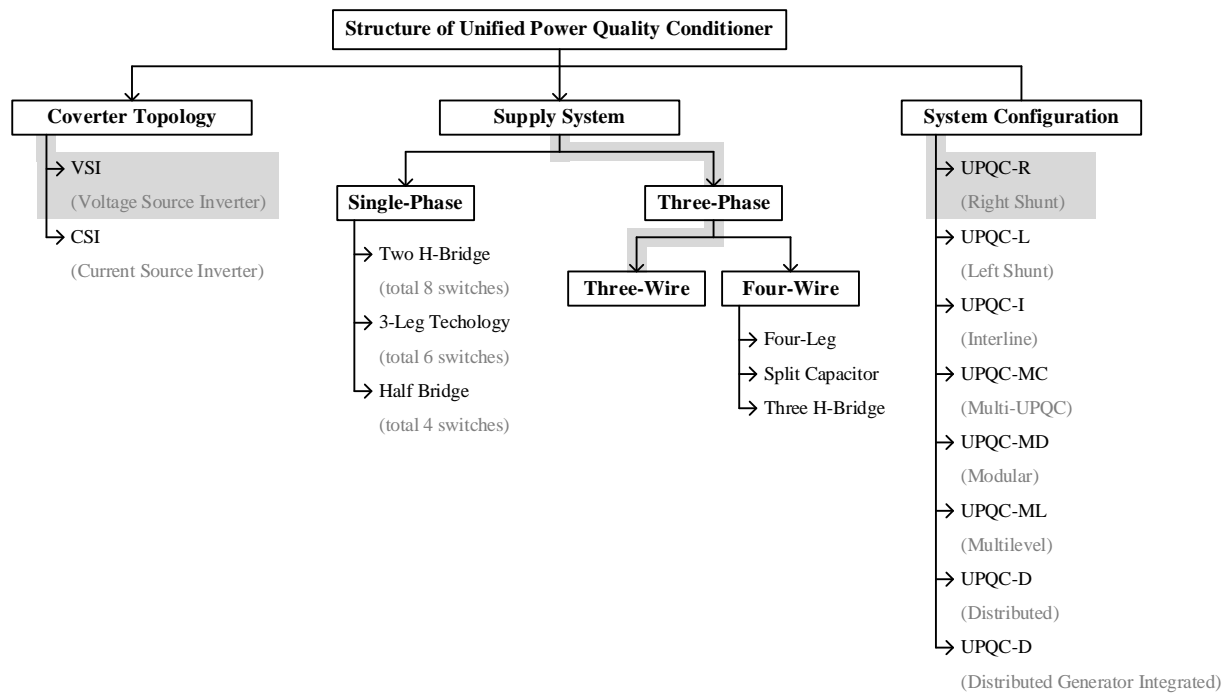
ตารางที่ 2-5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจร UPQC

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2006	A. J. Laxmi <i>et al.</i> [45]	นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานของตัวควบคุมแบบพีไอ พีซีลอจิก และโครงข่ายประสาทเทียม ผลปรากฏว่า ตัวควบคุมแบบโครงข่ายประสาทเทียม มีสมรรถนะที่ดีกว่าตัวควบคุมแบบอื่น
2011	V. Kinhal <i>et al.</i> [46]	นำเสนอตัวควบคุมแบบโครงข่ายประสาทเทียม การทำงานของตัวควบคุมดังกล่าวจะรับข้อมูลสำหรับการเรียนรู้แบบจากตัวควบคุมแบบพีไอ บทความนี้ยังได้นำตัวควบคุมนี้มาเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานกับตัวควบคุมแบบพีไอ พบว่า ตัวควบคุมทั้งสองมีสมรรถนะการทำงานใกล้เคียงกัน เนื่องจากข้อจำกัดในเรื่องเวลาสุ่มตัวอย่างของบอร์ด dSPACE

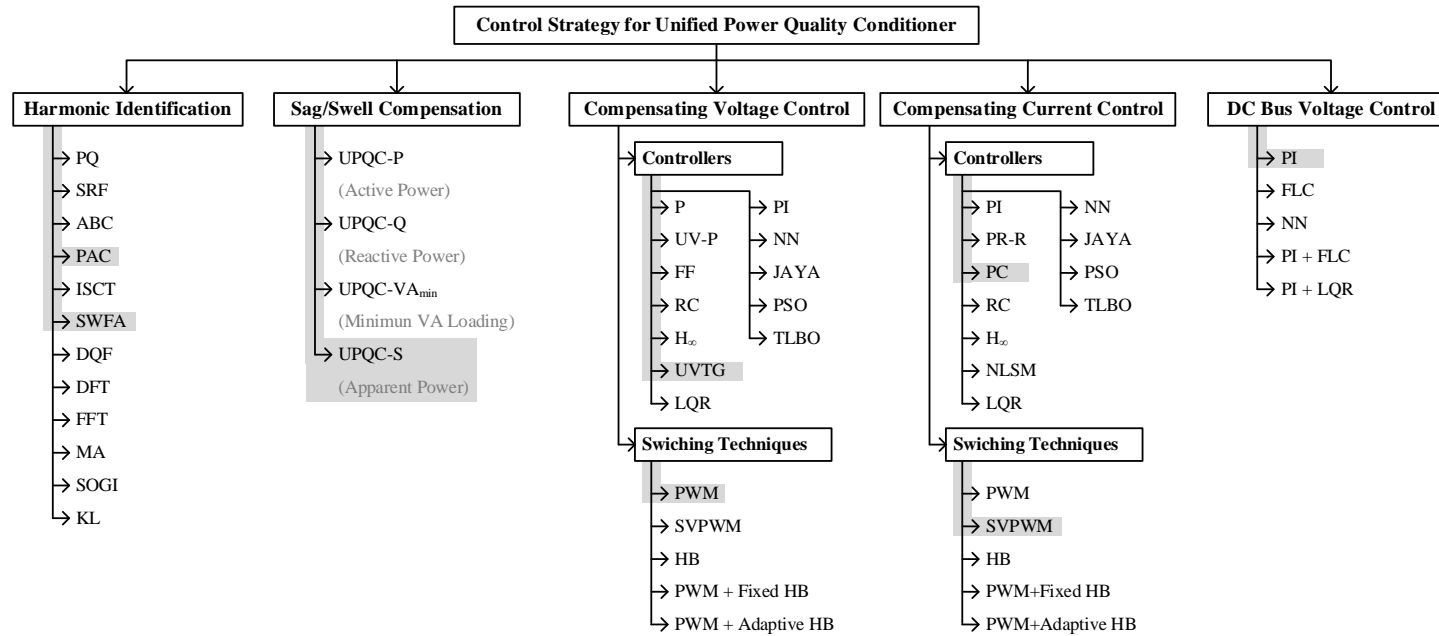
ผลการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจร UPQC ตามตารางที่ 2-5 พบว่า ตัวควบคุมในส่วนหนึ่งของระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงถูกนำมาใช้งานร่วมกับวงจร UPQC หลากหลายตัวควบคุม ซึ่งสามารถแบ่งออกเป็นสองกลุ่ม ได้แก่ ระบบควบคุมแบบเป็นเชิงเส้น และระบบควบคุมแบบเป็นเชิงเส้น สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยเลือกใช้ตัวควบคุมพีไอ เนื่องจากโครงสร้างการควบคุมที่ไม่ซับซ้อน มีสมรรถนะที่ดีและเพียงพอต่อการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง นอกจากนี้การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวถูกพิจารณาบนระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง เพื่อให้เหมาะสำหรับการนำไปใช้งานเชิงปฏิบัติ เนื่องจากกลยุทธ์ควบคุมของวงจร UPQC ในทางปฏิบัติถูกดำเนินการบนบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์

## 2.7 สรุป

ผลการปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องทั้งทำส่วนสำหรับวงจร UPQC สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2-1 ภาพรวมของการสำรวจงานวิจัยในบทนี้เป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อผู้วิจัย สำหรับแนวทางการดำเนินงาน และการพัฒนาต่อยอดงานวิจัย เพื่อเพิ่มสมรรถนะการทำงานของวงจร UPQC รายละเอียดการดำเนินงานวิทยานิพนธ์จะถูกนำเสนอในบทถัดไป



(ก) โครงสร้างของวงจร UPQC [5]



**Note :** PQ = Instantaneous Power Theory  
 SRF = Synchronous Reference Frame  
 ABC = A-B-C Reference Frame  
 PAC = Power Angle Control  
 ISCT = Instantaneous Symmetrical Component Theory  
 DQF = SRF with SWFA  
 DFT = Discrete Wavelet Transformer  
 FFT = Fast Fourier Transformer  
 SWFA = Sliding Window Fourier Analysis  
 SOGI = Second-Order Generalized Integrator  
 KL = Kalman Filter  
 MA = Moving Average

P = Proportional  
 PI = Proportional Integral  
 PR-R = Proportional Resonant Control  
 PC = Predictive Control  
 RC = Repetitive Control  
 H<sub>c</sub> = H<sub>c</sub> Loop Shaping  
 NLSM = Non-linear Sliding Mode  
 LQR = Linear Quadratic Regulator  
 UV-P = Unit Vector Proportional Control  
 FF = Feed Forward Control  
 UVTG = Unit Voltage Template Generator

FLC = Fuzzy Logic Control  
 NN = Neural Network  
 JAYA = JAYA Algorithm  
 PSO = Particle Swarm Optimization  
 TLBO = Teach and Learn Based Optimization  
 PWM = Pulse Width Modulation  
 SVPWM = Space Vector Pulse Width Modulation  
 HB = Hysteresis Band

(ข) กลยุทธ์การควบคุมสำหรับวงจร UPQC

รูปที่ 2-1 ภาพรวมปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องของวงจร UPQC

### บทที่ 3

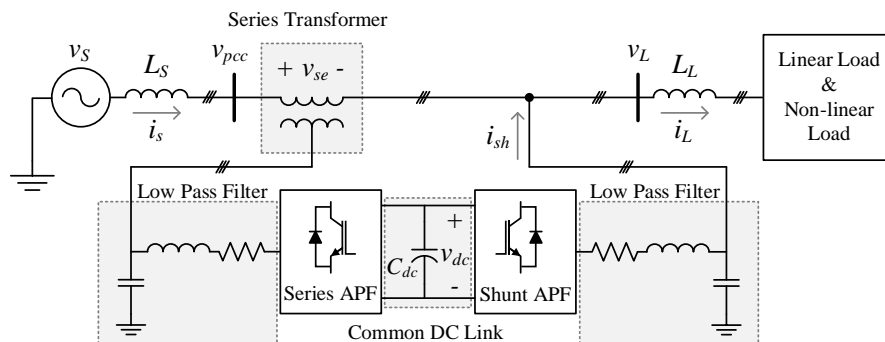
## โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม

### 3.1 บทนำ

วงจร UPQC จัดเป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟประเภทหนึ่ง ที่เกิดจากการทำงานร่วมกันระหว่างวงจร Series APF และวงจร Shunt APF ซึ่งทำหน้าที่ปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าที่เกี่ยวกับค่าแรงดันและกระแสตามลำดับ การศึกษาโครงสร้างและหลักการทำงานของวงจร UPQC จึงเป็นสิ่งสำคัญอย่างยิ่งสำหรับการพัฒนางานทางด้านการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้วยวงจร UPQC ดังนั้น เนื้อหาในบทนี้จึงนำเสนอเกี่ยวกับโครงสร้างและหลักการทำงานของวงจร UPQC เพื่อเป็นความรู้พื้นฐานในการพัฒนาโครงสร้าง และกลยุทธ์ควบคุมสำหรับวงจร UPQC ต่อไป

### 3.2 โครงสร้างของวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม

วงจร UPQC คือ วงจรกรองกำลังแอกทีฟประเภทหนึ่ง ซึ่งเกิดจากการทำงานร่วมกันระหว่างวงจร Series APF และวงจร Shunt APF โครงสร้างของวงจรดังกล่าวแสดงได้ ดังรูปที่ 3-1 จากรูปดังกล่าวโครงสร้างของวงจร UPQC ประกอบด้วยห้าส่วน มีรายละเอียด ดังนี้



รูปที่ 3-1 โครงสร้างของวงจร UPQC

1. วงจร Series APF คือ วงจรอินเวอร์เตอร์ต่ออนุกรมกับสายส่งผ่านหม้อแปลงอนุกรม วงจร Series APF ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน เมื่อเกิดปัญหาทางด้านแรงดันที่แหล่งจ่าย ( $v_s$ ) เช่น แรงดันฮาร์มอนิก แรงดันไม่สมดุล แรงดันตกชั่วขณะ และแรงดันเกินชั่วขณะ วงจร Series APF จะป้อนแรงดันชดเชยเข้าสู่ระบบที่จุด PCC (Point of Common Coupling) เพื่อรักษาแรงดันด้านโหลดให้คงที่ตามค่าอ้างอิง และรูปสัญญาณแรงดันให้มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์

2. วงจร Shunt APF คือ วงจรอินเวอร์เตอร์ต่อขนานกับโหลด วงจร Shunt APF ทำหน้าที่เป็นเสมือนแหล่งจ่ายกระแส เมื่อเกิดปัญหาทางด้านกระแสที่โหลด ( $i_L$ ) เช่น กระแสฮาร์มอนิก และกระแสไม่สมดุล รวมถึงค่าตัวประกอบกำลังต่ำ วงจร Shunt APF จะฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบที่จุด PCC เพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ทำให้กระแสด้านแหล่งจ่ายมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์ รวมทั้งปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้สูงขึ้น นอกจากนี้ วงจรดังกล่าวยังมีบทบาทช่วยควบคุมแรงดัน บัสไฟตรงให้คงค่าตามจุดการทำงานที่เหมาะสม

3. ตัวเชื่อมโยงดีซี (Common DC Link) ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจร Series APF กับวงจร Shunt APF โดยที่ตัวเชื่อมโยงดีซีสามารถเป็นตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งแต่ละชนิดมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน ข้อดีของตัวเก็บประจุ คือ น้ำหนักเบา ราคาถูกกว่า และสามารถนำไปใช้งานที่ระดับพิกัดสูง ด้วยเหตุนี้ ตัวเก็บประจุจึงเป็นที่นิยมใช้งานในวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

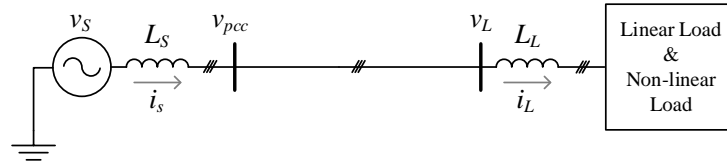
4. วงจรกรองผ่านต่ำ (Low Pass Filter: LPF) ทำหน้าที่กรองสัญญาณที่เกิดจากความถี่ของการสวิตซ์ซึ่งปะปนมากับสัญญาณเอาต์พุตของวงจร Series APF และวงจร Shunt APF ทั้งนี้เพื่อให้สัญญาณดังกล่าวมีความเรียบขึ้น และมีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณอ้างอิงมากขึ้น

5. หม้อแปลงอนุกรม (Series Transformer) ทำหน้าที่เป็นตัวเชื่อมระหว่างวงจร Series APF กับระบบที่จุด PCC การเลือกอัตราส่วนของหม้อแปลง (Turn Ratio) ที่เหมาะสม ช่วยทำให้พิกัดกำลังของวงจร Series APF ลดลง

### 3.3 หลักการทำงานของวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม

ระบบสามเฟสสมดุลที่พิจารณาซึ่งต่อกับโหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะก่อนการชดเชย แสดงได้ ดังรูปที่ 3-2 จากรูปดังกล่าว เริ่มต้นพิจารณาแรงดันที่จุด PCC บนแกนสามเฟส ในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติ ค่าแรงดันที่จุด PCC ( $v_{pcc}$ ) จะประกอบด้วย เทอมปริมาณที่ความถี่มูลฐาน และเทอมปริมาณที่ความถี่ฮาร์มอนิกแสดงได้ ดังสมการที่ (3-1) โดยที่ค่า  $v_{pcc, f_1}$  คือ เทอมปริมาณที่ความถี่มูลฐาน และค่า  $v_{pcc, f_h}$  คือ เทอมปริมาณที่ความถี่ฮาร์มอนิก มีมุมเฟส เท่ากับ  $\theta_{pcc, f_h}$  ในการชดเชยแรงดันฮาร์มอนิก วงจร UPQC จะทำหน้าที่ป้อนแรงดันชดเชย ( $v_{se}$ ) ให้กับระบบผ่านทางวงจร Series APF เพื่อกำจัดแรงดันฮาร์มอนิก ทำให้แรงดันทางด้านโหลด ( $v_L$ ) มีลักษณะเป็นรูปไซน์ จากรูปที่ 3-1 สามารถอธิบายด้วยสมการแรงดันชดเชยได้ดังสมการที่ (3-2) โดยที่  $v_L^*$  คือแรงดันอ้างอิงทางด้านโหลด





รูปที่ 3-2 ระบบสามเฟสสมดุลในสภาวะก่อนการชดเชย

$$v_{pcc} = v_{pcc,f_1} + v_{pcc,f_h} = V_{pcc,f_1} \sin \omega t + \sum_{h=2,3,\dots}^N V_{pcc,f_h} \sin(f_h \omega t - \theta_{pcc,f_h}) \quad (3-1)$$

$$v_L^* = v_{pcc} - v_{se} \quad (3-2)$$

$$\text{โดยที่ } v_{se} = \sum_{h=2,3,\dots}^N V_{pcc,f_h} \sin(f_h \omega t - \theta_{pcc,f_h})$$

จากนั้นเมื่อเกิดแรงดันตกชั่วขณะหรือเกินชั่วขณะที่แหล่งจ่าย ในขณะที่แหล่งจ่ายยังมีแรงดันฮาร์มอนิกปะปนอยู่ วงจร UPQC จะต้องรักษาแรงดันด้านโหลดให้คงที่ตามค่าอ้างอิง โดยมีขนาดเท่ากับค่า  $v_{pcc,f_1}$  ในสภาวะปกติ และมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์ ดังนั้น ในการชดเชยแรงดันฮาร์มอนิก พร้อมกับชดเชยแรงดันตกชั่วขณะหรือเกินชั่วขณะ วงจร UPQC จะต้องจ่ายแรงดันชดเชยให้กับระบบ แสดงได้ ดังสมการที่ (3-3) โดยที่ ค่า  $\Delta V_{pcc,f_1}$  และค่า  $\Delta V_{pcc,f_h}$  คือ ขนาดของแรงดันที่ต้องการชดเชยในกรณีแรงดันตกชั่วขณะหรือแรงดันเกินชั่วขณะในเทอมของปริมาณที่ความถี่มูลฐานและปริมาณที่ความถี่ฮาร์มอนิกตามลำดับ

$$v_{se} = -\Delta V_{pcc,f_1} \sin \omega t + \sum_{h=2,3,\dots}^N (V_{pcc,f_h} - \Delta V_{pcc,f_h}) \sin(f_h \omega t - \theta_{pcc,f_h}) \quad (3-3)$$

ลำดับต่อมา พิจารณาในส่วนค่ากระแสบนแกนสามเฟส ( $i_L$ ) แสดงได้ ดังสมการที่ (3-4) โดยที่ค่า  $i_{L,f_1}$  คือ เทอมปริมาณที่ความถี่มูลฐานของค่า  $i_L$  ค่า  $\theta_{L,f_1}$  คือ มุมเฟสระหว่าง  $v_{pcc,f_1}$  กับ  $i_{L,f_1}$  และค่า  $i_{L,f_h}$  คือ เทอมปริมาณที่ความถี่ฮาร์มอนิกของค่า  $i_L$  ซึ่งมีมุมเฟสเท่ากับ  $\theta_{L,f_h}$

$$i_L = i_{L,f_1} + i_{L,f_h} = I_{L,f_1} \sin(\omega t - \theta_{L,f_1}) + \sum_{h=2,3,\dots}^N I_{L,f_h} \sin(f_h \omega t - \theta_{L,f_h}) \quad (3-4)$$

จากสมการที่ (3-4) ในส่วนของเทอมปริมาณที่ความถี่มูลฐานของ  $i_L$  ดำเนินการจัดรูปใหม่ได้ ดังสมการที่ (3-5)

$$\begin{aligned} I_{L,f_1} \sin(\omega t - \theta_{L,f_1}) &= I_{L,f_1} \sin \omega t \cos \theta_{L,f_1} - I_{L,f_1} \cos \omega t \sin \theta_{L,f_1} \\ &= i_{Lp,f_1} + i_{Lq,f_1} \end{aligned} \quad (3-5)$$

โดยที่ ค่า  $i_{Lp,f_1}$  คือ กระแสโหลดแอกทีฟที่ความถี่มูลฐาน และค่า  $i_{Lq,f_1}$  คือ กระแสโหลดรีแอกทีฟที่ความถี่มูลฐาน

จากนั้นนำสมการที่ (3-5) แทนลงในสมการที่ (3-4) ได้ ดังสมการที่ (3-6)

$$i_L = i_{Lp,f_1} + i_{Lq,f_1} + i_{L,f_h} \quad (3-6)$$

ในการชดเชยกระแส วงจร UPQC จะทำหน้าที่ป้อนกระแสชดเชย ( $i_{sh}$ ) ให้กับระบบผ่านทางวงจร Shunt APF จากรูปที่ 3-1 สามารถอธิบายด้วยสมการกระแสชดเชยได้ ดังสมการที่ (3-7) โดยที่ ค่า  $i_S^*$  คือ กระแสอ้างอิงทางด้านแหล่งจ่าย

$$i_S^* = i_L - i_{sh} \quad (3-7)$$

เนื่องจากความต้องการของการปรับปรุงกระแสทางด้านแหล่งจ่าย คือ การกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ทำให้กระแสทางด้านแหล่งจ่ายมีลักษณะเป็นรูปไซน์ รวมทั้งปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ด้วยเหตุนี้ จึงกำหนดให้ค่า  $i_S^*$  มีค่าดังสมการที่ (3-8)

$$i_S^* = i_{Lp,f_1} = I_{Lp,f_1} \sin \omega t \cos \theta_{L,f_1} \quad (3-8)$$

ดังนั้น สมการของกระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบด้วยวงจร UPQC จึงมีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3-9) โดยที่ค่า  $i_{L,f_h}$  ประกอบด้วย เทอมปริมาณฮาร์มอนิกที่ต้องการชดเชยในระบบ และค่า  $i_{Lq,f_1}$  คือ ค่าตัวประกอบกำลังของแหล่งจ่ายที่ต้องการปรับปรุง

$$i_{sh} = i_{Lq,f_1} + i_{L,f_h} = I_{L,f_1} \cos \omega t \sin \theta_{L,f_1} + \sum_{h=2,3,\dots}^N I_{L,f_h} \sin(f_h \omega t - \theta_{L,f_h}) \quad (3-9)$$

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยพิจารณาปัญหาสองประเด็นสำหรับระบบสามเฟสสมดุล ประเด็นแรก คือ ปัญหาทางด้านกระแสไหลในกรณีกระแสฮาร์มอนิก และค่าตัวประกอบกำลังต่ำ ประเด็นที่สอง คือ ปัญหาทางด้านแรงดันที่แหล่งจ่ายในกรณีแรงดันตกชั่วขณะ และแรงดันเกินชั่วขณะ ดังนั้น เทอมปริมาณฮาร์มอนิกของสมการแรงดันชดเชยจึงไม่ถูกพิจารณา สมการที่ (3-3) ถูกจัดรูปใหม่ได้ ดังสมการที่ (3-10)

$$v_{se} = -\Delta V_{pcc, f_1} \sin \omega t \quad (3-10)$$

### 3.4 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอโครงสร้าง และหลักการทำงานของวงจร UPQC จากการศึกษาพบว่า โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจร Series APF และวงจร Shunt APF ที่ถูกนำเสนอสามารถอธิบายความสัมพันธ์ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ องค์กรความรู้ดังกล่าวจะถูกนำไปใช้ในประเด็นต่างๆ เช่น การออกแบบโครงสร้างของวงจร UPQC สมการการคำนวณค่าแรงดันชดเชยและกระแสชดเชยสำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก ซึ่งประเด็นเหล่านี้จะได้ถูกนำเสนอในบทต่อไป

## บทที่ 4

### การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมมุมกำลัง

#### 4.1 บทนำ

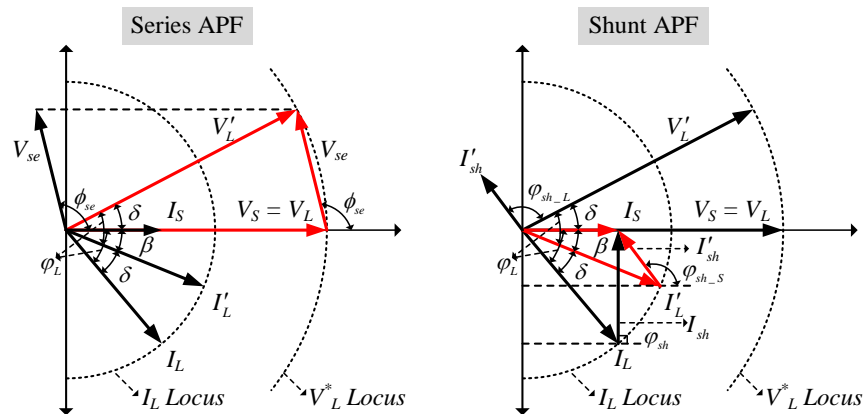
การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกของวงจร UPQC มีความสำคัญอย่างยิ่งต่อสมรรถนะการชดเชยแรงดันและกระแสในระบบไฟฟ้า เนื่องจากกระบวนการดังกล่าวเป็นการคำนวณค่าแรงดันอ้างอิงและกระแสอ้างอิงให้กับระบบควบคุมการชดเชย จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมงานในอดีตพบว่า วิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกมีอยู่หลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของการนำไปใช้งาน ดังนั้น บทนี้ได้นำเสนอวิธีควบคุมมุมกำลัง (Power Angle Control: PAC) วิธีการดังกล่าวมีจุดเด่น คือ สามารถออกแบบให้มีการแบ่งจ่ายการชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของวงจร Shunt APF และวงจร Series APF ได้เนื่องจากการชดเชยค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของวงจร UPQC โดยปกติ วงจร Shunt APF จะทำหน้าที่ชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้กับระบบเพียงวงจรเดียว ในขณะที่วงจร Series APF มีหน้าที่แก้ปัญหาที่เกิดจากแรงดันไฟฟ้า เช่น แรงดันตกชั่วขณะ (Voltage Sag) แรงดันเกินชั่วขณะ (Voltage Swell) แรงดันฮาร์มอนิก (Harmonic Voltage) แรงดันไม่สมดุล (Unbalance Voltage) เป็นต้น ซึ่งปัญหาเหล่านี้ส่งผลกระทบต่อคุณภาพกำลังไฟฟ้าในช่วงเวลาสั้นๆ หรือในอีกแง่หนึ่ง คือ ปัญหาที่เกิดจากกระแส เช่น กระแสฮาร์มอนิก (Harmonic Current) กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของโหลด (Load Reactive Power) เป็นต้น ซึ่งจัดเป็นปัญหาที่ส่งผลกระทบต่อระบบไฟฟ้าตลอดเวลา จึงทำให้อัตราการใช้ประโยชน์ (Utilization Factor: UF) ของวงจร Shunt APF มากกว่าวงจร Series APF ส่งผลให้เกิดความไม่คุ้มค่าในการใช้งาน ดังนั้นวิธี PAC จึงช่วยออกแบบให้มีการแบ่งจ่ายการชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟระหว่างวงจร Shunt APF และ Series APF ส่งผลให้พิกัดกำลังและราคาของวงจร UPQC ลดลง นอกจากนี้ วิธี PAC ยังสามารถนำมาใช้งานร่วมกับวิธี UPQC-S เพื่อชดเชยแรงดันตกชั่วขณะ และแรงดันเกินชั่วขณะ ทำให้วิธีดังกล่าวมีสมรรถนะในการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าที่ดียิ่งขึ้น เนื้อหาที่นำเสนอในบทนี้ประกอบด้วย หลักการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC วิธีการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะหรือแรงดันเกินชั่วขณะของวงจร UPQC การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะของวิธีควบคุมมุมกำลังด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังในโปรแกรม MATLAB & Simulink นอกจากนี้ยังได้พัฒนาการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PAC ด้วยการเลือกใช้วิธีการวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อนแทนวงจรกรองความถี่ การระบุเอกลักษณ์ระหว่างวิธีการดั้งเดิมและวิธีการใหม่ได้รับการทดสอบเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงาน และนำเสนอไว้ในบทนี้

## 4.2 หลักการของการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมมุมกำลัง

หลักการของวิธี PAC และการชดเชยแรงดันด้วยวิธี UPQC-S กรณีเกิดแรงดันตกชั่วคราวหรือแรงดันเกินชั่วคราว ถูกนำเสนอโดย Vinod Khakikar และคณะ ในปี ค.ศ.2008 [11], [17] รายละเอียดการทำงานของวิธีควบคุมมุมกำลังถูกอธิบายในรูปของเฟสเซอร์ โดยกำหนดให้ระบบที่พิจารณาเป็นระบบสามเฟสสมดุล ไม่พิจารณากำลังสูญเสียของสายส่ง โหลดไม่มีการเปลี่ยนแปลง รวมทั้งไม่พิจารณาผลของฮาร์มอนิก ซึ่งสามารถแบ่งการอธิบายออกเป็นสามกรณี ดังนี้

### 4.2.1 วิธีควบคุมมุมกำลัง กรณีแหล่งจ่ายแรงดันปกติ

แผนภาพเฟสเซอร์การทำงานของวิธี PAC สำหรับวงจร UPQC แสดงได้ดังรูปที่ 4-1 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ในช่วงก่อนการชดเชย แรงดันทางด้านแหล่งจ่าย ( $V_S$ ) และแรงดันทางด้านโหลด ( $V_L$ ) มีขนาดและมุมเท่ากัน เมื่อวงจร Series APF จ่ายแรงดันชดเชย ( $V_{se}$ ) ให้กับระบบในสถานะแรงดันปกติ จะยังคงทำให้ขนาดแรงดัน  $V_L$  คงเดิม แต่ส่งผลให้  $V_L$  มีการเปลี่ยนแปลง เป็น  $V'_L$  ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อออกแบบให้วงจร Series APF แบ่งเบาภาระการชดเชย กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟในระบบ ( $q_L$ ) จากวงจร Shunt APF ผลดังกล่าวทำให้เกิดมุมเฟสระหว่าง  $V_L$  กับ  $V_S$  เท่ากับ  $\delta$  ซึ่งเรียกว่า มุมกำลัง (Power Angle) ค่ามุม  $\delta$  สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้ ขึ้นอยู่กับค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านโหลด ด้วยเหตุนี้ ทำให้กระแสทางด้านโหลด ( $I_L$ ) เกิดการเปลี่ยนแปลงเป็น  $I'_L$  ด้วยขนาดมุม  $\delta$  เพื่อรักษาผลต่างของมุมเฟสระหว่าง  $V_L$  กับ  $I_L$  ให้คงที่ และทำให้มุมเฟสระหว่าง  $V_S$  กับ  $I'_L$  มีค่าเท่ากับ  $\beta$



รูปที่ 4-1 แผนภาพเฟสเซอร์การทำงานของอัลกอริทึม PAC สำหรับวงจร UPQC กรณีแหล่งจ่ายแรงดันปกติ

จากหลักการดังกล่าว ทำให้วงจร Shunt APF มีแนวโน้มนำจ่าย  $I_{sh}$  เพื่อชดเชยให้กับระบบโหลด ค่าขนาดและมุมเฟสของแรงดันชดเชย ( $V_{se}$ ,  $\phi_{se}$ ) และค่าขนาดและมุมเฟสของกระแสชดเชย ( $I'_{sh}$ ,  $\phi'_{sh\_L}$ ) สามารถคำนวณจากแผนภาพเฟสเซอร์ตามรูปที่ 4-1 ได้ดังสมการที่ (4-1) ถึง (4-4) ตามลำดับ โดยที่ ค่า  $V_L^*$  คือ ขนาดแรงดันอ้างอิง มีหน่วยเป็น rms

$$V_{se} = V_L^* \sqrt{2 - 2 \cos \delta} \quad (4-1)$$

$$\phi_{se} = \pi - \tan^{-1} \left( \frac{\sin \delta}{1 - \cos \delta} \right) \quad (4-2)$$

$$I'_{sh} = I'_L \sqrt{1 + \cos^2 \phi_L - 2 \cos \beta \cos \phi_L} \quad (4-3)$$

$$\phi'_{sh\_L} = \tan^{-1} \left( \frac{\cos \beta - \cos \phi_L}{\sin \delta} \right) + \frac{\pi}{2} - \delta \quad (4-4)$$

ทั้งนี้การคำนวณค่า  $\delta$  เพื่อกำหนดสัดส่วนการแบ่งเบาภาระการชดเชยกำลังไฟฟารีแอกทีฟของโหลด ( $q_L$ ) ในระบบ ระหว่างวงจร Series APF กับ Shunt APF เป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาด้วยเหตุนี้ ค่ากำลังไฟฟารีแอกทีฟสูงสุดของวงจร Shunt APF ( $Q_{sh,max}$ ) จึงถูกนำมาใช้เป็นเกณฑ์ กล่าวคือ ถ้าค่า  $q_L$  น้อยกว่าหรือเท่ากับค่า  $Q_{sh,max}$  วงจร Shunt APF จะทำหน้าที่ชดเชยกำลังไฟฟารีแอกทีฟ ( $q_{sh}$ ) เพียงวงจรเดียว แต่ถ้าหากค่า  $q_L$  มากกว่าค่า  $Q_{sh,max}$  วงจร Series APF จะช่วยชดเชยกำลังไฟฟารีแอกทีฟ ( $q_{se}$ ) ส่วนที่เกินจากพิกัดของวงจร Shunt APF

การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟารีแอกทีฟสูงสุดของวงจร Series APF ( $Q_{se,max}$ ) เพื่อกำหนดพิกัดกำลังของวงจร Series APF เริ่มต้นพิจารณาคำนวณหาค่า  $Q_{se}$  จากแผนภาพเฟสเซอร์ในรูปที่ 4-1 ได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (4-5) จากสมการดังกล่าว ถูกจัดรูปใหม่จนได้สมการคำนวณค่า  $\delta$  ดังสมการที่ (4-6)

$$Q_{se} = V_{se} I_S \sin(\pi - \phi_{se}) = V_{se} I_S \left( \frac{V_L \sin \delta}{V_{se}} \right) = V_L I_S \sin \delta \quad (4-5)$$

$$\delta = \sin^{-1} \left( \frac{Q_{se}}{P_S} \right) = \sin^{-1} \left( \frac{Q_{se}}{P_L} \right) \quad (4-6)$$

โดยที่ ค่า  $V_L$  เท่ากับค่า  $V_S$  ในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันปกติ

จากผลลัพธ์ของสมการที่ 4-6 พบว่า ค่า  $\delta$  มีผลโดยตรงต่อการคำนวณค่า  $Q_{se}$  และจากผลลัพธ์ของสมการที่ (4-1) ยังพบว่า ค่า  $\delta$  มีผลโดยตรงต่อการคำนวณค่า  $V_{se}$  ด้วยความสัมพันธ์ดังกล่าว สามารถคำนวณหาค่า  $\delta_{max}$  ด้วยการแทนค่า  $V_{se,max}$  เท่ากับ  $K_{se}V_L^*$  ลงในสมการที่ (4-1) ได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (4-7) โดยที่ ค่า  $K_{se}$  คือ ค่าเปอร์เซ็นต์ของแรงดันตกชั่วขณะ (Maximum Percentage of Voltage Sag) ที่ต้องชดเชย

$$\delta_{max} = \cos^{-1}\left(1 - \frac{K_{se}^2}{2}\right) \quad (4-7)$$

ผลลัพธ์ที่ได้จากสมการที่ (4-7) ถูกแทนลงในสมการที่ (4-5) แสดงได้ ดังสมการที่ (4-8)

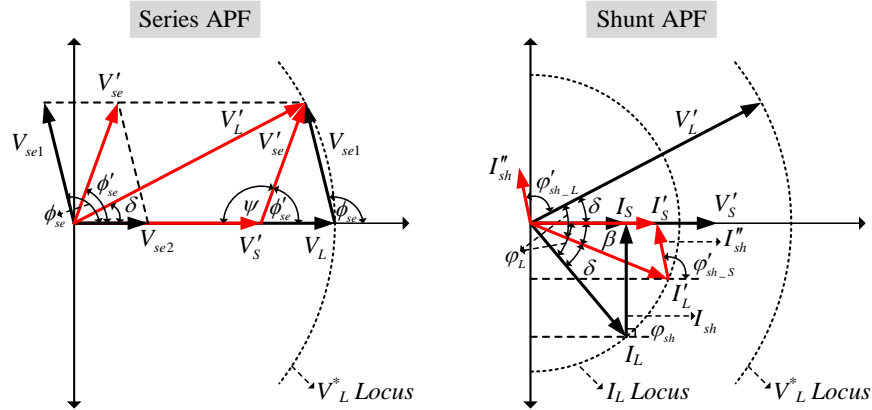
$$Q_{se,max} = V_L I_S \sin \delta_{max} = V_L I_S \sin\left(\cos^{-1}\left(1 - \frac{K_{se}^2}{2}\right)\right) \quad (4-8)$$

สำหรับการคำนวณหาค่า  $Q_{sh,max}$  เพื่อกำหนดพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF แสดงได้ ดังสมการที่ (4-8) โดยที่ ค่า  $Q_{L,max}$  คือ ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟสูงสุดที่โหลดต้องการ

$$Q_{sh,max} = Q_{L,max} - Q_{se,max} \quad (4-9)$$

#### 4.2.2 วิธีควบคุมมุมกำลัง กรณีแหล่งจ่ายแรงดันตกชั่วขณะ

แผนภาพเฟสเซอร์การทำงานของวิธี PAC สำหรับวงจร UPQC ในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันตกชั่วขณะ แสดงได้ ดังรูปที่ 4-2 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า การชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟยังคงเดิม เมื่อเกิดแรงดันเกินชั่วขณะเป็น  $V'_s$  วงจร Series APF จะป้อนแรงดันชดเชยเพิ่มขึ้น ( $V'_{se}$ ) เพื่อรักษาขนาด และมุมต่างเฟสระหว่าง  $V'_s$  กับ  $V'_L$  ให้คงเดิมตามสภาวะโหลดที่พิจารณา โดยที่  $V_{se1}$  คือ การชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ และ  $V_{se2}$  คือ การชดเชยแรงดันตกชั่วขณะ ดังนั้น  $V'_{se}$  สามารถคำนวณได้จากผลรวมของ  $V_{se1}$  กับ  $V_{se2}$  ดังสมการที่ (4-10)



รูปที่ 4-2 แผนภาพเฟสเซอร์การทำงานของอัลกอริทึม PAC สำหรับวงจร UPQC  
กรณีแหล่งจ่ายแรงดันตกชั่วขณะ

$$\begin{aligned} V'_{se} \angle \phi'_{se} &= V_{se1} \angle \phi_{se} + V_{se2} \angle 0^\circ \\ &= (V'_L \angle \delta - V_S \angle 0^\circ) + (V_L^* \angle 0^\circ - V'_S \angle 0^\circ) \end{aligned} \quad (4-10)$$

การคำนวณค่าขนาดและมุมเฟสของแรงดันชดเชย ( $V'_{se}$ ,  $\phi'_{se}$ ) ในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันตกชั่วขณะ จากแผนภาพเฟสเซอร์ตามรูปที่ 4-2 แสดงได้ ดังสมการที่ (4-11) และ (4-12) ตามลำดับ

$$V'_{se} = \sqrt{(V_L^*)^2 + (n_o V_L^*)^2 - 2n_o (V_L^*)^2 \cos \delta} = V_L^* \sqrt{1 + n_o^2 - 2n_o \cos \delta} \quad (4-11)$$

$$\phi'_{se} = \pi - \psi = \pi - \cos^{-1} \left( \frac{(n_o V_L^*)^2 + (V'_{se})^2 - (V_L^*)^2}{2n_o V'_{se} V_L^*} \right) \quad (4-12)$$

โดยที่  $k_f$  คือ ค่าความผันผวนของแรงดัน ( $k_f = \frac{V_S - V_L^*}{V_L^*}$ )

$n_o$  คือ ค่าสัดส่วนแรงดัน ( $n_o = 1 + k_f$ )

ในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันตกชั่วขณะ แหล่งจ่ายจำเป็นต้องจ่ายกระแสเพิ่มขึ้น ( $I'_S$ ) เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟจากแหล่งจ่าย ( $P_S$ ) เท่ากับความต้องการกำลังไฟฟ้าแอกทีฟของโหลด ( $P_L$ ) ในสภาวะแรงดันปกติ ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_S$  และ  $P_L$  สามารถอธิบายได้ ดังสมการที่ (4-13) จากสมการดังกล่าว ถูกจัดรูปใหม่จนได้ผลเฉลยของ  $I'_S$  ดังสมการ (4-14)



$$P_S = P_L = V_S' I_S' = V_L' I_L' \cos \varphi_L = V_L I_L \cos \varphi_L \quad (4-13)$$

$$I_S' = \frac{I_L'}{1+k_f} \cos \varphi_L = k_o I_L' \cos \varphi_L \quad (4-14)$$

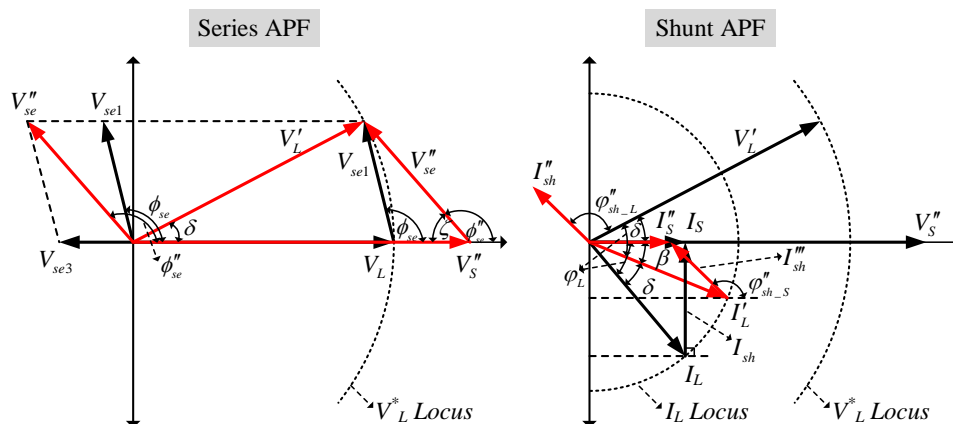
จากแผนภาพเฟสเซอร์รูปที่ 4-2 สามารถคำนวณค่าขนาดและมุมเฟสของกระแสชดเชย ( $I_{sh}''$ ,  $\varphi_{sh\_L}''$ ) โดยอาศัยความสัมพันธ์ของสมการที่ (4-14) ได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (4-15) และ (4-16) ตามลำดับ

$$I_{sh}'' = I_L' \sqrt{1 + k_o^2 \cos^2 \varphi_L - 2k_o \cos \beta \cos \varphi_L} \quad (4-15)$$

$$\varphi_{sh\_L}'' = \varphi_{sh\_S}'' - \delta = \cos^{-1} \left( \frac{(k_o I_L' \cos \varphi_L)^2 + (I_{sh}'')^2 - (I_L')^2}{2k_o I_{sh}'' I_L' \cos \varphi_L} \right) - \delta \quad (4-16)$$

#### 4.2.3 วิธีควบคุมมุมกำลัง กรณีแหล่งจ่ายแรงดันเกินชั่วขณะ

แผนภาพเฟสเซอร์การทำงานของวิธี PAC สำหรับวงจร UPQC กรณีแหล่งจ่ายแรงดันเกินชั่วขณะ แสดงได้ดังรูปที่ 4-3 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า การชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟยังคงเดิม เมื่อเกิดแรงดันเกินชั่วขณะ ( $V_S''$ ) วงจร Series APF จะป้อนแรงดันชดเชย ( $V_{se}''$ ) เพื่อรักษาขนาดและมุมต่างเฟสระหว่าง  $V_S''$  และ  $V_L'$  ให้คงเดิมตามสภาวะโหลดที่พิจารณา โดยที่  $V_{se3}$  คือการชดเชยแรงดันเกินชั่วขณะ ดังนั้น  $V_{se}''$  สามารถคำนวณได้จากผลรวมของ  $V_{se1}$  กับ  $V_{se3}$  ดังสมการที่ (4-17)



รูปที่ 4-3 แผนภาพเฟสเซอร์การทำงานของอัลกอริทึม PAC สำหรับวงจร UPQC  
กรณีแหล่งจ่ายแรงดันเกินชั่วขณะ

$$\begin{aligned} V_{se}'' \angle \phi_{se}'' &= V_{se1} \angle \phi_{se} + V_{se3} \angle \pi \\ &= (V_L' \angle \delta - V_S \angle 0^\circ) + (V_L^* \angle 0^\circ - V_S'' \angle \pi) \end{aligned} \quad (4-17)$$

ในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันเกินชั่วขณะ ค่าขนาดและมุมเฟสของแรงดันชดเชย ( $V_{se}''$ ,  $\phi_{se}''$ ) สามารถคำนวณได้จากแผนภาพเฟสเซอร์ตามรูปที่ 4-3 ได้ตั้งสมการที่ (4-18) และ (4-19) ตามลำดับ

$$V_{se}'' = \sqrt{(V_L^*)^2 + (n_o V_L^*)^2 - 2n_o (V_L^*)^2 \cos \delta} = V_L^* \sqrt{1 + n_o^2 - 2n_o \cos \delta} \quad (4-18)$$

$$\phi_{se}'' = \pi - \zeta = \pi - \cos^{-1} \left( \frac{(n_o V_L^*)^2 + (V_{se}'')^2 - (V_L^*)^2}{2n_o V_{se}'' V_L^*} \right) \quad (4-19)$$

ในสภาวะแรงดันเกินชั่วขณะ แหล่งจ่ายต้องจ่ายกระแสลดลง ( $I_S''$ ) เพื่อรักษาค่า  $P_S$  ให้เท่ากับค่า  $P_L$  ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_S$  และ  $P_L$  ยังคงอธิบายได้เช่นเดิม ตั้งสมการที่ (4-20) จากสมการดังกล่าว ถูกจัดรูปใหม่จนได้ผลเฉลยของ  $I_S''$  ตั้งสมการ (4-21)

$$P_S = P_L = V_S'' I_S'' = V_L' I_L' \cos \varphi_L = V_L I_L \cos \varphi_L \quad (4-20)$$

$$I_S'' = \frac{I_L'}{1 + k_f} \cos \varphi_L = k_o I_L' \cos \varphi_L \quad (4-21)$$

จากแผนภาพเฟสเซอร์รูปที่ 4-3 สามารถคำนวณค่าขนาดและมุมเฟสของกระแสชดเชย ( $I_{sh}'''$ ,  $\varphi_{sh-L}'''$ ) โดยอาศัยความสัมพันธ์ของสมการที่ (4-21) ได้ผลลัพธ์ ตั้งสมการที่ (4-22) และ (4-23) ตามลำดับ

$$I_{sh}''' = I_L' \sqrt{1 + k_o^2 \cos^2 \varphi_L - 2k_o \cos \beta \cos \varphi_L} \quad (4-22)$$

$$\varphi_{sh-L}''' = \varphi_{sh-S}''' - \delta = \cos^{-1} \left( \frac{(k_o I_L' \cos \varphi_L)^2 + (I_{sh}''')^2 - (I_L')^2}{2k_o I_{sh}''' I_L' \cos \varphi_L} \right) - \delta \quad (4-23)$$

จากกรณีแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะ สังเกตได้ว่า การคำนวณค่าขนาดและมุมเฟสของแรงดันชดเชยและกระแสชดเชยทั้งสองกรณี มีรูปสมการที่ใช้คำนวณเหมือนกัน แต่แตกต่างกันด้วยค่า  $k_f$  ซึ่งเป็นตัวกำหนดผลลัพธ์ หากพิจารณาค่า  $k_f$  พบว่า ค่าดังกล่าวจะมีค่าลบในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันตกชั่วขณะ และในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันเกินชั่วขณะ ค่า  $k_f$  จะมีค่าเป็นบวก สำหรับในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันปกติ ค่า  $k_f$  จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ด้วยเหตุนี้ การคำนวณค่าขนาดและมุมเฟสของแรงดันชดเชยและกระแสชดเชย สามารถจัดให้อยู่ในรูปสมการทั่วไปได้ ดังสมการที่ (4-24) ถึง (4-27) ตามลำดับ

$$V_{se} = V_L^* \sqrt{1 + n_o^2 - 2n_o \cos \delta} \quad (4-24)$$

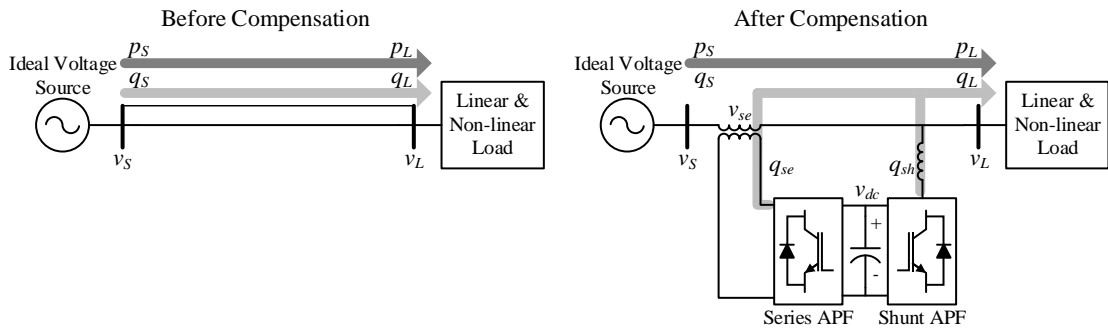
$$\phi_{se} = \pi - \cos^{-1} \left( \frac{(n_o V_L^*)^2 + (V_{se})^2 - (V_L^*)^2}{2n_o V_{se} V_L^*} \right) \quad (4-25)$$

$$I_{sh} = I_L \sqrt{1 + k_o^2 \cos^2 \phi_L - 2k_o \cos \beta \cos \phi_L} \quad (4-26)$$

$$\phi_{sh\_L} = \cos^{-1} \left( \frac{(k_o I_L \cos \phi_L)^2 + (I_{sh})^2 - (I_L)^2}{2k_o I_{sh} I_L \cos \phi_L} \right) - \delta \quad (4-27)$$

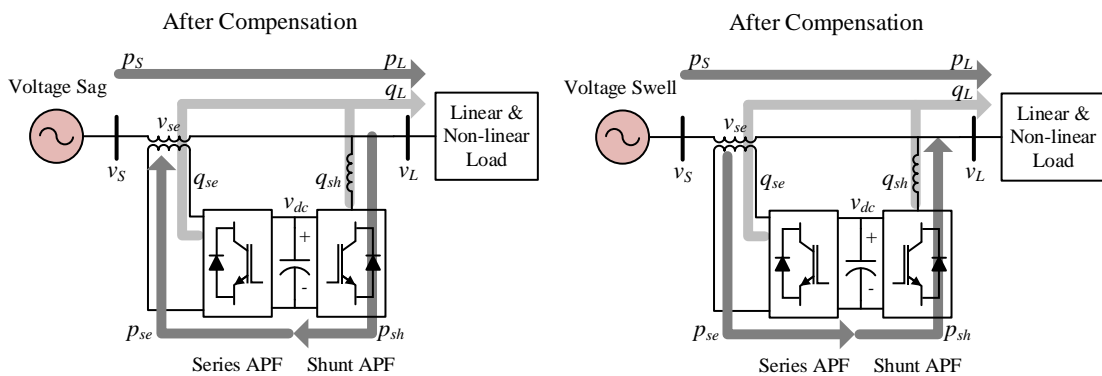
#### 4.3 การไหลของกำลังไฟฟ้าของวิธีควบคุมมุมกำลังสำหรับวงจรปรับปรุงกำลังไฟฟารวม

ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าบนหลักการวิธีควบคุมมุมกำลังสำหรับวงจร UPQC ในสถานะต่างๆ แสดงได้ ดังรูปที่ 4-4 จากรูปดังกล่าว สามารถอธิบายเป็นสองช่วง กล่าวคือ ช่วงก่อนการชดเชย และหลังการชดเชย ในช่วงก่อนการชดเชย แหล่งจ่ายจะทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและกำลังไฟฟารีแอกทีฟ ( $p_s, q_s$ ) ให้กับโหลด ( $p_L, q_L$ ) แสดงได้ ดังรูปที่ 4-4(ก) ภายหลังจากการชดเชย การไหลของกำลังไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับแรงดันที่แหล่งจ่าย แบ่งออกเป็นสามกรณี ได้แก่ กรณีแหล่งจ่ายแรงดันปกติ กรณีแหล่งจ่ายแรงดันตกชั่วขณะ และกรณีแหล่งจ่ายแรงดันเกินชั่วขณะ แต่ละกรณีแสดงได้ ดังรูปที่ 4-4(ข) ถึง 4-4(ง) ตามลำดับ สามารถอธิบายได้ ดังนี้



(ก) ก่อนการชดเชย

(ข) ภายหลังการชดเชย กรณีแรงดันปกติ



(ค) ภายหลังการชดเชย กรณีแรงดันตกชั่วขณะ

(ง) ภายหลังการชดเชย กรณีแรงดันเกินชั่วขณะ

รูปที่ 4-4 การไหลของกำลังไฟฟ้าบนหลักการวิธี PAC สำหรับวงจร UPQC

เมื่อวงจร UPQC เชื่อมต่อกับระบบในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันปกติ แสดงได้ ดังรูปที่ 4-4(ข) พบว่า วงจร Series APF และ Shunt APF จะทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ ( $q_{se}$ ,  $q_{sh}$ ) ให้กับโหลดแทนแหล่งจ่าย โดยที่ วงจร Series APF ถูกออกแบบให้ช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟในส่วนที่เกินพิกัดของวงจร Shunt APF

รูปที่ 4-4(ค) แสดง วงจร UPQC เชื่อมต่อกับระบบในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันตกชั่วขณะ พบว่า การชดเชยกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟยังคงเดิม และวงจร Series APF จะทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ ( $p_{se}$ ) ให้กับระบบเพื่อปรับแก้แรงดันตกทางด้านโหลด อย่างไรก็ตาม การทำงานดังกล่าวส่งผลให้วงจร Shunt APF ต้องรับกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ ( $p_{sh}$ ) มาจากระบบ เพื่อควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ( $v_{dc}$ ) ให้คงที่ตามค่าอ้างอิง หากไม่พิจารณากำลังงานสูญเสียในวงจร UPQC ค่า  $p_{se}$  ที่จ่ายให้ระบบจะมีค่าเท่ากับ  $p_{sh}$  ที่ดึงมาจากระบบ

เมื่อวงจร UPQC เชื่อมต่อกับระบบในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันเกินชั่วขณะ แสดงได้ ดังรูปที่ 4-4(ง) พบว่า การชดเชยกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟยังคงเดิม และวงจร Series APF จะทำหน้าที่รับ  $p_{se}$  มาจากระบบเพื่อปรับแก้แรงดันเกินทางด้านโหลด การทำงานในช่วงนี้ส่งผลให้ค่า  $v_{dc}$  มีแนวโน้ม

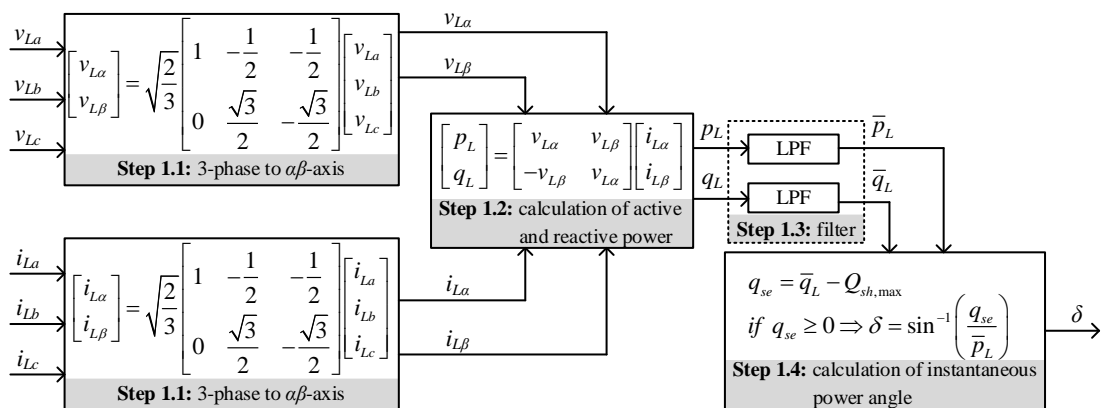
เพิ่มขึ้น ดังนั้น วงจร Shunt APF จะทำหน้าที่จ่าย  $p_{sh}$  เข้าสู่ระบบเพื่อควบคุมค่า  $v_{dc}$  ให้คงที่ตามค่าอ้างอิง หากไม่พิจารณากำลังสูญเสียในวงจร UPQC ค่า  $p_{se}$  ที่ดึงมาจากระบบจะมีค่าเท่ากับ  $p_{sh}$  ที่จ่ายเข้าสู่ระบบ

#### 4.4 การสร้างสัญญาณอ้างอิงสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวมในระบบสามเฟสสมดุล

หลักการทํางานของวิธี PAC สำหรับวงจร UPQC ที่ได้นำเสนอในข้างต้น ถูกนำมาสร้างสัญญาณอ้างอิงให้กับวงจร UPQC แบ่งออกเป็นสามกระบวนการ ได้แก่ กระบวนการคำนวณมุมกำลังขณะหนึ่ง กระบวนการคำนวณค่าแรงดันชดเชยอ้างอิง และกระบวนการคำนวณค่ากระแสชดเชยอ้างอิง รายละเอียดแต่ละกระบวนการได้ถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.4.1 ถึง 4.4.3 ลำดับ

##### 4.4.1 การคำนวณมุมกำลังขณะหนึ่ง

เนื่องจากความต้องการกำลังไฟฟ้าของโหลดมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ส่งผลให้ค่า  $\delta$  มีการเปลี่ยนแปลงตามโหลด ดังนั้น จึงจำเป็นต้องคำนวณค่า  $\delta$  ให้เหมาะกับการทํางานของวงจร UPQC ในสภาวะนั้นๆ ขั้นตอนการคำนวณแสดงได้ ดังรูปที่ 4-5 โดยนำเสนอรายละเอียดการคำนวณดังนี้



รูปที่ 4-5 บล็อกไดอะแกรมการคำนวณค่า  $\delta$

ขั้นตอนที่ 1 ค่าแรงดันโวลต์สามเฟส ( $v_{L,abc}$ ) และค่ากระแสโวลต์สามเฟส ( $i_{L,abc}$ ) ถูกแปลงให้อยู่บนแกนแอลฟาเบต้า ด้วยกฎการแปลงเมตริกซ์คลาร์ก ผลจากการแปลงจะได้ค่า  $v_{L,\alpha\beta}$  และค่า  $i_{L,\alpha\beta}$  ตามลำดับ

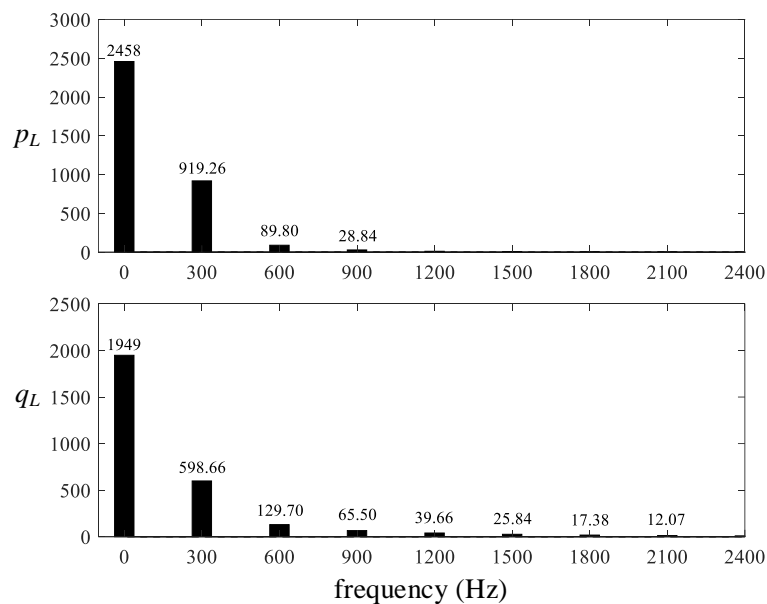
ขั้นตอนที่ 2 คำนวณค่า  $p_L$  และ  $q_L$  โดยอาศัยค่าแรงดันและกระแสของโวลต์บนแกนแอลฟาเบต้า ผลลัพธ์ที่ได้ คือ ค่า  $p_L$  ประกอบด้วยค่ากำลังไฟฟ้าแอคทีฟสัญญาณตรง ( $\bar{p}_L$ ) และค่ากำลังไฟฟ้าแอคทีฟสัญญาณสลับ ( $\tilde{p}_L$ ) ดังสมการที่ (4-28) และค่า  $q_L$  ประกอบด้วยค่า

กำลังไฟฟ้ารี่แอกทีฟสัญญาณตรง ( $\bar{q}_L$ ) และค่ากำลังไฟฟ้ารี่แอกทีฟสัญญาณสลับ ( $\tilde{q}_L$ ) ดังสมการที่ (4-29)

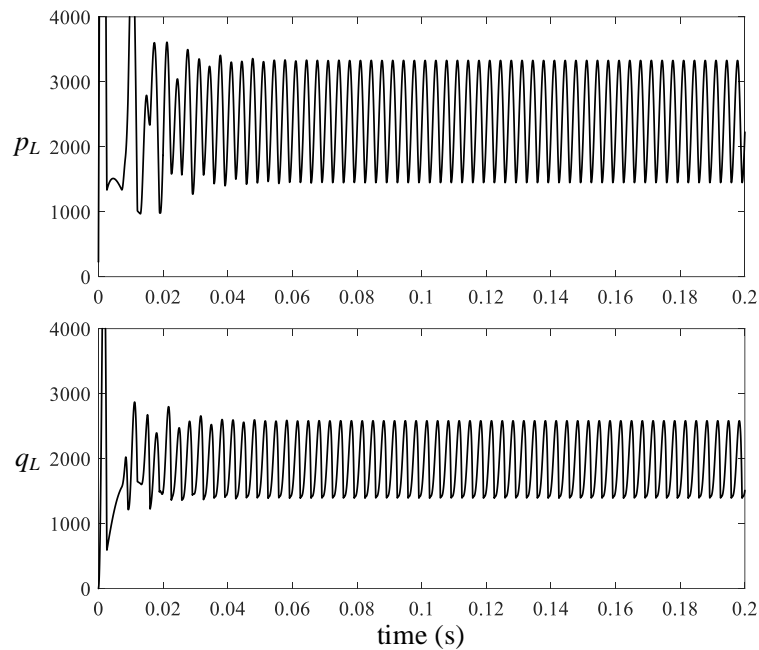
$$p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L \quad (4-28)$$

$$q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L \quad (4-29)$$

ขั้นตอนที่ 3 แยกค่า  $\bar{p}_L$  ออกจากค่า  $\tilde{p}_L$  และแยกค่า  $\bar{q}_L$  ออกจากค่า  $\tilde{q}_L$  โดยใช้ วงจรกรองผ่านต่ำ (LPF) แสดงได้จากบล็อก “Filter” ในรูปที่ 4-5 การเลือกใช้ค่าความถี่ตัดของวงจรกรองผ่านต่ำ ( $f_c$ ) ซึ่งมีผลต่อสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก จะพิจารณาจากสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าในระบบที่พิจารณา แสดงได้ดังรูปที่ 4-6 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ปริมาณกำลังไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน ปรากฏที่ 0 Hz และปริมาณกำลังไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์มอนิก เริ่มต้นปรากฏที่ความถี่ 300 Hz (รายละเอียดที่มาของปริมาณกำลังไฟฟ้าแสดงไว้ในภาคผนวก ก) ดังนั้น ผู้วิจัยจึงกำหนดค่า  $f_c$  ให้เท่ากับ 10 Hz สำหรับวงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 1 วงจรกรองความถี่ดังกล่าวถูกออกแบบด้วยวิธี Butterworth เนื่องจากวิธีการดังกล่าวจะทำให้ผลการกรองแยกปริมาณที่ความถี่ตัดผ่านใกล้เคียงกับวงจรกรองความถี่ในอุดมคติ เมื่อเทียบกับวิธีอื่น นอกจากนี้ ในช่วงแถบความถี่ผ่าน (Passband) ไม่มีการเกิดค่าพุ่งเกิน (Overshoot) และการกระเพื่อม (Ripple)

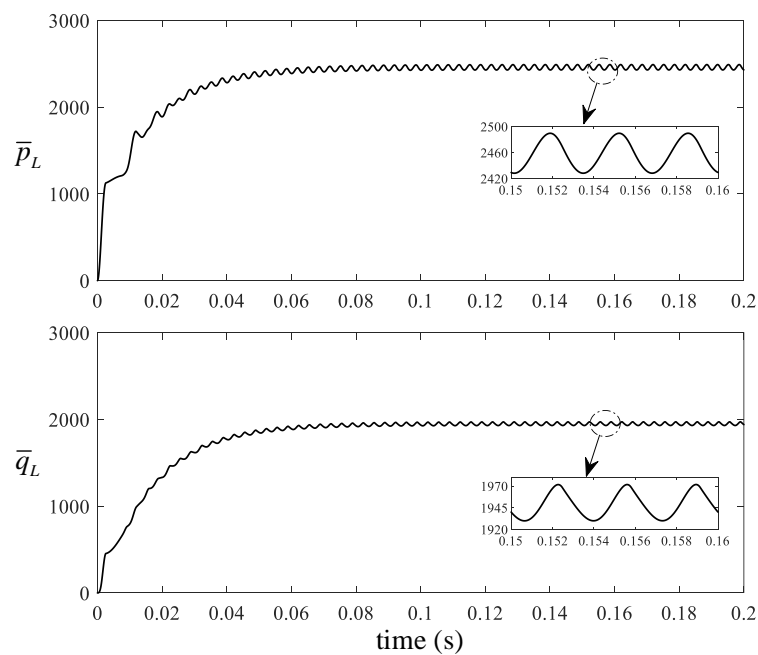


รูปที่ 4-6 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้า ก่อนผ่านวงจรกรองผ่านต่ำ

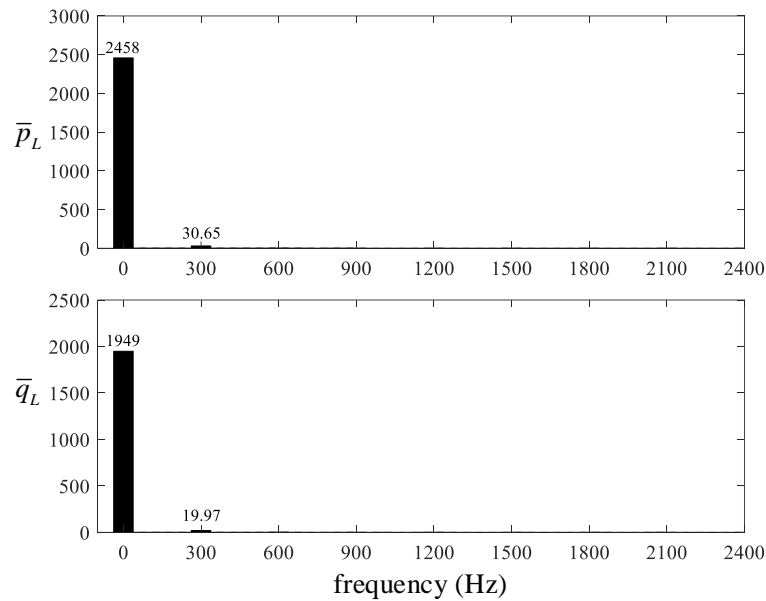


รูปที่ 4-7 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าก่อนผ่านวงจรกรองผ่านต่ำ

รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าก่อนผ่านวงจร LPF แสดงได้ดังรูปที่ 4-7 จากรูปดังกล่าว ปริมาณกำลังไฟฟ้า ประกอบด้วย สัญญาณตรงและสลับ และรูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าหลังผ่านวงจร LPF แสดงได้ ดังรูปที่ 4-8 ซึ่งจะประกอบด้วยปริมาณที่ความถี่มูลฐาน และความถี่ฮาร์โมนิก 300 Hz แสดงในรูปของสเปกตรัมได้ ดังรูปที่ 4-9



รูปที่ 4-8 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้ามูลฐาน หลังผ่านวงจรกรองผ่านต่ำ



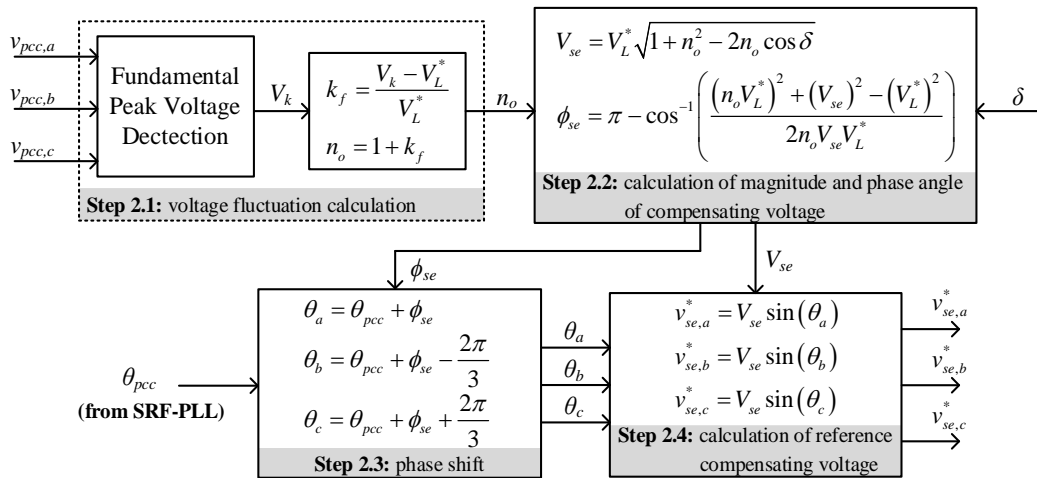
รูปที่ 4-9 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้ามูลฐาน หลังผ่านวงจรกรองผ่านต่ำ

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณค่า  $\delta$  การทำงานของวงจร Series APF ขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $\bar{q}_L$  กับค่า  $Q_{sh,max}$  โดยมีเงื่อนไขการทำงาน ดังนี้ ในกรณีค่า  $\bar{q}_L$  น้อยกว่าหรือเท่ากับค่า  $Q_{sh,max}$  จะทำให้ค่า  $\delta$  เท่ากับศูนย์ หมายความว่า วงจร Shunt APF เพียงวงจรเดียว ที่ทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้านี้แก่ที่พให้กับโหลดแทนแหล่งจ่าย แต่หากค่า  $\bar{q}_L$  มากกว่าค่า  $Q_{sh,max}$  ทำให้ค่า  $\delta$  เท่ากับ  $\sin^{-1}(q_{se}/\bar{P}_L)$  หมายความว่า วงจร Series APF จะช่วยแบ่งเบาภาระการชดเชยกำลังไฟฟ้านี้แก่ที่พของวงจร Shunt APF โดยที่วงจร Series APF จ่ายกำลังไฟฟ้านี้แก่ที่พในส่วนที่เกินค่าพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF

#### 4.4.2 การสร้างสัญญาณแรงดันชดเชยอ้างอิงสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวม

ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยเลือกใช้วิธีการสร้างเวกเตอร์หนึ่งหน่วย (Unit Vector Generator Template) เพื่อสร้างสัญญาณแรงดันชดเชยอ้างอิง ( $v_{se}^*$ ) ข้อดีของวิธีนี้ คือ ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวควบคุม ทำให้การออกแบบไม่ซับซ้อน และลดเวลาในการคำนวณ ข้อเสีย คือ จำเป็นต้องอาศัยวงจรเฟสล็อกในการตรวจจับมุมเฟสของแรงดันที่จุด PCC เพื่อรักษาผลต่างระหว่างมุมเฟสของแรงดันชดเชยอ้างอิงกับแรงดันที่จุด PCC ให้คงที่ เท่ากับค่า  $\phi_{se}$  ในทุกสภาวะการทำงาน ขั้นตอนการสร้างสัญญาณแรงดันชดเชยอ้างอิงสำหรับวงจร UPQC แสดงได้ ดังรูปที่ 4-10 รายละเอียดการคำนวณทั้งหมดแสดงได้ ดังนี้



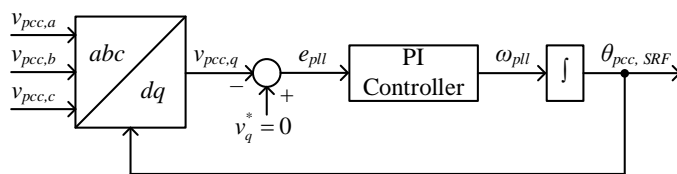


รูปที่ 4-10 บล็อกไดอะแกรมการคำนวณค่าแรงดันชดเชยอ้างอิงสำหรับวงจร UPQC

ขั้นตอนที่ 1 คำนวณขนาดของแรงดันที่จุด PCC ด้วยวิธีฟูริเยร์ จากนั้นนำผลลัพธ์ที่ได้ไปคำนวณค่าความผันผวนของแรงดัน ( $k_f$ ) และค่าสัดส่วนแรงดัน ( $n_o$ ) การคำนวณดังกล่าวมีวัตถุประสงค์เพื่อระบุว่าแรงดันระบบอยู่ในสถานะแรงดันปกติ แรงดันตกชั่วขณะ หรือแรงดันเกินชั่วขณะ ผลลัพธ์ที่ได้จะถูกนำไปคำนวณหาขนาดและมุมเฟสของแรงดันชดเชย ( $V_{se}$ ,  $\phi_{se}$ ) โดยที่ค่า  $V_k$  คือ ขนาดของแรงดันที่จุด PCC มีหน่วยเป็น rms

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณหา  $V_{se}$  และค่า  $\phi_{se}$  โดยอาศัยแผนภาพเฟสเซอร์การทำงานของวิธี PAC สำหรับวงจร UPQC รายละเอียดการคำนวณถูกอธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.2

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณค่ามุมของแรงดันที่จุด PCC ( $\theta_{pcc}$ ) ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยได้เลือกใช้วงจรเฟสล็อกลู่วิธีกรอบอ้างอิงซิงโครนัส หรือเรียกว่าวงจร SRF-PLL ทำหน้าที่คำนวณค่า  $\theta_{pcc}$  หลักการทำงานของวงจร SRF-PLL แสดงได้ ดังรูปที่ 4-11



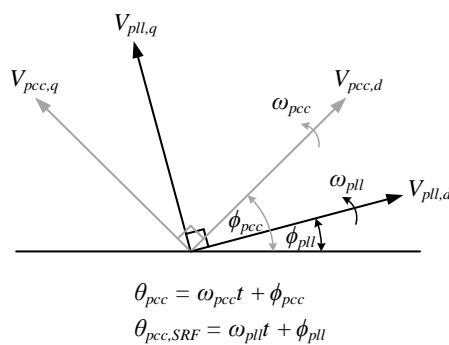
รูปที่ 4-11 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจร SRF-PLL

หลักการทำงานของวงจร SRF-PLL อาศัยความเข้าใจจากสมการแรงดันที่จุด PCC บนแกนสามเฟส แอลฟาเบต้า และดีคิว ดังตารางที่ 4-1

ตารางที่ 4-1 ค่าแรงดันที่จุด PCC บนแกนอ้างอิงต่างๆ

แกน	สมการทางคณิตศาสตร์ของแรงดันที่จุด PCC
$abc$	$v_{pcc,a} = V_m \cos(\theta_{pcc}), v_{pcc,b} = V_m \cos\left(\theta_{pcc} - \frac{2\pi}{3}\right), v_{pcc,c} = V_m \cos\left(\theta_{pcc} + \frac{2\pi}{3}\right)$
$\alpha\beta$	$v_{pcc,\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}}V_m \cos(\theta_{pcc}), v_{pcc,\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}}V_m \sin(\theta_{pcc})$
$dq$	$v_{pcc,d} = \sqrt{\frac{3}{2}}V_m \cos(\theta_{pcc} - \theta_{pll}), v_{pcc,q} = \sqrt{\frac{3}{2}}V_m \sin(\theta_{pcc} - \theta_{pll})$

จากตารางที่ 4-1 อธิบายได้ว่า มุมเฟสของแรงที่จุด PCC ( $\theta_{pcc}$ ) และมุมเฟสของแรงดันที่คำนวณได้จากวงจร SRF-PLL ( $\theta_{pcc,SRF}$ ) มีผลต่อการคำนวณค่าแรงดันบนแกนดีคิว ( $v_{pcc,dq}$ ) เวกเตอร์ของ  $v_{pcc,dq}$  และ  $v_{pll,dq}$  แสดงได้ ดังรูปที่ 4-12 จากรูปดังกล่าว อธิบายได้ว่า เวกเตอร์ของ  $v_{pcc,dq}$  หมุนด้วยความเร็วเชิงมุม เท่ากับ  $\omega_{pcc}$  และมีมุมเฟสเริ่มต้น เท่ากับ  $\phi_{pcc}$  เวกเตอร์ของ  $v_{pll,dq}$  หมุนด้วยความเร็วเชิงมุม เท่ากับ  $\omega_{pll}$  และมีมุมเฟสเริ่มต้น เท่ากับ  $\phi_{pll}$  วัตถุประสงค์ของวงจร SRF-PLL คือ การควบคุมให้เวกเตอร์  $v_{pll,dq}$  หมุนด้วยความเร็วเชิงมุม และมีมุมเฟสเริ่มต้น เดียวกันกับเวกเตอร์  $v_{pcc,dq}$  ซึ่งจะทำให้ค่า  $v_{pcc,d}$  และค่า  $v_{pcc,q}$  มีค่าเท่ากับ  $\sqrt{\frac{3}{2}}V_m$  และศูนย์ ตามลำดับ

รูปที่ 4-12 แผนภาพเฟสเซอร์ของ  $v_{pcc,dq}$  และ  $v_{pll,dq}$ 

แนวความคิดการออกแบบวงจร SRF-PLL เพื่อควบคุมค่า  $\theta_{pcc,SRF}$  เพื่อให้ค่า  $v_{pcc,q}$  มีค่าเท่ากับศูนย์ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยเลือกใช้การควบคุมค่า  $\theta_{pcc,SRF}$  แนวทางที่สอง เนื่องจากการควบคุมในแนวทางแรก อาจส่งผลกระทบต่อระบบควบคุมได้ หากแรงดันที่จุด PCC เกิดความไม่สมดุลเฟส ระบบควบคุมการทำงานของวงจร SRF-PLL ในรูปที่ 4-12 สามารถอธิบายเป็นขั้นตอน ดังนี้

ขั้นตอนที่ 3.1 แปลงค่า  $v_{pcc,abc}$  ให้อยู่บนแกนดีควิ ด้วยกฎการแปลงเมตริกซ์ปาร์ก โดยใช้มุม  $\theta_{pcc}$  ที่ได้จากการคำนวณของวงจร SRF-PLL

ขั้นตอนที่ 3.2 พิจารณา  $v_{pcc,q}$  เปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง ( $v_q^*$ ) กำหนดให้ค่า  $v_q^*$  เท่ากับศูนย์ จะได้ค่าความผิดพลาด ( $e_{pll}$ ) สำหรับป้อนให้ตัวควบคุมพีไอ

ขั้นตอนที่ 3.3 ออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมค่าความถี่เชิงมุม ( $\omega_{pll}$ ) ด้วยวิธีการเหมาะสมที่สุดแบบสมมาตร (Symmetrical method) [47] ดังสมการที่ (4-30) โดยกำหนดให้ค่า  $\omega_c$  เท่ากับ  $300\pi$  rad/s ค่าเวลาการซีกตัวอย่าง (Sampling Time :  $T_s$ ) เท่ากับ  $32 \mu s$  และค่า  $V_m$  เท่ากับ  $220\sqrt{2}$  V จะได้ค่า  $K_p$  เท่ากับ 2.4734 และค่า  $K_i$  เท่ากับ 70.304

$$G_c = K_p + \frac{K_i}{s} = K_{pll} + \frac{K_{pll}}{T_{pll}} \cdot \frac{1}{s} \quad (4-30)$$

$$\text{โดยที่ } K_{pll} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\omega_c}{V_m} \text{ และ } T_{pll} = \frac{1}{\omega_c^2 T_s}$$

ขั้นตอนที่ 3.4 นำค่า  $\omega_{pll}$  ที่ได้จากตัวควบคุมพีไอ มาคำนวณหาค่า  $\theta_{pcc,SRF}$  โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $\omega_{pll}$  กับค่า  $\theta_{pcc,SRF}$  ดังสมการที่ (4-31) ผลลัพธ์ดังกล่าวถูกนำไปใช้ในขั้นตอนการคำนวณค่าแรงดันชดเชยอ้างอิง

$$\omega_{pll} = \frac{d\theta_{pcc,SRF}}{dt} \quad (4-31)$$

ขั้นตอนที่ 4 นำค่า  $\theta_{pcc,SRF}$  ที่ได้จากวงจร SRF-PLL มารวมกับค่า  $\delta$  เพื่อทำให้เกิดการเลื่อนเฟส (Phase Shift) ผลลัพธ์ที่ได้มีค่าเท่ากับ  $\theta_k$  โดยที่  $k$  แทนเฟส  $a, b$  และ  $c$

ขั้นตอนที่ 5 ค่า  $V_{se}$  และค่า  $\theta_k$  ถูกนำมาใช้เพื่อคำนวณหาค่าแรงดันอ้างอิงบนแกนสามเฟส ( $v_{se,abc}^*$ ) จะได้ค่าแรงดันชดเชยอ้างอิงสำหรับระบบควบคุมแรงดันชดเชย

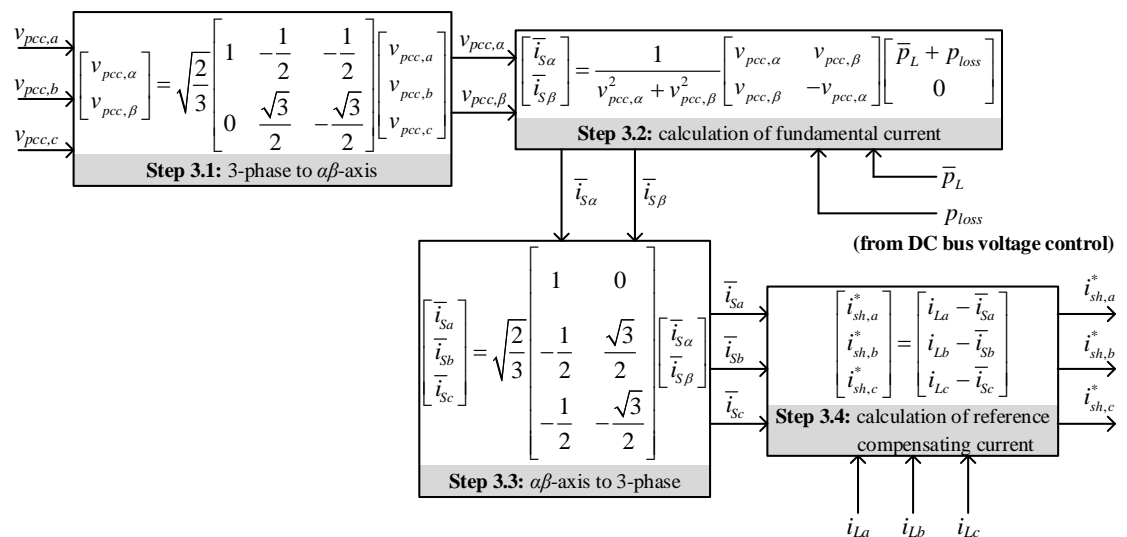
#### 4.4.3 การสร้างสัญญาณกระแสชดเชยอ้างอิงสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวม

การคำนวณหาค่ากระแสชดเชยอ้างอิงสำหรับวงจร UPQC ( $i_{sh}^*$ ) ในระบบสามเฟสสามสายสมดุล ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยเลือกใช้การควบคุมโดยทางอ้อม (Indirect Control)

บนพื้นฐานของทฤษฎีกำลังขณะหนึ่ง วิธีดังกล่าวสามารถชดเชยกระแสฮาร์มอนิก โดยไม่จำเป็นต้องตรวจจับปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลด นอกจากนี้ค่า  $\bar{p}_L$  ที่ได้จากขั้นตอนการคำนวณค่า  $\delta$  ซึ่งถูกอธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.4.2 สามารถนำมาใช้ในการคำนวณหาค่ากระแสชดเชยอ้างอิง ทำให้ช่วยลดขั้นตอนการคำนวณน้อยลง ขั้นตอนการสร้างสัญญาณกระแสชดเชยอ้างอิงสำหรับวงจร UPQC แสดงได้ ดังรูปที่ 4-13 รายละเอียดการคำนวณทั้งหมดแสดงได้ ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 แปลงค่าแรงดันที่จุด PCC บนแกนสามเฟส ให้อยู่บนแกนแอลฟาเบต้า ด้วยกฎการแปลงเมตริกซ์คลาร์ก ผลจากการแปลงจะได้ค่า  $v_{L,\alpha\beta}$  และค่า  $i_{L,\alpha\beta}$  ตามลำดับ

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณค่ากระแสชดเชยอ้างอิงบนแกนแอลฟาเบต้า ( $\bar{i}_{S,\alpha\beta}$ ) โดยใช้หลักการของเมตริกซ์ผกผัน จากสมการในบล็อก “Calculation of Fundamental Current” โดยที่  $p_{loss}$  คือ ปริมาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟที่ถูกดึงมาจากแหล่งจ่ายเพื่อใช้ในการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง



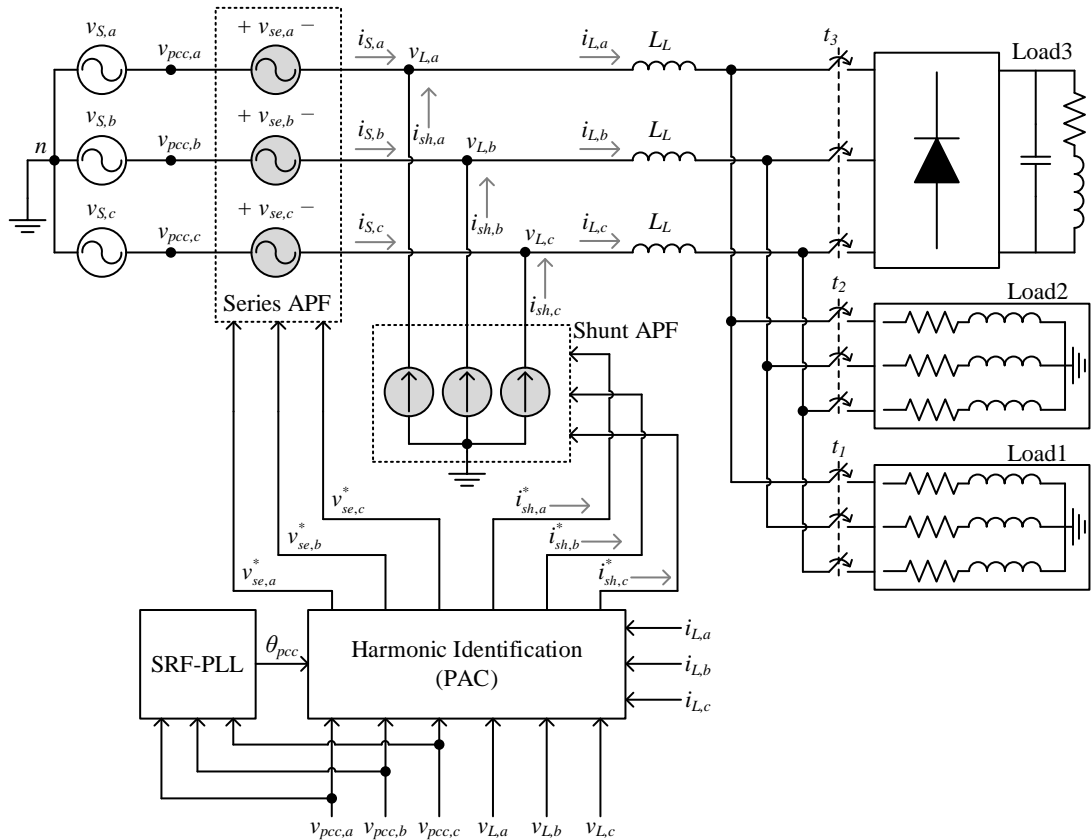
รูปที่ 4-13 บล็อกไดอะแกรมการคำนวณค่ากระแสชดเชยอ้างอิงสำหรับวงจร UPQC

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณค่ากระแสแหล่งจ่ายที่ความถี่มูลฐานบนแกนสามเฟส ( $\bar{i}_{S,abc}$ ) ด้วยกฎการแปลงเมตริกซ์คลาร์กผกผัน

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณค่ากระแสชดเชยอ้างอิงบนแกนสามเฟส ( $i_{sh,abc}^*$ ) จากสมการในบล็อก “Calculation of Reference Compensating Current” จะได้ค่ากระแสชดเชยอ้างอิงสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย

#### 4.5 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก

การจำลองสถานการณ์การปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้วยวงจร UPQC สำหรับระบบสามเฟสสามสายสมดุล แสดงได้ ดังรูปที่ 4-14 วัตถุประสงค์ของการจำลองสถานการณ์ในหัวข้อนี้เพื่อต้องการทดสอบเฉพาะสมรรถนะของอัลกอริทึมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกของวิธี PAC โดยไม่พิจารณาผลกระทบในส่วนอื่นของระบบควบคุมวงจร UPQC ดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้แหล่งจ่ายแรงดันและกระแสในอุดมคติ แทนวงจร Series APF และ Shunt APF ตามลำดับ เพื่อทำหน้าที่ป้อนแรงดันชดเชยและกระแสชดเชยได้อย่างสมบูรณ์ โดยที่แรงดันชดเชยและกระแสชดเชยดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับแรงดันอ้างอิงและกระแสอ้างอิงบนแกนสามเฟส ตามลำดับ ในการทดสอบนี้ ผู้วิจัยได้กำหนดพิกัดกำลังไฟฟ้าวาร์แอกทีฟของวงจร Shunt APF เท่ากับ 1 kVar โครงสร้างของระบบที่พิจารณาในรูปที่ 4-14 ประกอบด้วย แหล่งจ่ายแรงดันสามเฟสที่มีลักษณะเป็นแหล่งจ่ายแรงดันอุดมคติ ที่สามารถกำหนดค่ายอด ความถี่ และมุมเฟสได้ จุด PCC ถูกต่อเข้าตัวเหนี่ยวนำทางด้านโหลด โหลดเชิงเส้น และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ตามลำดับ โดยโหลดเชิงเส้นที่นำมาพิจารณา เป็นตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และขนานกับตัวเก็บประจุ ค่าพารามิเตอร์ของระบบที่พิจารณาแสดงได้ ดังตารางที่ 4-2



รูปที่ 4-14 ระบบจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า

ตารางที่ 4-2 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า

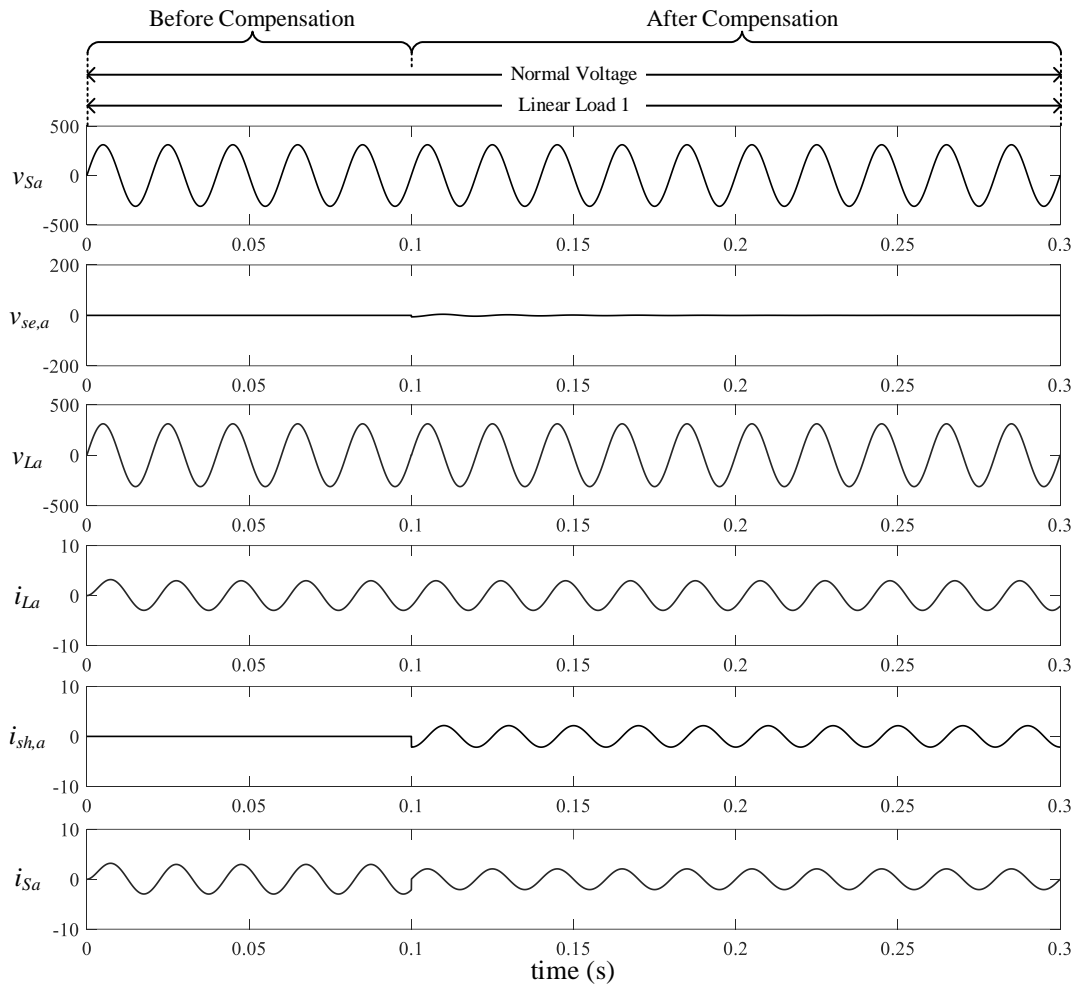
พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้
แรงดันที่แหล่งจ่าย และความถี่ของระบบ	$v_s = 380 \text{ V}_{L-L}, f_s = 50 \text{ Hz}$
อิมพีแดนซ์ของสายส่ง	$L_L = 10 \text{ mH}$
โหลดเชิงเส้น	$S_{L1} = 1 \text{ kW} + j1 \text{ kVar}$
	$S_{L2} = 1 \text{ kW} + j1.5 \text{ kVar}$
โหลดไม่เป็นเชิงเส้น	$R_{L3} = 160 \Omega, L_{L3} = 0.5 \text{ H}, C_{L3} = 40 \mu\text{F}$

การจำลองสถานการณ์ในหัวข้อนี้ ผู้วิจัยได้กำหนดสถานการณ์สำหรับทดสอบสมรรถนะการระบุงอกลักษณะฮาร์มอนิก โดยแบ่งออกเป็นสามกรณี ดังนี้

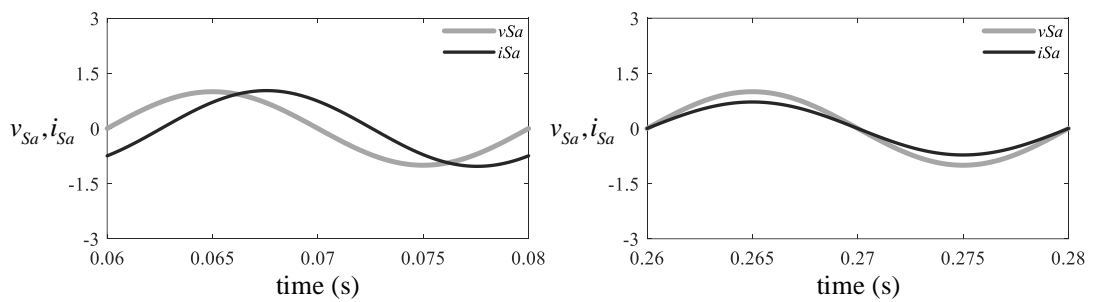
#### 4.5.1 กรณีที่ 1 โหลดเชิงเส้นสมดุล (Load1) ในสภาวะแรงดันปกติ

กรณีที่ 1 คือ แรงดันที่แหล่งจ่ายถูกต่อเข้ากับโหลดเชิงเส้นแบบสมดุล (Load1) ที่มีขนาดกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟ เท่ากับ 1 kW และ 1 kVar ตามลำดับ ตั้งแต่เวลา 0.0 ถึง 0.3 วินาที แรงดันที่พิจารณาในกรณีที่ 1 กำหนดให้ มีขนาดแรงดันเท่ากับ  $380 \text{ V}_{L-L}$  ลักษณะเป็นสัญญาณไซน์และสมดุล ผลการจำลองสถานการณ์การระบุงอกลักษณะฮาร์มอนิกสำหรับกรณีที่ 1 ของเฟส  $a$  แสดงได้ ดังรูปที่ 4-15

กำหนดให้เริ่มชดเชยแรงดันและกระแส ที่เวลา 0.1 วินาที เป็นต้นไป จากผลการจำลองสถานการณ์รูปที่ 4-15 สังเกตได้ว่า ช่วงก่อนการชดเชย รูปสัญญาณ  $i_{s_a}$  และ  $i_{L_a}$  มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์ และคล้อยตามกัน สามารถตรวจวัดค่า PF ได้เท่ากับ 0.7087 รูปสัญญาณ  $v_{s_a}$  กับสัญญาณ  $i_{s_a}$  ก่อนการชดเชย เกิดมุมต่างเฟส แสดงได้ ดังรูปที่ 4-16(ก) ภายหลังจากการชดเชยที่เวลา 0.1 วินาที วงจร Shunt APF ทำการฉีด  $i_{sh,a}$  เข้าสู่ระบบเพื่อชดเชยกำลังไฟฟ้าร์แอกทีฟให้กับระบบ ช่วงเวลาดังกล่าว มีเฉพาะวงจร Shunt APF ที่ทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้าร์แอกทีฟให้โหลดแทนแหล่งจ่าย เนื่องจากค่ากำลังไฟฟ้าร์แอกทีฟของโหลด เท่ากับ 1 kVar ซึ่งมีค่าไม่เกินพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF ดังนั้น แรงดันชดเชยที่ออกจากวงจร Series APF จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ ภายหลังจากการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณของ  $v_{s_a}$  และ  $i_{s_a}$  มีมุมเฟสตรงกัน แสดงได้ ดังรูปที่ 4-16(ข) สามารถตรวจวัดค่า PF ได้เท่ากับ 1 และผลต่างระหว่างมุมเฟสของ  $v_{s_a}$  กับ  $v_{L_a}$  ทั้งก่อนและหลังการชดเชย มีค่าเท่ากับศูนย์ แสดงได้ ดังรูปที่ 4-17



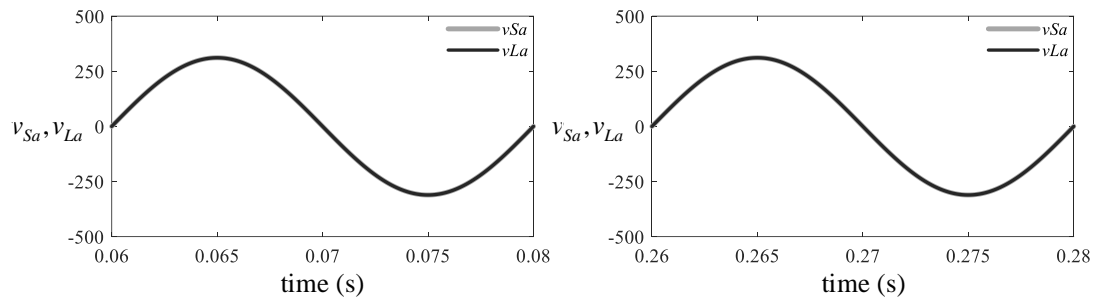
รูปที่ 4-15 ผลการจำลองสถานการณ์การชดเชยแรงดันและกระแส กรณีโหลดเชิงเส้น Load1 ในสภาวะแรงดันปกติ



(ก) ก่อนการชดเชย

(ข) หลังการชดเชย

รูปที่ 4-16 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง  $v_{Sa}$  กับ  $i_{Sa}$  กรณีโหลดเชิงเส้น Load1 ในสภาวะแรงดันปกติ อัตราส่วน:  $v_{Sa}$  (311.12 V/div)  $i_{Sa}$  (3 A/div)



(ก) ก่อนการชดเชย

(ข) หลังการชดเชย

รูปที่ 4-17 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง  $v_{Sa}$  กับ  $v_{La}$  กรณีโหลดเชิงเส้น Load1 ในสภาวะแรงดันปกติ

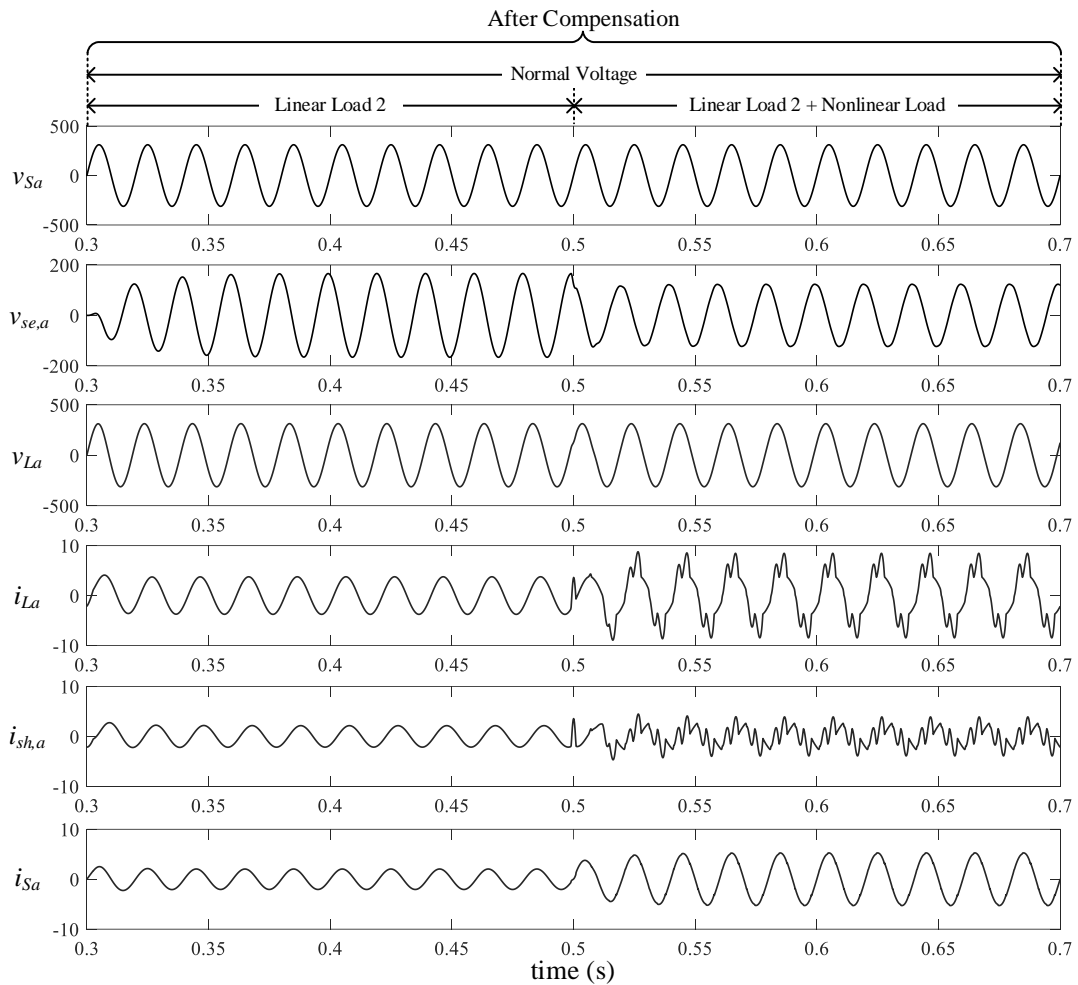
#### 4.5.2 กรณีที่ 2 โหลดเชิงเส้นสมดุล (Load2) และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น (Load3)

##### ในสภาวะแรงดันปกติ

กรณีที่ 2 คือ แรงดันที่แหล่งจ่ายถูกต่อเข้ากับโหลดเชิงเส้นแบบสมดุล (Load2) ที่มีขนาดกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟ เท่ากับ 1 kW และ 1.5 kVar ตามลำดับ ตั้งแต่เวลา 0.3 ถึง 0.7 วินาที และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น (Load3) ตั้งแต่เวลา 0.5 ถึง 0.7 วินาที แรงดันที่พิจารณาในกรณีที่ 2 กำหนดให้ มีขนาดแรงดันเท่ากับ 380 V<sub>L-L</sub> ลักษณะเป็นสัญญาณไซน์และสมดุล เหมือนกับกรณีที่ 1 ผลการจำลองสถานการณ์การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับกรณีที่ 2 ของเฟส  $a$  แสดงได้ ดังรูปที่ 4-18

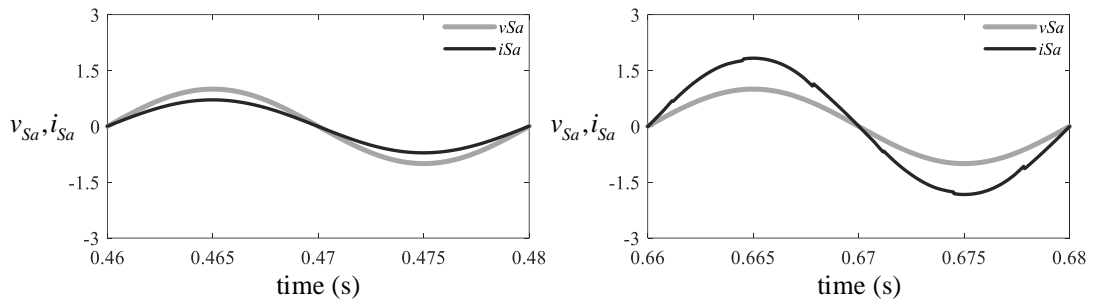
จากผลการจำลองสถานการณ์รูปที่ 4-18 สังเกตได้ว่า ในช่วงเวลา 0.3 ถึง 0.5 วินาที เมื่อโหลดเชิงเส้นมีการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟจาก 1 kVar เป็น 1.5 kVar โดยตรวจวัดค่า PF ได้เท่ากับ 0.556 ค่ากำลังไฟฟ้านิวแอกทีฟดังกล่าวมีค่าเกินพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF ดังนั้น วงจร Series APF จึงช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้านิวแอกทีฟส่วนที่เหลือ โดยวงจร Series APF ที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันอุดมคติ ทำการป้อน  $v_{se,a}$  เข้าสู่ระบบ ภายหลังการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณของ  $v_{Sa}$  และ  $i_{Sa}$  มีมุมเฟสตรงกัน แสดงได้ ดังรูปที่ 4-19(ก) สามารถตรวจวัดค่า PF ได้เท่ากับ 1 และผลต่างระหว่างมุมเฟสของ  $v_{Sa}$  กับ  $v_{La}$  (ด) เกิดการเปลี่ยนแปลง เท่ากับ 31 องศา ดังรูปที่ 4-20(ก) จากนั้น มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มโหลดไม่เป็นเชิงเส้นให้กับระบบ ตั้งแต่ 0.5 วินาที เป็นต้นไป ทำให้รูปสัญญาณ  $i_{La}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์ ซึ่งวัดค่า %THD <sub>$i_{av}$</sub>  ได้เท่ากับ 25.3 และค่า PF ได้เท่ากับ 0.76 วงจร Shunt APF จะทำการฉีด  $i_{sh,a}$  เข้าสู่ระบบ เพื่อทำให้รูปสัญญาณ  $i_{Sa}$  มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น ซึ่งวัดค่า %THD <sub>$i_{av}$</sub>  ได้เท่ากับ 1.18 นอกจากนี้วงจร Shunt APF ยังคงทำหน้าที่ชดเชยกำลังไฟฟ้านิวแอกทีฟให้กับระบบ โดยมีวงจร Series APF ช่วยแบ่งภาระการชดเชยกำลังไฟฟ้านิวแอกทีฟในส่วนเกินพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF เหมือนเดิม





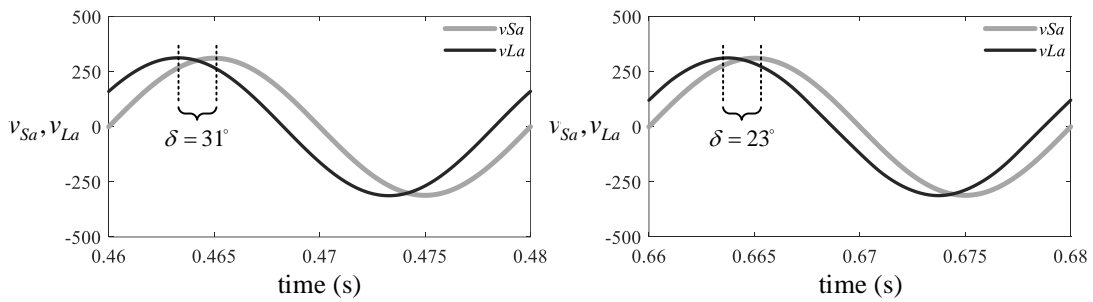
รูปที่ 4-18 ผลการจำลองสถานการณ์การชดเชยแรงดันและกระแส กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะแรงดันปกติ

ภายหลังการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณของ  $v_{Sa}$  และ  $i_{Sa}$  มีมุมเฟสตรงกัน แสดงได้ ดังรูปที่ 4-19(ข) สามารถตรวจวัดค่า PF ได้เท่ากับ 1 และเนื่องจากค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟของโหลดที่เพิ่มขึ้น ทำให้ขนาดของมม  $\theta$  ลดลง สอดคล้องกับสมการที่ (4-6) ด้วยเหตุผลดังกล่าว จึงทำให้ผลต่างระหว่างมุมเฟสของ  $v_{Sa}$  กับ  $v_{La}$  มีค่าเท่ากับ 23 องศา แสดงได้ ดังรูปที่ 4-20(ข)



(ก) หลังการชดเชย กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 (ข) หลังการชดเชย กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น

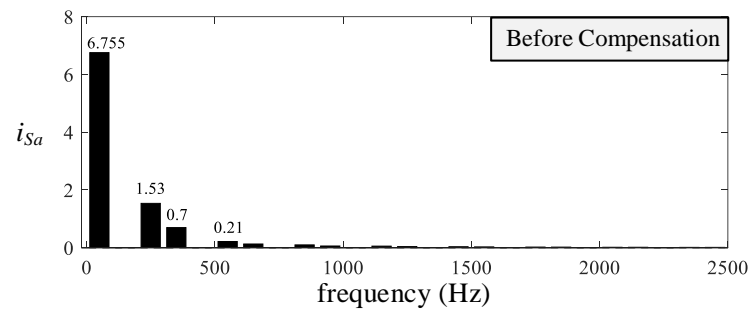
รูปที่ 4-19 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง  $v_{Sa}$  กับ  $i_{Sa}$  กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และ โหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสถานะแรงดันปกติ อัตราส่วน:  $v_{Sa}$  (311.12 V/div)  $i_{Sa}$  (3 A/div)



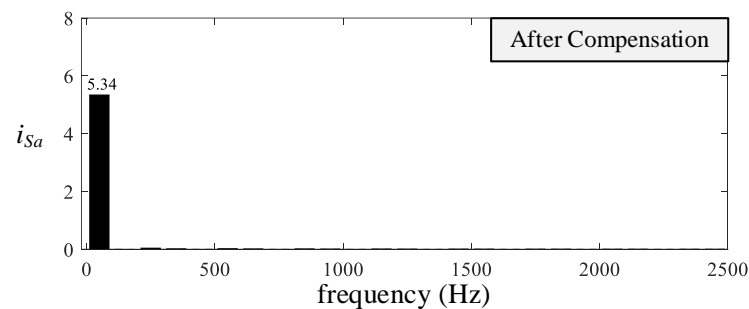
(ก) หลังการชดเชย กรณีโหลดเชิงเส้น Load 2 (ข) หลังการชดเชย กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น

รูปที่ 4-20 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง  $v_{Sa}$  กับ  $v_{La}$  กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และ โหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสถานะแรงดันปกติ

สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายเฟส  $a$  กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในช่วงเวลา 0.5 ถึง 0.7 วินาที ก่อนการชดเชยแสดงได้ดังรูปที่ 4-21(ก) จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ปริมาณ  $i_{Sa}$  ประกอบด้วย องค์ประกอบที่ความถี่ 50 Hz (ความถี่มูลฐาน) โดยมีค่าเท่ากับ 6.755 A และความถี่ฮาร์มอนิกอันดับต่างๆ โดยมีฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 และ 5 เป็นฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญกับระบบที่พิจารณา ภายหลังจากชดเชยแสดงได้ ดังรูปที่ 4-21(ข) จะเห็นได้ว่า ปริมาณ  $i_{Sa}$  ปรากฏเฉพาะที่ความถี่มูลฐานของระบบ โดยมีค่าเท่ากับ 5.34 A



(ก) ก่อนการชดเชย



(ข) หลังการชดเชย

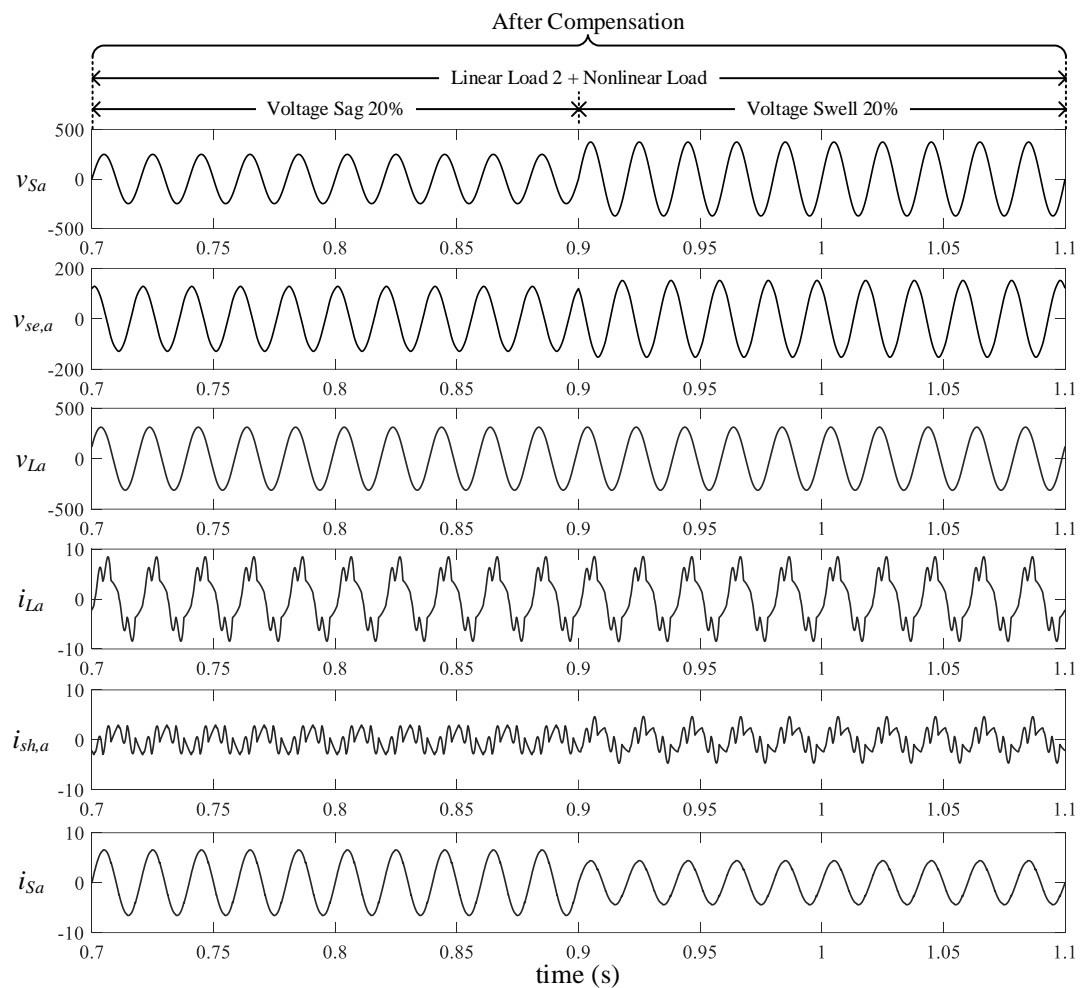
รูปที่ 4-21 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส  $a$  กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และ โหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะแรงดันปกติ

#### 4.5.3 กรณีที่ 3 แรงดันที่แหล่งจ่ายเกิดการเปลี่ยนแปลง

กรณีที่ 3 คือ แรงดันที่แหล่งจ่ายยังคงถูกต่อเข้ากับโหลดเชิงเส้นแบบสมดุล (Load2) ที่มีขนาดกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟ เท่ากับ 1 kW และ 1.5 kVar ตามลำดับ และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น (Load3) ตั้งแต่เวลา 0.7 ถึง 1.1 วินาที แรงดันที่พิจารณาในกรณีที่ 3 กำหนดให้ เกิดแรงดันตกชั่วขณะที่มีขนาด 20% ของแรงดันที่แหล่งจ่ายในสภาวะปกติ ตั้งแต่เวลา 0.7 ถึง 0.9 วินาที และแรงดันเกินชั่วขณะที่มีขนาด 20% ของแรงดันที่แหล่งจ่ายในสภาวะปกติ ตั้งแต่เวลา 0.9 ถึง 1.1 วินาที

ผลการจำลองสถานการณ์การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับกรณีที่ 3 ของเฟส  $a$  แสดงได้ ดังรูปที่ 4-22 สังเกตได้ว่า เมื่อเกิดแรงดันตกชั่วขณะในระบบ ตั้งแต่เวลา 0.7 ถึง 0.9 วินาที วงจร Series APF ทำการป้อน  $v_{se,a}$  เพิ่มขึ้น เพื่อแก้ปัญหาแรงดันตกชั่วขณะ ทำให้ขนาดของ  $v_{La}$  คงที่เท่ากับแรงดันในสภาวะปกติ สำหรับการชดเชยกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟให้กับระบบ วงจร Series APF ยังคงช่วยแบ่งเบาภาระการชดเชยกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟของวงจร Shunt APF เหมือนกับกรณีที่ 2 ในส่วนการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก วงจร Shunt APF จะทำการฉีด  $i_{sh,a}$  เข้าสู่ระบบ เพื่อทำให้รูปสัญญาณ  $i_{sa}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น ซึ่งวัดค่า  $\%THD_{i,av}$  ได้เท่ากับ 0.84 สังเกตได้ว่า ค่า

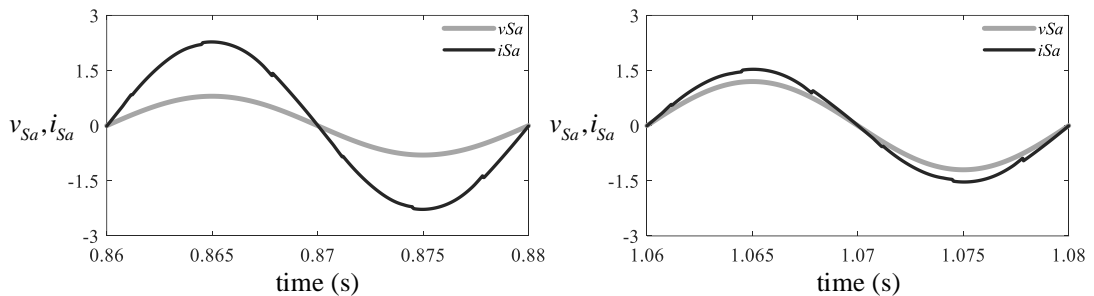
$\%THD_{i_{av}}$  หลังการชดเชยในสภาวะแรงดันตกชั่วขณะ ต่ำกว่าค่า  $\%THD_{i_{av}}$  หลังการชดเชยในสภาวะแรงดันปกติ เนื่องจากขนาดของ  $i_{sa}$  เพิ่มขึ้น เพื่อรักษากำลังไฟฟ้าแอกทีฟของแหล่งจ่ายให้คงที่เท่ากับกำลังไฟฟ้าแอกทีฟของโหลด ภายหลังจากชดเชย พบว่า รูปสัญญาณของ  $v_{sa}$  และ  $i_{sa}$  มีมุมเฟสตรงกัน แสดงได้ ดังรูปที่ 4-23(ก) สามารถตรวจวัดค่า PF ได้เท่ากับ 1 และผลต่างระหว่างมุมเฟสของ  $v_{sa}$  กับ  $v_{La}$  (ด) เท่ากับ 23 องศา แสดงได้ ดังรูปที่ 4-24(ก)



รูปที่ 4-22 ผลการจำลองสถานการณ์การชดเชยแรงดันและกระแส กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะแรงดันตกชั่วขณะและเกินชั่วขณะ

จากนั้น กำหนดให้แรงดันเกินชั่วขณะเกิดขึ้นในระบบ ตั้งแต่เวลา 0.9 ถึง 1.1 วินาที พบว่า วงจร Series APF ทำการป้อน  $v_{se,a}$  เข้าสู่ระบบ เพื่อแก้ปัญหาแรงดันเกินชั่วขณะ ขนาดของ  $v_{La}$  คงที่เท่ากับแรงดันในสภาวะปกติ และวงจร Shunt APF ทำการฉีด  $i_{sh,a}$  เข้าสู่ระบบ เพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ทำให้รูปสัญญาณ  $i_{sa}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น ซึ่งวัดค่า  $\%THD_{i_{av}}$  ได้เท่ากับ

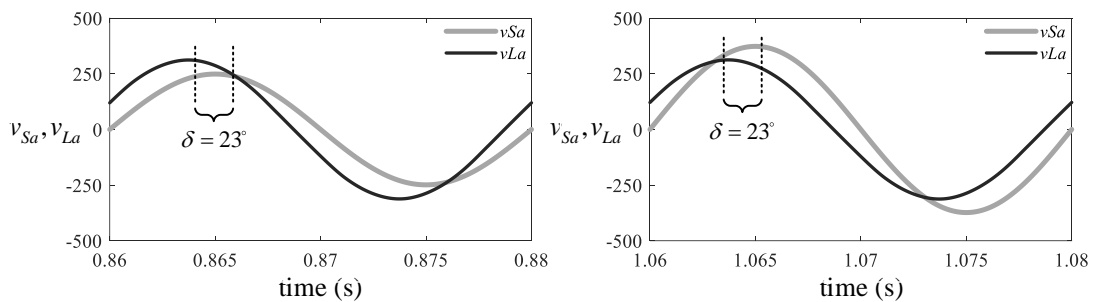
1.53 สังเกตได้ว่า ค่า %THD<sub>i,av</sub> หลังการชดเชยในสภาวะแรงดันเกินชั่วขณะ สูงกว่าค่า %THD<sub>i,av</sub> หลังการชดเชยในสภาวะแรงดันปกติ เนื่องจากขนาดของ  $i_{Sa}$  ลดลง เพื่อรักษากำลังไฟฟ้าแอกทีฟของแหล่งจ่ายให้คงที่ เท่ากับกำลังไฟฟ้าแอกทีฟของโหลด ในส่วนการชดเชยกำลังไฟฟ้านี้ แอกทีฟของระบบ วงจร Series APF และ Shunt APF ยังคงทำหน้าที่เหมือนกับในกรณีที่ 2 ภายหลังจากการชดเชยพบว่า รูปสัญญาณของ  $v_{Sa}$  และ  $i_{Sa}$  มีมุมเฟสตรงกัน แสดงได้ ดังรูปที่ 4-23(ข) สามารถตรวจวัดค่า PF ได้เท่ากับ 1 และผลต่างระหว่างมุมเฟสของ  $v_{Sa}$  กับ  $v_{La}$  เท่ากับ 23 องศา ดังรูปที่ 4-24(ข) สังเกตว่า มุม  $\delta$  ทั้งในสภาวะแรงดันตกชั่วขณะ และแรงดันเกินชั่วขณะ มีขนาดเท่ากัน เนื่องจากค่ากำลังไฟฟ้าของโหลดคงที่ ทำให้มุม  $\delta$  ไม่เกิดการเปลี่ยนแปลง



(ก) หลังการชดเชย สภาวะแรงดันตกชั่วขณะ (ข) หลังการชดเชย สภาวะแรงดันเกินชั่วขณะ

รูปที่ 4-23 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง  $v_{Sa}$  กับ  $i_{Sa}$  กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และ โหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะแรงดันตกชั่วขณะและเกินชั่วขณะ

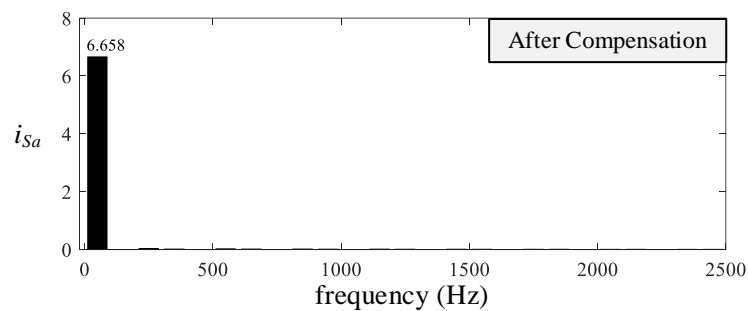
อัตราส่วน:  $v_{Sa}$  (311.12 V/div)  $i_{Sa}$  (3 A/div)



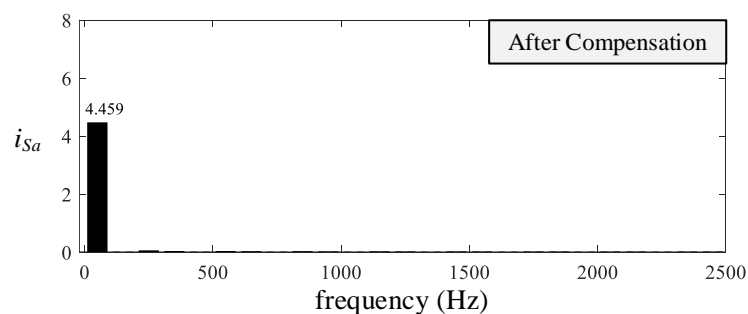
(ก) หลังการชดเชย สภาวะแรงดันตกชั่วขณะ (ข) หลังการชดเชย สภาวะแรงดันเกินชั่วขณะ

รูปที่ 4-24 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง  $v_{Sa}$  กับ  $v_{La}$  กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และ โหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะแรงดันตกชั่วขณะและเกินชั่วขณะ

สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส  $a$  กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันตกชั่วขณะ และแรงดันเกินชั่วขณะ หลังการชดเชยแสดงได้ ดังรูปที่ 4-25 พบว่า ในสภาวะแรงดันตกชั่วขณะ ปริมาณ  $i_{Sa}$  ปรากฏเฉพาะที่ความถี่มูลฐานของระบบ โดยมีค่าเท่ากับ 6.658 A ดังรูปที่ 4-25(ก) และในสภาวะแรงดันเกินชั่วขณะ ปริมาณ  $i_{Sa}$  ปรากฏเฉพาะที่ความถี่มูลฐานของระบบ โดยมีค่าเท่ากับ 4.459 A ดังรูปที่ 4-25(ข)



(ก) หลังการชดเชย สภาวะแรงดันตกชั่วขณะ



(ข) หลังการชดเชย สภาวะแรงดันเกินชั่วขณะ

รูปที่ 4-25 สเปกตรัมของกระแส เฟส  $a$  กรณีโหลดเชิงเส้น Load2 และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในสภาวะแรงดันตกชั่วขณะและเกินชั่วขณะ

ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้วยค่า  $\%THD_{i,av}$  และ PF ทั้งก่อนและภายหลังการชดเชย ในสภาวะใดๆ ของวิธีควบคุมมุมกำลัง สำหรับวงจร UPOC ในระบบสามเฟสสามสายสมดุล แสดงได้ ดังตารางที่ 4-3

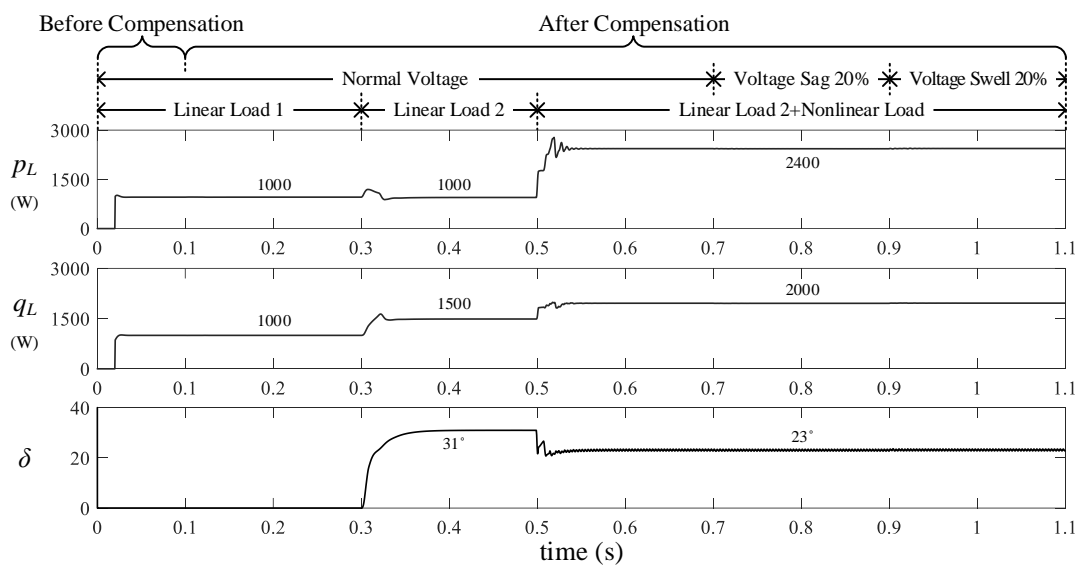
ตารางที่ 4-3 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าของวิธีควบคุมมุ่มกำลัง

สถานะแรงดัน	โหลด	กระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_s$ )			
		ก่อนการชดเชย		ภายหลังการชดเชย	
		%THD <sub>i,av</sub>	PF	%THD <sub>i,av</sub>	PF
แรงดันปกติ	โหลดเชิงเส้น ขนาด 1 kW+j1 kVar	0	0.709	0	1.00
	โหลดเชิงเส้น ขนาด 1 kW+j1.5 kVar	0	0.556	0	1.00
	โหลดเชิงเส้น			1.18	1.00
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	ขนาด 1 kW+j1.5 kVar	25.30	0.761	0.84	1.00
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	กับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น			1.53	1.00

ความสัมพันธ์ระหว่างมุ่ม  $\delta$  กับกำลังไฟฟ้าของโหลดที่พิจารณาในสถานะต่างๆ แสดงได้ ดังรูปที่ 4-26 สังเกตได้ว่า ช่วงแรกตั้งแต่เวลา 0.0 ถึง 0.3 วินาที ค่า  $q_L$  เท่ากับ 1 kVar ซึ่งมีค่าเท่ากับพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF ที่กำหนดไว้ในกรทดสอบนี้ ส่งผลให้มุ่ม  $\delta$  ไม่เกิดการเปลี่ยนแปลง เป็นไปตามหลักการทํางานของวิธี PAC ดังสมการที่ (4-6) ช่วงที่สองตั้งแต่เวลา 0.3 ถึง 0.5 วินาที ค่า  $q_L$  มีการเปลี่ยนแปลงจาก 1 kVar เท่ากับ 1.5 kVar ซึ่งค่า  $q_L$  ที่เพิ่มขึ้น มีค่ามากกว่าพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF ทำให้มุ่ม  $\delta$  เกิดการเปลี่ยนแปลง เท่ากับ 31 องศา และช่วงสุดท้าย ตั้งแต่เวลา 0.5 ถึง 1.1 วินาที ค่า  $p_L$  และ  $q_L$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น เท่ากับ 2.5 kW และ 2 kVar ตามลำดับ ทำให้มุ่ม  $\delta$  เกิดการเปลี่ยนแปลง เท่ากับ 23 องศา ถึงแม้ว่าช่วงเวลาดังกล่าว ระบบอยู่ในสถานะแรงดันปกติ แรงดันตกชั่วขณะ หรือแรงดันเกินชั่วขณะ มุ่ม  $\delta$  ยังคงมีขนาดเท่าเดิม เนื่องจากโหลดไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ในสถานะต่างๆ แสดงได้ ดังรูปที่ 4-27 สำหรับวิเคราะห์ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้า จะถูกพิจารณาอยู่ในเทอมปริมาณที่ความถี่มูลฐาน เพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจ จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่า ช่วงแรกตั้งแต่เวลา 0.0 ถึง 0.5 วินาที ระบบจ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟให้กับโหลด เท่ากับ 1 kW ในสถานะแรงดันปกติ โดยวงจร UPQC จะทำหน้าที่ชดเชยให้กับระบบ ตั้งแต่เวลา 0.1 วินาที เป็นต้นไป ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.3 ถึง 0.5 วินาที ระบบยังคงจ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟให้กับโหลด เท่ากับ 1 kW วงจร Shunt APF จ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟให้กับระบบ ประมาณ 120 W ในขณะเดียวกันวงจร Series APF รับกำลังไฟฟ้าแอกทีฟจากระบบ ประมาณ 120 W เพื่อควบคุมแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่ตามค่าอ้างอิง ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.5 ถึง 0.7 วินาที ค่า  $p_L$  มีการเปลี่ยนแปลง จาก 1 kW เป็น 2.4 kW ทำให้วงจร Shunt APF จ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟให้กับ

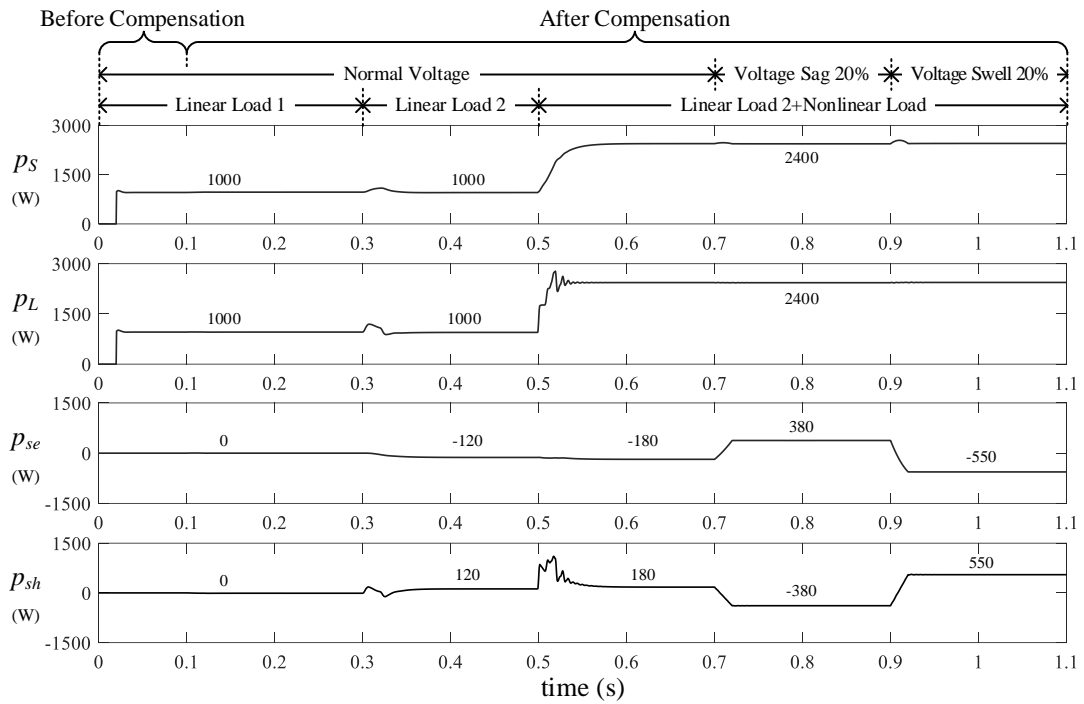
ระบบเพิ่มขึ้น ประมาณ 180 W และวงจร Series APF จะรับกำลังไฟฟ้าแอกทีฟจากระบบเพิ่มขึ้น ประมาณ 180 W เพื่อควบคุมแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่ตามค่าอ้างอิง ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.7 ถึง 0.9 วินาที กำหนดให้เกิดแรงดันตกชั่วขณะ 20% ในระบบ ทำให้วงจร Series APF ต้องจ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟให้กับระบบ เพื่อรักษาแรงดันทางด้านโหลดให้คงที่ตามค่าอ้างอิง การทำงานของวงจร Series APF ในสภาวะดังกล่าว ส่งผลให้แรงดันบัสไฟตรงมีค่าลดลง ดังนั้นวงจร Shunt APF จึงรับกำลังไฟฟ้าแอกทีฟจากระบบ เพื่อควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่ตามค่าอ้างอิง



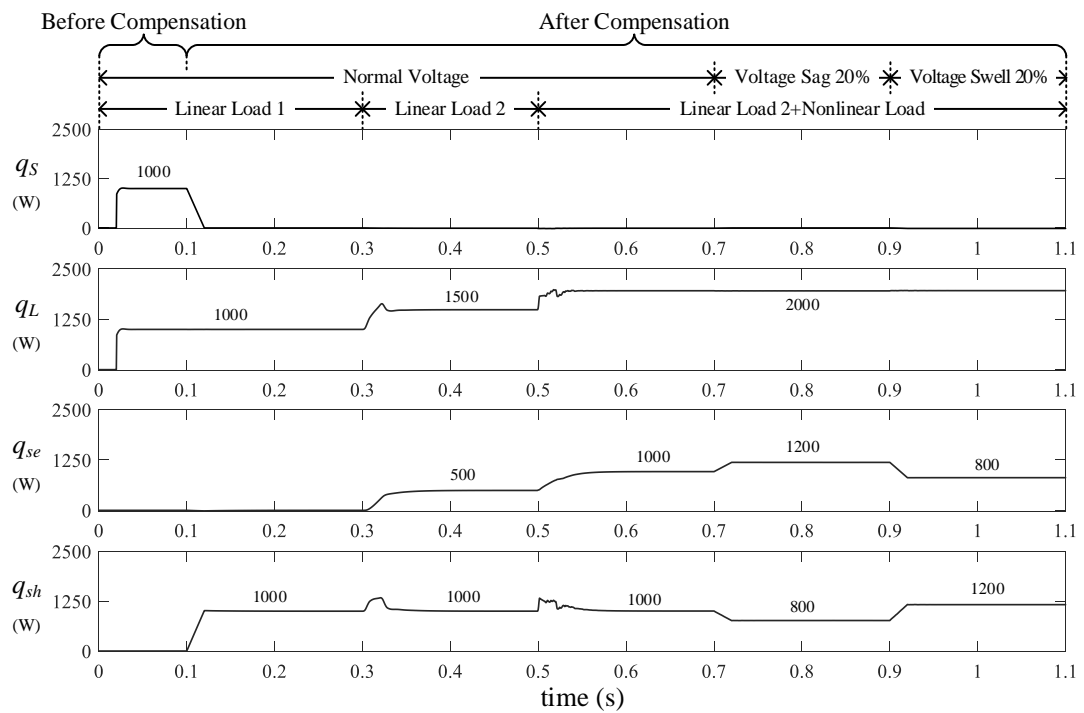
รูปที่ 4-26 ความสัมพันธ์ระหว่างมุม  $\delta$  กับกำลังไฟฟ้าของโหลด ในสภาวะต่างๆ

ช่วงสุดท้ายตั้งแต่เวลา 0.9 ถึง 1.1 วินาที กำหนดให้เกิดแรงดันเกินชั่วขณะ 20% ในระบบ เพื่อชดเชยปัญหาดังกล่าว วงจร Series APF จึงรับกำลังไฟฟ้าแอกทีฟจากระบบ เพื่อควบคุมแรงดันทางด้านโหลดให้คงที่ตามค่าอ้างอิง การทำงานของวงจร Series APF ในสภาวะดังกล่าว ส่งผลให้แรงดันบัสไฟตรงมีค่าเพิ่มขึ้น ด้วยเหตุนี้ วงจร Shunt APF จึงต้องจ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟกลับเข้าระบบ เพื่อควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่ตามค่าอ้างอิง หากไม่พิจารณากำลังสูญเสียในระบบ กำลังไฟฟ้าแอกทีฟของวงจร Series APF และ Shunt APF จะมีค่าใกล้เคียงกัน แม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลง





รูปที่ 4-27 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ในสภาวะต่างๆ



รูปที่ 4-28 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ ในสภาวะต่างๆ

สำหรับทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ ในสถานะต่างๆ แสดงได้ ดังรูปที่ 4-28 สังเกตได้ว่า ก่อนการชดเชย ตั้งแต่เวลา 0.0 ถึง 0.1 วินาที ระบบจ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้กับโหลด เท่ากับ 1 kVar ภายหลังจากการชดเชย ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.1 ถึง 0.3 วินาที วงจร Shunt APF ทำหน้าที่แทนแหล่งจ่ายด้วยการจ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้ระบบ เท่ากับ 1 kVar ทำให้ค่า  $q_s$  เท่ากับ ศูนย์ ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.3 ถึง 0.5 วินาที ค่า  $q_L$  มีการเปลี่ยนแปลงจาก 1 kVar เป็น 1.5 kVar ซึ่งกำลังไฟฟ้าดังกล่าวมีค่าสูงกว่าพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF ที่กำหนดไว้ ทำให้วงจร Series APF ช่วยจ่ายชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟในส่วนที่เหลือ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.5 kVar

ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.5 ถึง 0.7 วินาที ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟของโหลดมีการเปลี่ยนแปลงจาก 1.5 kVar เป็น 2 kVar ทำให้วงจร Series APF ต้องจ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟเพิ่มขึ้น เท่ากับ 1 kVar ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.7 ถึง 0.9 วินาที เกิดแรงดันตกชั่วขณะในระบบ วงจร Series APF ยังคงช่วยแบ่งเบาภาระการจ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของวงจร Shunt APF สังเกตได้ว่า ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของวงจร Series APF เพิ่มขึ้น เนื่องจากกระแสของแหล่งจ่ายมีค่าเพิ่มขึ้น ในขณะที่ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของโหลดคงที่ ทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าของรีแอกทีฟของวงจร Shunt APF ลดลง และช่วงสุดท้ายตั้งแต่เวลา 0.9 ถึง 1.1 วินาที เกิดแรงดันเกินชั่วขณะในระบบ พบว่า ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของวงจร Series APF ลดลง ตามค่ากระแสของแหล่งจ่าย โดยที่ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของโหลดคงที่ ทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าของรีแอกทีฟของวงจร Shunt APF เพิ่มขึ้น

#### 4.6 การปรับปรุงสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีควบคุมมุมกำลังร่วมกับการวิเคราะห์แบบวิธีฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน

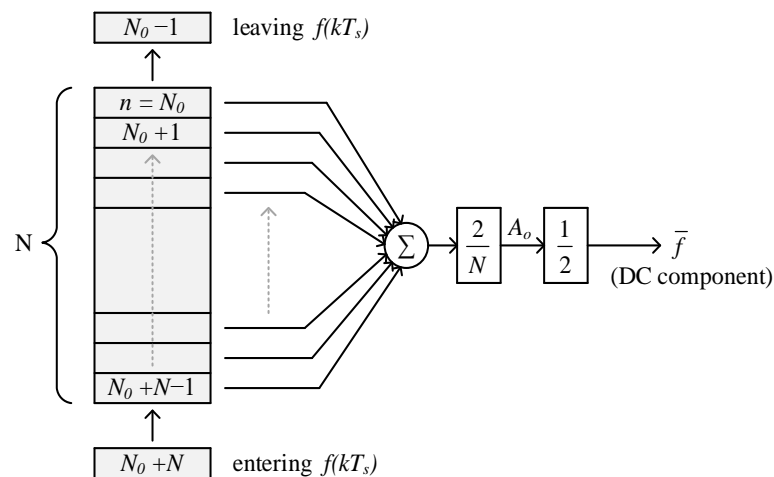
การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีควบคุมมุมกำลังที่นำเสนอในข้างต้น มีข้อจำกัดในการเลือกค่าความถี่ตัดของวงจรกรองผ่านต่ำให้เหมาะสมกับระบบที่พิจารณา หากเลือกค่าความถี่ตัดที่ไม่เหมาะสม จะทำให้การแยกค่าปริมาณทางไฟฟ้าสัญญาณตรงออกจากค่าปริมาณทางไฟฟ้าสัญญาณสลับมีความคลาดเคลื่อนไปจากค่าอ้างอิงที่ควรจะเป็น เมื่อค่าอ้างอิงไม่ถูกต้อง จะส่งผลเสียต่อสมรรถนะการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าในระบบ ด้วยเหตุนี้ การวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน (Sliding Window Fourier Analysis: SWFA) จึงถูกนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PAC จุดเด่นของวิธี SWFA คือ การคำนวณค่าปริมาณทางไฟฟ้าสัญญาณกระแสตรงมีความแม่นยำกว่าวงจรกรองผ่านต่ำ และมีความอ่อนตัว สามารถปรับใช้กับระบบใดๆ ได้ง่ายกว่าวงจรกรองผ่านต่ำ

### 4.6.1 หลักการวิธีฟูรีเยร์ในส่วนของวงจรกรองความถี่

การแยกค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานออกจากค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SWFA [14] วิธีดังกล่าวมีแนวคิดจากการพิจารณาค่าปริมาณทางไฟฟ้าเป็นสัญญาณรายคาบ ( $f(kT_s)$ ) ซึ่งอธิบายได้ด้วยสมการของอนุกรมฟูรีเยร์ ดังสมการที่ (4-32) สังเกตได้ว่าสมการดังกล่าวมีองค์ประกอบสองเทอม คือ ค่าปริมาณทางไฟฟ้าสัญญาณตรง ( $\bar{f}$ ) และค่าปริมาณทางไฟฟ้าสัญญาณสลับ ( $\tilde{f}(kT_s)$ ) โดยที่ค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานจะมีลักษณะเป็นสัญญาณตรง และค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์มอนิกจะมีลักษณะเป็นสัญญาณสลับ

$$f(kT_s) = \frac{\bar{f}}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \{A_h \cos(\omega_h kT) + B_h \sin(\omega_h kT)\} \quad (4-32)$$

การคำนวณค่า  $\bar{f}$  ด้วยวิธี SWFA แสดงแผนภาพได้ ดังรูปที่ 4-29 กระบวนการคำนวณของวิธี SWFA เริ่มต้นจากการเก็บค่าปริมาณทางไฟฟ้ามาหนึ่งคาบ ( $T_s$ ) ซึ่งมีจำนวนข้อมูล  $N$  จุด เพื่อคำนวณค่า  $\bar{f}$  ดังสมการที่ (4-33) โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์  $A_0$  คำนวณได้จากสมการที่ (4-34) รอบถัดไปจะทำการดึงค่า  $N_0$  ออกจากชุดข้อมูล  $N$  เป็น  $N_0 - 1$  ในขณะเดียวกันจะรับข้อมูล  $N_0 + N$  จากชุดข้อมูล  $f(kT_s)$  ค่าใหม่มาอยู่ในชุดข้อมูล  $N$  เป็น  $N_0 + N - 1$  เพื่อคำนวณค่าสัมประสิทธิ์  $A_0$  ค่าใหม่เป็น  $A_0^{(new)}$  ดังสมการที่ (4-35) โดยที่  $A_0^{(old)}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการคำนวณในรอบก่อนหน้า ซึ่งส่งผลให้การรับค่า  $f(kT_s)$  ในแต่ละครั้งจะได้ข้อมูล  $\bar{f}$  ใหม่เสมอ รูปแบบการคำนวณในลักษณะข้างต้นนี้ จะได้ค่า  $\bar{f}$  สำหรับใช้ในกระบวนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกต่อไป



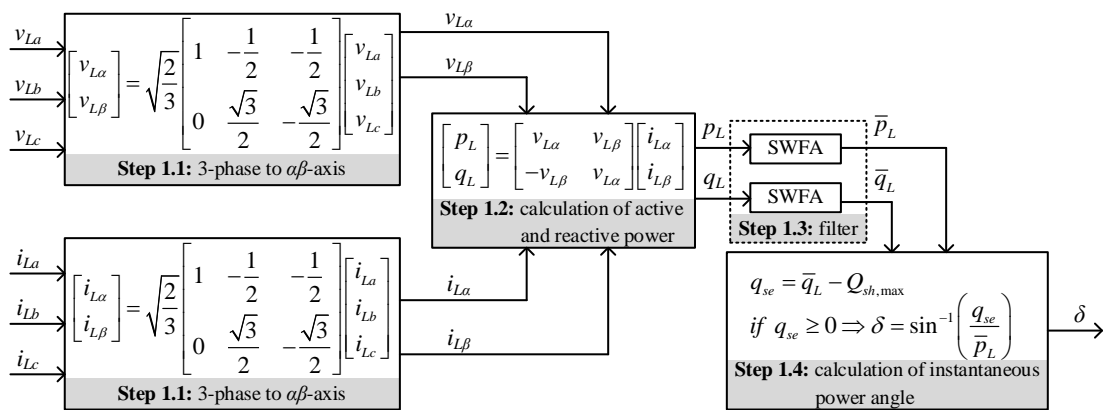
รูปที่ 4-29 การคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ และค่าทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน

$$\bar{f} = \frac{A_0}{2} \tag{4-33}$$

$$A_0 = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} f(kT_s) \tag{4-34}$$

$$A_0^{(new)} = A_0^{(old)} - \frac{2}{N} \cdot f[(N_0 - 1)T_s] + \frac{2}{N} \cdot f[(N_0 + N)T_s] \tag{4-35}$$

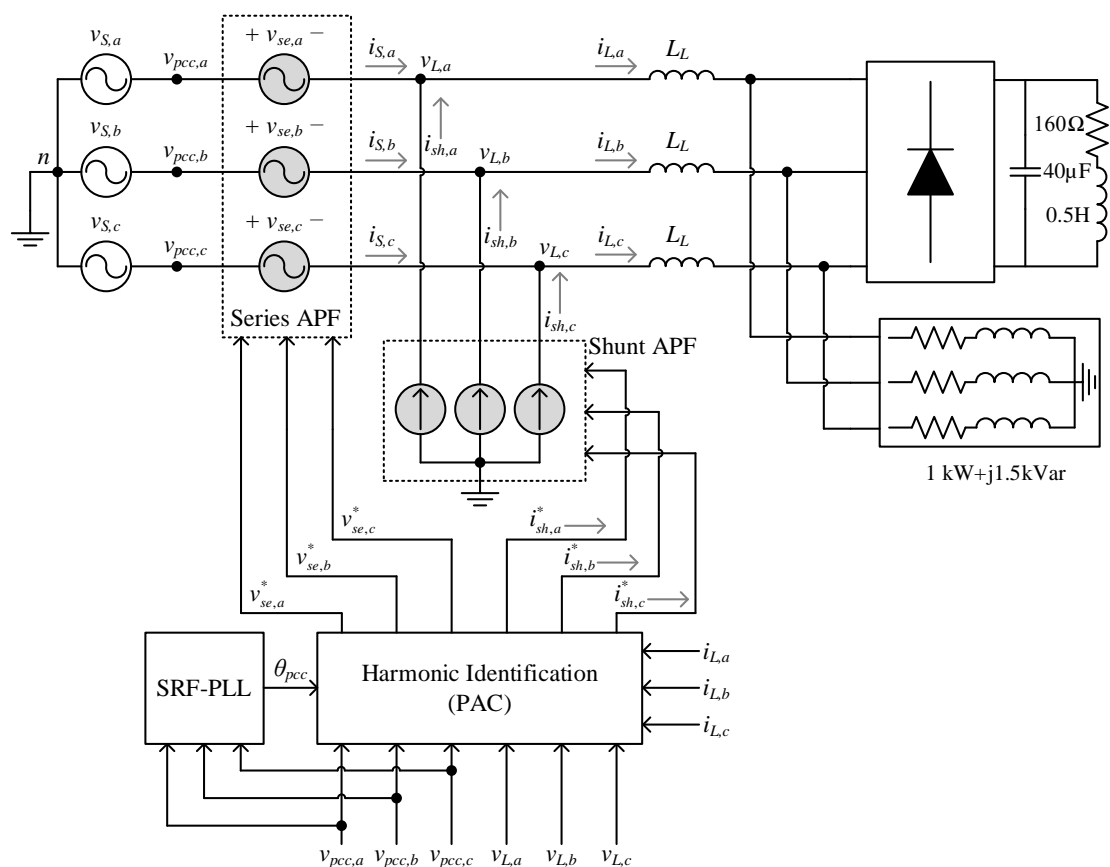
การประยุกต์ใช้อัลกอริทึม SWFA เพื่อเพิ่มสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก วิธี PAC มีขั้นตอนแสดงได้ ดังรูปที่ 4-30 จากรูปดังกล่าว บล็อก Filter ในขั้นตอนที่ 1.3 มีการใช้อัลกอริทึม SWFA เพื่อคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟสัญญาณตรง ( $\bar{p}_L$ ) และค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟสัญญาณตรง ( $\bar{q}_L$ ) แทนการใช้วงจร LPF ซึ่งค่าดังกล่าวจะถูกนำไปคำนวณหามุม  $\delta$  เพื่อคำนวณค่าแรงดันชดเชยอ้างอิง ซึ่งอธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.5.2 นอกจากนี้ค่า  $\bar{p}_L$  และ  $\bar{q}_L$  ที่ได้ขั้นตอนดังกล่าว ยังถูกนำไปคำนวณหาค่ากระแสชดเชยอ้างอิง ซึ่งอธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.5.3 สังเกตได้ว่า ค่า  $\bar{p}_L$  และ  $\bar{q}_L$  เป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก



รูปที่ 4-30 บล็อกไดอะแกรมการคำนวณค่า  $\delta$  ด้วยวิธี PAC ร่วมกับวิธี SWFA

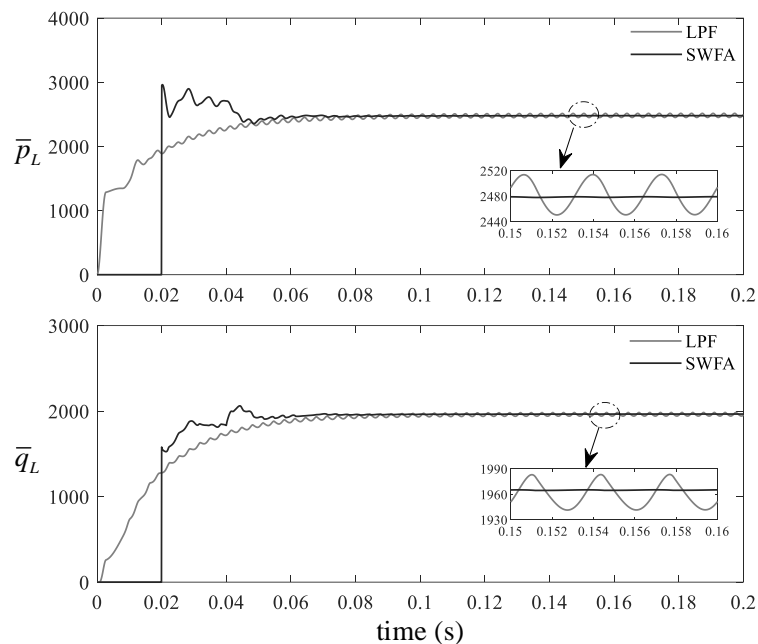
#### 4.6.2 การเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกระหว่างวิธี PAC ดั้งเดิม กับวิธี PAC แบบใหม่

การทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกระหว่างวิธี PAC ดั้งเดิม (กรณีใช้ วงจร LPF) กับวิธี PAC แบบใหม่ (กรณีใช้วิธี SWFA) มีวัตถุประสงค์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของ วงจร LPF อันตบหนึ่งที่มีค่าความถี่ตัด เท่ากับ 10 Hz กับวิธี SWFA ผู้วิจัยได้จำลองสถานการณ์โดย เลือกใช้แหล่งจ่ายแรงดันและกระแสในอุดมคติ แทนวงจร Series APF และ Shunt APF ตามลำดับ เพื่อลดผลกระทบจากระบบควบคุมแรงดันชดเชย กระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรง ทดสอบกับ โหลดเชิงเส้นแบบสมดุลง ซึ่ง เป็นโหลดตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทาน และตัวเหนี่ยวนำ ขนานกับตัวเก็บประจุ โครงสร้าง ของระบบที่พิจารณา แสดงได้ ดังรูปที่ 4-31



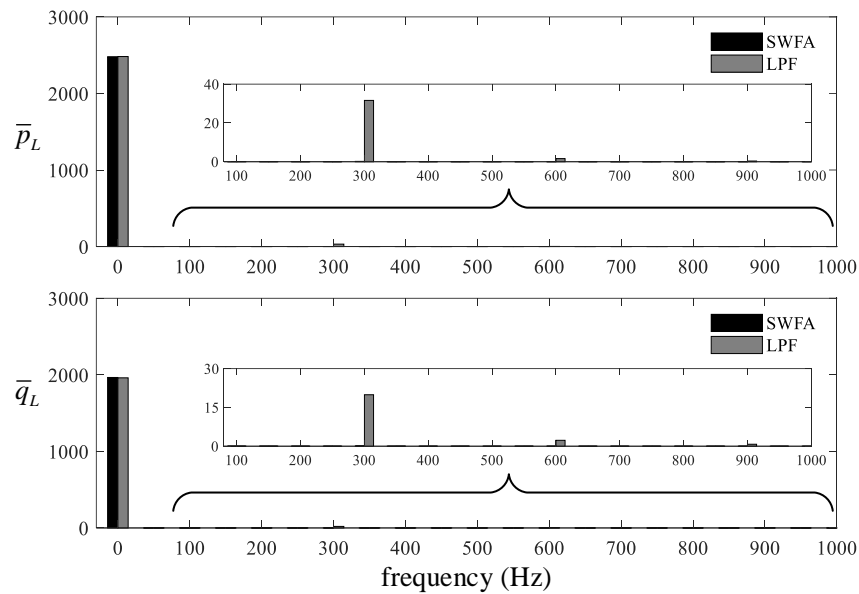
รูปที่ 4-31 ระบบจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก ระหว่างวิธี PAC ดั้งเดิม กับวิธี PAC แบบใหม่

รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้าก่อนเข้าสู่กระบวนการแยกสัญญาณตรงออกจากสัญญาณสลับ แสดงได้ ดังรูปที่ 4-7 จากรูปดังกล่าว เห็นได้ว่า กำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟจะประกอบด้วยเทอมสัญญาณตรงกับเทอมสัญญาณสลับ หลังเข้าสู่กระบวนการแยกสัญญาณดังกล่าว แสดงได้ ดังรูปที่ 4-32 พบว่า กรณีใช้วิธี SWFA จะให้ผลตอบสนองของสัญญาณที่รวดเร็วกว่า หลังจากเก็บข้อมูลช่วงคาบแรกเสร็จ โดยใช้เวลารับข้อมูลเท่ากับ 0.02 วินาที และเมื่อเข้าสู่สภาวะคงตัว ค่า  $\bar{p}_L$  และ  $\bar{q}_L$  มีค่าคงที่ ประมาณ 2480 W และ 1960 Var ตามลำดับ ส่วนกรณีใช้วงจร LPF เมื่อเข้าสู่สภาวะคงตัว ค่า  $\bar{p}_L$  มีการแกว่งไกวอยู่ในช่วงประมาณ 2440 ถึง 2520 W และค่า  $\bar{q}_L$  มีการแกว่งไกวอยู่ในช่วงประมาณ 1930 ถึง 1960 Var

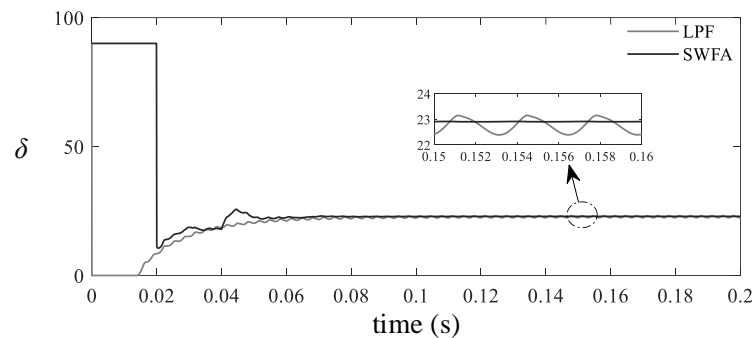


รูปที่ 4-32 รูปสัญญาณกำลังไฟฟ้ากระแสตรง กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA

เมื่อพิจารณาสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าสัญญาณตรง กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA ในช่วง 0 ถึง 1000 Hz ดังรูปที่ 4-33 จากรูปดังกล่าว เห็นได้ว่า กรณีใช้วิธี SWFA ค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏเฉพาะเทอมปริมาณที่ความถี่ 0 Hz และกรณีใช้วงจร LPF ค่ากำลังไฟฟ้าจะปรากฏที่ความถี่ 0 300 และ 600 Hz

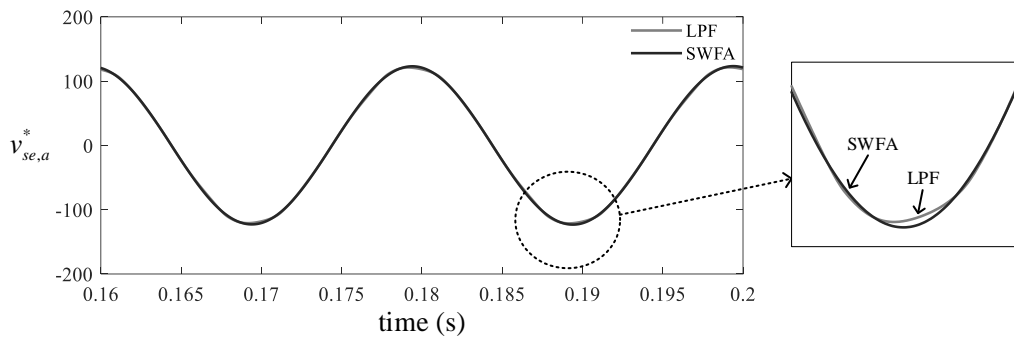


รูปที่ 4-33 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้ากระแสตรง กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA

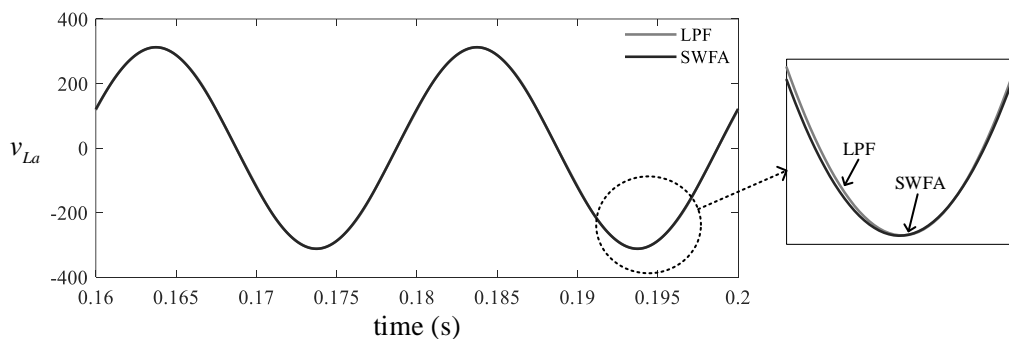


รูปที่ 4-34 รูปสัญญาณมุมกำลัง กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA

รูปสัญญาณมุมกำลังที่ได้จากกระบวนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมมุมกำลัง แสดงได้ ดังรูปที่ 4-34 พบว่า ผลการแกว่งไกวของกำลังไฟฟ้าในช่วงสภาวะคงตัว กรณีใช้วงจร LPF ทำให้มุมกำลังมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ซึ่งส่งผลกระทบต่อค่าแรงดันขดเซยอ้างอิง ทำให้สัญญาณแรงดันขดเซยอ้างอิงมีลักษณะผิดเพี้ยน แสดงได้ ดังรูปที่ 4-35 กรณีใช้วิธี SWFA มุมกำลังจะมีลักษณะคงที่ ทำให้การคำนวณค่าแรงดันขดเซยอ้างอิงมีความแม่นยำมากกว่า สำหรับการชดเชยแรงดันทางด้านโหลด อาศัยความสัมพันธ์ในสมการที่ (3-2) รูปสัญญาณแรงดันทางด้านโหลดภายหลังการชดเชย แสดงได้ ดังรูปที่ 4-36 เห็นได้ว่า รูปสัญญาณ  $v_L$  กรณีใช้วิธี SWFA มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากกว่ากรณีใช้วงจร LPF



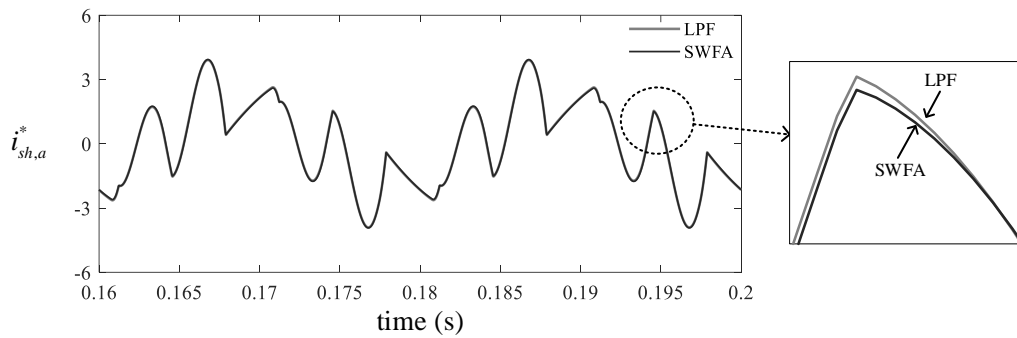
รูปที่ 4-35 รูปสัญญาณแรงดันขดเซยอ้างอิง เฟส  $a$  กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA



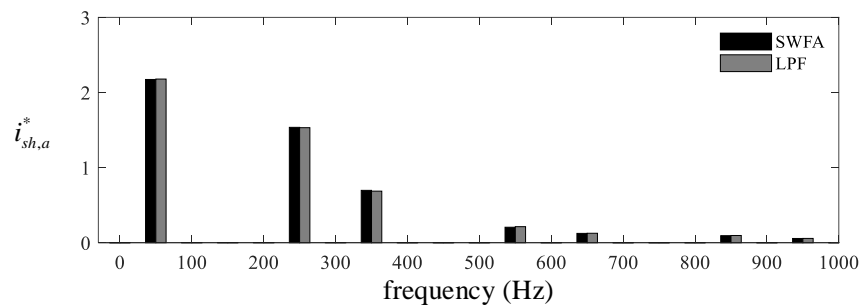
รูปที่ 4-36 รูปสัญญาณแรงดันที่โหลด เฟส  $a$  กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA

ผลลัพธ์ที่ได้จากการแยกค่ากำลังไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานออกจากค่ากำลังไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์มอนิก ถูกนำไปคำนวณหาค่ากระแสขดเซยอ้างอิงด้วยวิธีคำนวณกระแสขดเซยโดยทางอ้อม ซึ่งอยู่ในกระบวนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมกำลัง รูปสัญญาณกระแสขดเซยอ้างอิงที่ได้จากวิธีดังกล่าว แสดงได้ ดังรูปที่ 4-37 สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณกระแสขดเซยอ้างอิงทั้งสองกรณีมีความคล้ายคลึงกัน แต่จะมีความแตกต่างในช่วงสัญญาณที่มีความชันสูง และเมื่อพิจารณาสเปกตรัมของสัญญาณกระแสขดเซยอ้างอิงแสดงได้ ดังรูปที่ 4-38 จะเห็นได้ว่า สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงที่แหล่งจ่าย ทั้งสองกรณี ประกอบด้วยปริมาณกระแสที่มูลฐาน และปริมาณกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิกต่างๆ สำหรับการกำจัดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบที่พิจารณา





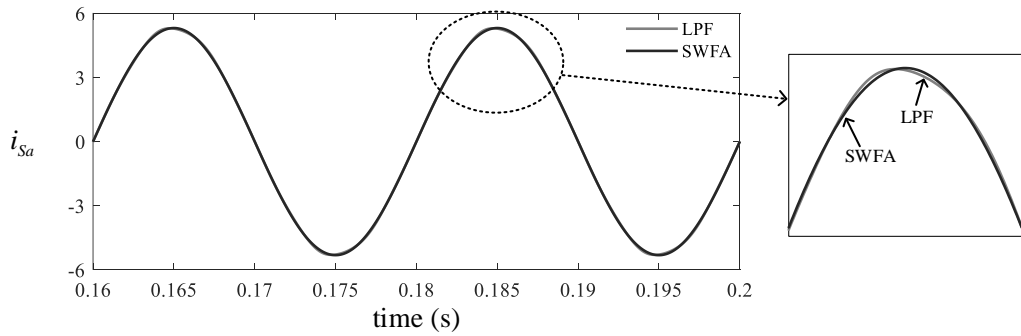
รูปที่ 4-37 รูปสัญญาณกระแสชดเชยอ้างอิง เฟส  $a$  กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA



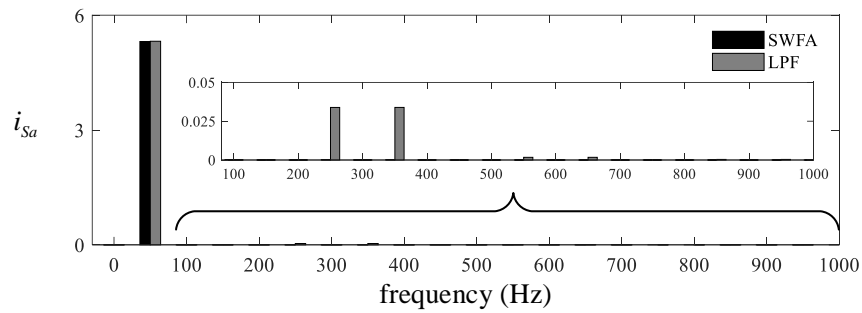
รูปที่ 4-38 สเปกตรัมของกระแสชดเชยอ้างอิง เฟส  $a$  กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA

สำหรับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบ อาศัยความสัมพันธ์ในสมการที่ (3-7) รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายหลังการชดเชยแสดงได้ ดังรูปที่ 4-39 พบว่า กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายมีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยมีค่า  $\%THD_{i,av}$  เท่ากับ 1.62 และ 0 ตามลำดับ ซึ่งสเปกตรัมของกระแสดังกล่าว แสดงได้ ดังรูปที่ 4-40 เห็นได้ว่า กรณีใช้วิธี SWFA จะปรากฏเฉพาะปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานอย่างเดียว ส่วนกรณีใช้วงจร LPF ปริมาณของกระแสที่แหล่งจ่าย จะปรากฏที่ความถี่ 250 และ 350 Hz

ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกระหว่างวิธี PAC ดั้งเดิม กับวิธี PAC แบบใหม่ ในสถานะต่างๆ แสดงได้ ดังตารางที่ 4-4 จากตารางดังกล่าว วิธี PAC แบบใหม่ ให้ผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกดีกว่าวิธี PAC ดั้งเดิม แม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายจะมีการเปลี่ยนแปลง ส่วนการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ทั้งสองวิธี สามารถชดเชยค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเท่ากับหนึ่ง



รูปที่ 4-39 รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส a หลังการชดเชย กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA



รูปที่ 4-40 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส a กรณีใช้วงจร LPF และวิธี SWFA

ตารางที่ 4-4 การเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก

วิธีการระบุ เอกลักษณ์ ฮาร์มอนิก ด้วยวิธี PAC	กรณี	ค่า %THD ของกระแสที่แหล่งจ่าย				PF
		เฟส a	เฟส b	เฟส c	เฉลี่ย	
		ก่อนการชดเชย				
		25.09	25.09	25.09	25.09	0.7609
ภายหลังการชดเชย						
ดั้งเดิม	แรงดันปกติ	0.9	0.9	0.9	0.9	1
แบบใหม่		0	0	0	0	1
ดั้งเดิม	แรงดันตกชั่วขณะ 20%	0.9	0.9	0.9	0.9	1
แบบใหม่		0	0	0	0	1
ดั้งเดิม	แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	0.9	0.9	0.9	0.9	1
แบบใหม่		0	0	0	0	1

#### 4.7 บทสรุป

บทนี้ได้นำเสนอหลักการของการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC สำหรับวงจร UPQC ในระบบสามเฟสสามสายสมดุล จุดเด่นของวิธีนี้ คือ การออกแบบให้มีการแบ่งจ่ายการชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟระหว่างวงจร Shunt APF และ Series APF เพื่อช่วยลดพิกัดกำลังของวงจร UPQC และเพิ่มความคุ้มค่าในการใช้งานของวงจร Series APF นอกจากนี้ วิธี PAC ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับวิธี UPQC-S เพื่อแก้ปัญหาแรงดันตกชั่วขณะ และแรงดันเกินชั่วขณะ จุดเด่นของวิธี UPQC-S คือ วงจร Series APF สามารถทำหน้าที่ชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟ พร้อมกับชดเชยแรงดันตกชั่วขณะ และแรงดันเกินชั่วขณะ จึงทำให้วงจร UPQC มีความคุ้มค่าในการใช้งานเพิ่มขึ้น จากผลการจำลองสถานการณ์ ยืนยันได้ว่า วิธี PAC สามารถแก้ปัญหากระแสฮาร์มอนิก แรงดันตกชั่วขณะ แรงดันเกินชั่วขณะ รวมทั้งปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ให้กับระบบได้อย่างต่อเนื่อง นอกจากนี้ยังได้ปรับปรุงสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์วิธี PAC เนื่องจากวิธีดังกล่าวมีข้อจำกัดในเรื่องการเลือกค่าความถี่ตัดของวงจร LPF ให้เหมาะสมกับระบบที่พิจารณา ซึ่งค่าดังกล่าวจะส่งผลกระทบต่อความแม่นยำในการระบุเอกลักษณ์ และความเร็วในการตอบสนอง ปัญหาดังกล่าวได้ถูกแก้ไขโดยการใช้วิธี SWFA แทนการใช้วงจร LPF เนื่องจากวิธี SWFA มีความแม่นยำสูงในการแยกปริมาณที่ความถี่มูลฐานออกจากปริมาณที่ความถี่ฮาร์มอนิก ความเร็วในการตอบสนองที่ดี และสามารถนำไปใช้งานกับระบบอื่น ๆ ได้ง่ายกว่า ข้อจำกัดของวิธี SWFA มีเพียงเรื่องเวลาในการเก็บข้อมูลสำหรับการคำนวณในช่วงคาบแรกเท่านั้น จากผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ระหว่างวิธี PAC ดั้งเดิม และวิธี PAC แบบใหม่ ยืนยันได้ว่า วิธี PAC แบบใหม่ ให้ผลการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกดีกว่า และยังสามารถชดเชยค่าตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงเท่ากับหนึ่ง แม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลง

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในบทที่ 4 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมมุมกำลังสำหรับวงจร UPQC ในระบบสามเฟสสามสายสมดุล ได้รับการตีพิมพ์ ดังนี้

- [1] นิพิชัญ กิมแก้ว และ พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, “การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการควบคุมมุมกำลังสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 42 (EECON-42), มหาวิทยาลัยมหิดล, 30 ตุลาคม – 1 พฤศจิกายน 2562, หน้า 193-196

## บทที่ 5

### แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการออกแบบสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพไฟฟ้ารวม ในระบบสามเฟสสามสายสมดุล

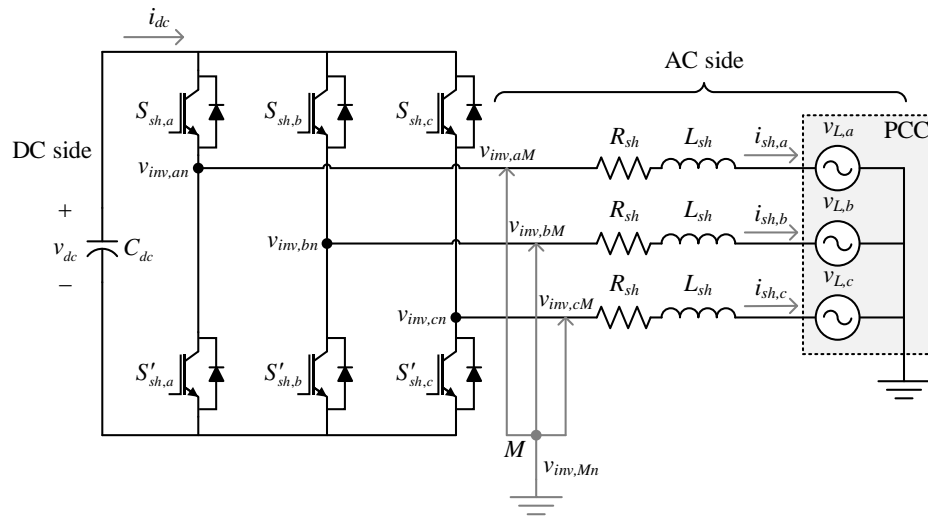
#### 5.1 บทนำ

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร UPQC มีวัตถุประสงค์หลักเพื่อออกแบบโครงสร้างของระบบควบคุมแรงดันชดเชย กระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจร UPQC จากบทที่ 3 ได้นำเสนอโครงสร้างของวงจร UPQC พบว่า โครงสร้างของวงจร UPQC ประกอบด้วยวงจร Series APF และ Shunt APF ด้วยเหตุนี้ การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร UPQC จึงแยกพิจารณาหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในส่วนของวงจร Series APF และ Shunt APF สำหรับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF จากงานวิจัยในอดีตที่ผ่านมา พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์ [48] ได้นำเสนอการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF บนแกนสามเฟสและแกนดีคิว รวมไปถึงการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง ดังนั้นในบทนี้จึงเป็นการศึกษาทบทวนและทำความเข้าใจเกี่ยวกับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF รวมถึงการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองดังกล่าว ส่วนการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF เนื้อหาในบทนี้ได้นำเสนอการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF บนแกนสามเฟสและแกนดีคิว รวมถึงการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองดังกล่าว โดยอาศัยหลักการเดียวกับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF

#### 5.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

##### 5.2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนสามเฟส

การวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF มีลักษณะโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน เชื่อมต่อกับระบบที่จุด PCC แสดงได้ ดังรูปที่ 5-1 เมื่อพิจารณาทางด้านเอซี (AC Side) ของวงจร Shunt APF เชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายแรงดันสามเฟสที่จุด PCC ผ่านตัวต้านทาน ( $R_{sh}$ ) และตัวเหนี่ยวนำ ( $L_{sh}$ ) ตามลำดับ กำหนดให้วงจรอินเวอร์เตอร์ฉีดกระแสชดเชย ( $i_{sh}$ ) ไหลออกจากแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ ( $v_{inv}$ ) ไปยังแรงดันที่จุด PCC ซึ่งก็คือ แรงดันทางด้านโหลด ( $v_L$ ) ส่วนทางด้านดีซี (DC Side) พบว่า ตัวเก็บประจุ ( $C_{dc}$ ) ทำหน้าที่เก็บสะสมพลังงาน เพื่อใช้สำหรับการฉีดกระแสชดเชย ดังนั้นแรงดันบัลไฟตรง ( $v_{dc}$ ) ที่ตกคร่อม  $C_{dc}$  จะต้องควบคุมให้ได้จุดทำงานที่เหมาะสม



รูปที่ 5-1 โครงสร้างวงจร Shunt APF สำหรับระบบสามเฟสสามสาย

จากรูปที่ 5-1 การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF เริ่มต้นพิจารณาทางด้านเอซีด้วยกฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff Voltage Law: KVL) เพื่อหาสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยได้ ดังสมการที่ (5-1) ถึง (5-3) ตามลำดับ

$$v_{inv,an} = L_{sh} \frac{di_{sh,a}}{dt} + R_{sh} i_{sh,a} + v_{L,a} \quad (5-1)$$

$$v_{inv,bn} = L_{sh} \frac{di_{sh,b}}{dt} + R_{sh} i_{sh,b} + v_{L,b} \quad (5-2)$$

$$v_{inv,cn} = L_{sh} \frac{di_{sh,c}}{dt} + R_{sh} i_{sh,c} + v_{L,c} \quad (5-3)$$

โดยที่  $v_{inv,an} = v_{inv,aM} + v_{inv,Mn}$ ,  $v_{inv,bn} = v_{inv,bM} + v_{inv,Mn}$  และ

$$v_{inv,cn} = v_{inv,cM} + v_{inv,Mn}$$

ดำเนินการแทนค่า  $v_{inv,an}$ ,  $v_{inv,bn}$  และ  $v_{inv,cn}$  ลงในสมการที่ (5-1) ถึง (5-3) และจัดเทอมสมการดังกล่าวให้อยู่ในรูปของสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยได้ ดังสมการที่ (5-4) ถึง (5-6) ตามลำดับ

$$\frac{di_{sh,a}}{dt} = -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} i_{sh,a} + \frac{1}{L_{sh}} (v_{inv,aM} + v_{inv,Mn}) - \frac{1}{L_{sh}} v_{L,a} \quad (5-4)$$

$$\frac{di_{sh,b}}{dt} = -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} i_{sh,b} + \frac{1}{L_{sh}} (v_{inv,bM} + v_{inv,Mn}) - \frac{1}{L_{sh}} v_{L,b} \quad (5-5)$$

$$\frac{di_{sh,c}}{dt} = -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} i_{sh,c} + \frac{1}{L_{sh}} (v_{inv,cM} + v_{inv,Mn}) - \frac{1}{L_{sh}} v_{L,c} \quad (5-6)$$

เนื่องจากระบบไฟฟ้าที่พิจารณาคือเป็นระบบสามเฟสสามสายสมดุล จึงส่งผลรวมของกระแสชดเชยและแรงดันที่จุด PCC ทั้งสามเฟส มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังสมการที่ (5-7) และ (5-8) ตามลำดับ

$$i_{sh,a} + i_{sh,b} + i_{sh,c} = 0 \quad (5-7)$$

$$v_{L,a} + v_{L,b} + v_{L,c} = 0 \quad (5-8)$$

จากความสัมพันธ์ดังกล่าว ทำให้ผลรวมค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจร Shunt APF มีค่าเท่ากับศูนย์เช่นกัน ดังสมการที่ (5-9) และดำเนินการจัดเทอมสมการใหม่ให้อยู่ในรูปของตัวแปร  $v_{inv,Mn}$  ได้ดังสมการที่ (5-10)

$$v_{inv,aM} + v_{inv,bM} + v_{inv,cM} + 3v_{inv,Mn} = 0 \quad (5-9)$$

$$v_{inv,Mn} = -\frac{1}{3} (v_{inv,aM} + v_{inv,bM} + v_{inv,cM}) = -\frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} v_{inv,jM} \quad (5-10)$$

ดำเนินการแทนสมการที่ (5-10) ลงในสมการที่ (5-4) ถึง (5-6) ได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (5-11) ถึง (5-13) ตามลำดับ

$$\frac{di_{sh,a}}{dt} = -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} i_{sh,a} + \frac{1}{L_{sh}} \left( v_{inv,aM} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} v_{inv,jM} \right) - \frac{1}{L_{sh}} v_{L,a} \quad (5-11)$$

$$\frac{di_{sh,b}}{dt} = -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} i_{sh,b} + \frac{1}{L_{sh}} \left( v_{inv,bM} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} v_{inv,jM} \right) - \frac{1}{L_{sh}} v_{L,b} \quad (5-12)$$

$$\frac{di_{sh,c}}{dt} = -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} i_{sh,c} + \frac{1}{L_{sh}} \left( v_{inv,cM} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} v_{inv,jM} \right) - \frac{1}{L_{sh}} v_{L,c} \quad (5-13)$$

ดำเนินการจัดเทอมสมการใหม่ให้อยู่ในรูปทั่วไป ได้ดังสมการที่ (5-14) โดยที่  $k$  แทนเฟส  $a, b$  และ  $c$

$$\frac{di_{sh,k}}{dt} = -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} i_{sh,k} + \frac{1}{L_{sh}} \left( v_{inv,kM} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} v_{inv,jM} \right) - \frac{1}{L_{sh}} v_{L,k} \quad (5-14)$$

ลำดับต่อมา เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจร Shunt APF ทางด้านเอซีและดีซี แสดงได้ ดังสมการที่ (5-15) และ (5-16) ตามลำดับ โดยที่ค่า  $c_{sh,k}$  คือ ฟังก์ชันการสวิตช์ (Switching Function) ของอุปกรณ์ไอจีบีทีทั้งสามเฟสของวงจร Shunt APF แสดงได้ ดังสมการที่ (5-17)

$$v_{inv,kM} = c_{sh,k} v_{dc} \quad (5-15)$$

$$i_{dc} = \sum_{j=a,b,c} c_{sh,j} i_{sh,j} \quad (5-16)$$

$$c_{sh,k} = \begin{cases} 1, & \text{if } S_{sh,k} \text{ (on), } S'_{sh,k} \text{ (off)} \\ 0, & \text{if } S_{sh,k} \text{ (off), } S'_{sh,k} \text{ (on)} \end{cases} \quad (5-17)$$

จากนั้น นำสมการที่ (5-15) แทนลงในสมการที่ (5-14) ได้สมการที่ (5-18) ดังนี้

$$\frac{di_{sh,k}}{dt} = -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} i_{sh,k} + \frac{1}{L_{sh}} \left( c_{sh,k} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} c_{sh,j} \right) v_{dc} - \frac{1}{L_{sh}} v_{L,k} \quad (5-18)$$

จากสมการที่ (5-18) สามารถจัดเทอมฟังก์ชันการสวิตช์อยู่ในรูปของฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ (Switching State Function:  $d_{sh,k}$ ) ได้ดังสมการที่ (5-19) และเมื่อจัดอยู่ในรูป

สมการเมตริกซ์ จะได้ตั้งสมการที่ (5-20) จากความสัมพันธ์ดังกล่าวถูกแทนค่าลงในสมการที่ (5-18) ได้ตั้งสมการที่ (5-21)

$$d_{sh,k} = \left( c_{sh,k} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} c_{sh,j} \right) \quad (5-19)$$

$$d_{sh,k} = \begin{bmatrix} d_{sh,a} \\ d_{sh,b} \\ d_{sh,c} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{sh,a} \\ c_{sh,b} \\ c_{sh,c} \end{bmatrix} \quad (5-20)$$

$$\frac{di_{sh,k}}{dt} = -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} i_{sh,k} + \frac{1}{L_{sh}} d_{sh,k} v_{dc} - \frac{1}{L_{sh}} v_{L,k} \quad (5-21)$$

สมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยแสดงได้ ตั้งสมการที่ (5-21) ขึ้นตอนต่อไป คือ การหาสมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรง พิจารณาจากกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff Current Law: KCL) ทางด้านดีซี โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุตกับกระแสเอาต์พุตของตัวเก็บประจุ ได้ตั้งสมการที่ (5-22) จากสมการดังกล่าวแทนค่า  $i_{dc}$  ด้วยสมการที่ (5-16) จะได้ตั้งสมการที่ (5-23)

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} (-i_{dc}) \quad (5-22)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_{dc}} \sum_{j=a,b,c} c_{sh,k} i_{sh,k} \quad (5-23)$$

เนื่องจากระบบไฟฟ้าเป็นระบบสมดุล ทำให้ผลรวมของกระแสชดเชยทั้งสามเฟสมีค่าเท่ากับศูนย์ และเทอม  $\sum_{j=a,b,c} c_{sh,k} i_{sh,k}$  จึงมีค่าเท่ากับเทอม  $\sum_{j=a,b,c} d_{sh,k} i_{sh,k}$  เช่นกัน จากเหตุผลนี้ จึงทำให้สมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรงมีผลเฉลยในรูปของฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ ตั้งสมการที่ (5-24)

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_{dc}} \sum_{j=a,b,c} d_{sh,k} i_{sh,k} \quad (5-24)$$



จากสมการที่ (5-21) และ (5-24) สามารถเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์จะได้รูปแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF บนแกนสามเฟส ดังสมการที่ (5-25)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sh,a} \\ i_{sh,b} \\ i_{sh,c} \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} & 0 & 0 & \frac{d_{sh,a}}{L_{sh}} \\ 0 & -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} & 0 & \frac{d_{sh,b}}{L_{sh}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} & \frac{d_{sh,c}}{L_{sh}} \\ -\frac{d_{sh,a}}{C_{dc}} & -\frac{d_{sh,b}}{C_{dc}} & -\frac{d_{sh,c}}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sh,a} \\ i_{sh,b} \\ i_{sh,c} \\ v_{dc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{sh}} \begin{bmatrix} v_{L,a} \\ v_{L,b} \\ v_{L,c} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-25)$$

### 5.2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนดีคิว

ขั้นตอนต่อไป คือ การแปลงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF บนแกนสามเฟสให้อยู่บนแกนดีคิว ผ่านเมตริกซ์การแปลงของพาร์ค ดังสมการที่ (5-26) โดยกำหนดให้  $f_a$ ,  $f_b$  และ  $f_c$  คือ ปริมาณทางไฟฟ้าของเฟส  $a$ ,  $b$  และ  $c$  ตามลำดับ ในขณะที่  $f_d$  และ  $f_q$  คือ ปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคิว และในทางกลับกัน ปริมาณทางไฟฟ้าบนแกนดีคิวสามารถแปลงให้อยู่บนแกนสามเฟสด้วยกฎการแปลงเมตริกซ์พาร์คผกผัน ดังสมการที่ (5-27) โดยมีค่ามุมเฟส ( $\theta = \omega t$ ) หมุนด้วยความเร็วเชิงมุม เท่ากับ  $\omega$  rad/s

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = [\mathbf{K}] \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (5-26)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (5-27)$$

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

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF บนแกนดีคิว เริ่มต้นจากการพิจารณาฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนสามเฟส ( $d_{sh}$ ) ดังสมการที่ (5-28) โดยกำหนดให้ขนาดของฟังก์ชันการสวิตช์อยู่ในรูปแบบของค่าดัชนีมอดูเลต (Modulation Index:  $M_{sh}$ ) และ ค่า  $\phi$  คือ มุมเฟสเริ่มต้นของฟังก์ชันสถานะการสวิตช์

$$\begin{bmatrix} d_{sh,a} \\ d_{sh,b} \\ d_{sh,c} \end{bmatrix} = \frac{M_{sh}}{2} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \end{bmatrix} \quad (5-28)$$

จากนั้นแปลงสมการที่ (5-28) ซึ่งอยู่ในรูปฟังก์ชัน  $d_{sh}$  บนแกนสามเฟส ย้ายไปอยู่บนแกนดีคิว ด้วยการแทนลงในสมการที่ (5-26) จะได้ดังสมการที่ (5-29) โดยที่ ค่า  $\phi_1$  คือ มุมเฟสเริ่มต้นของแกนหมุนดีคิว สมการที่ (5-30) ได้รับการจัดรูปใหม่ด้วยการอาศัยคุณสมบัติทางตรีโกณมิติ

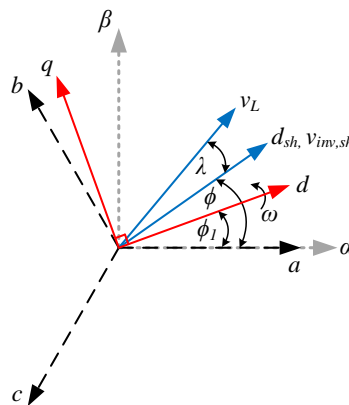
$$\begin{bmatrix} d_{sh,d} \\ d_{sh,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi_1) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) \\ \sin(\omega t + \phi_1) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) \end{bmatrix} \cdot \frac{M_{sh}}{2} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \end{bmatrix} \quad (5-29)$$

$$\begin{bmatrix} d_{sh,d} \\ d_{sh,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M_{sh}}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi - \phi_1) \\ \sin(\phi - \phi_1) \end{bmatrix} \quad (5-30)$$

ลำดับถัดมา คือ การวิเคราะห์หาค่า  $v_L$  บนแกนดีคิว ด้วยการแทนค่าดังกล่าวลงในสมการที่ (5-26) แสดงได้ ดังสมการที่ (5-31) จากสมการดังกล่าวถูกจัดรูปใหม่ด้วยการอาศัยคุณสมบัติทางตรีโกณมิติ จะได้ดังสมการที่ (5-32) โดยที่ ค่า  $\lambda$  คือ มุมเหลื่อมระหว่างเวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตของวงจร Shunt APF กับเวกเตอร์แรงดันทางด้านโหลด

$$\begin{bmatrix} v_{L,d} \\ v_{L,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi_1) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) \\ \sin(\omega t + \phi_1) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_m \cos(\omega t + \phi + \lambda) \\ v_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi + \lambda\right) \\ v_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi + \lambda\right) \end{bmatrix} \quad (5-31)$$

$$\begin{bmatrix} v_{L,d} \\ v_{L,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} v_m \cos(\phi - \phi_1 + \lambda) \\ v_m \sin(\phi - \phi_1 + \lambda) \end{bmatrix} \quad (5-32)$$



รูปที่ 5-2 แผนภาพเฟสเซอร์ของแบบจำลองสำหรับวงจร Shunt APF

จากฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนดีคิวที่กล่าวในข้างต้น สามารถเขียนเป็นเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแบบจำลองสำหรับวงจร Shunt APF ได้ดังรูปที่ 5-2 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า เวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตของวงจร Shunt APF ( $v_{inv,sh}$ ) มีมุมเฟสเริ่มต้นเดียวกับเวกเตอร์ฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ ( $d_{sh}$ ) เท่ากับ  $\phi$  ซึ่งทำมุมต่างเฟสกับเวกเตอร์แรงดันทางด้านโหลด ( $v_L$ ) มีขนาดเท่ากับ  $\lambda$  โดยที่แกนดีคิวหมุนด้วยความเร็ว เท่ากับ  $\omega$  rad/s และมีมุมเฟสเริ่มต้น เท่ากับ  $\phi_1$  จากรูปดังกล่าว กำหนดให้มุมเฟสของเวกเตอร์  $v_{inv,sh}$  มีขนาดเท่ากับมุมเฟสเริ่มต้นของแกนดีคิว ( $\phi = \phi_1$ ) และไม่พิจารณาผลของมุม  $\lambda$  ที่เกิดจากพารามิเตอร์ในสายส่ง ด้วยเหตุนี้ สมการที่ (5-30) และ (5-32) จึงแสดงได้ใหม่ ดังสมการที่ (5-33) และ (5-34) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} d_{sh,d} \\ d_{sh,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M_{sh}}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-33)$$

$$\begin{bmatrix} v_{L,d} \\ v_{L,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot v_m \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-34)$$

ลำดับต่อมา แปลงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF บนแกนสามเฟสให้อยู่บนแกนดีควิ สามารถแยกพิจารณาออกเป็นสองส่วนสำคัญ ส่วนแรก คือ การควบคุมกระแสชดเชย แสดงไว้ในแถวที่ 1 ถึง 3 ของสมการที่ (5-25) ส่วนที่สอง คือ การควบคุมแรงดันบัสไฟตรง แสดงไว้ในแถวที่ 4 ของสมการที่ (5-25) ซึ่งแต่ละส่วนสามารถอธิบายได้ ดังนี้

*แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในส่วนการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีควิ*

จากสมการที่ (5-25) ในส่วนของแถวที่ 1 ถึง 3 จัดให้อยู่ในรูปสมการตัวแปรสถานะได้ ดังสมการที่ (5-35) จากนั้นคูณด้วยเมตริกซ์  $[\mathbf{K}]^{-1}$  ตลอดสมการ เพื่อแปลงให้อยู่บนแกนดีควิ แสดงได้ ดังสมการที่ (5-36)

$$\frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,a} \\ i_{sh,b} \\ i_{sh,c} \end{bmatrix} = -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,a} \\ i_{sh,b} \\ i_{sh,c} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{sh}} \cdot \begin{bmatrix} d_{sh,a} \\ d_{sh,b} \\ d_{sh,c} \end{bmatrix} \cdot v_{dc} - \frac{1}{L_{sh}} \cdot \begin{bmatrix} v_{L,a} \\ v_{L,b} \\ v_{L,c} \end{bmatrix} \quad (5-35)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} \right) &= -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} \right) + \frac{1}{L_{sh}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_{sh,d} \\ d_{sh,q} \end{bmatrix} \right) \\ &\quad \cdot v_{dc} - \frac{1}{L_{sh}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{L,d} \\ v_{L,q} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (5-36)$$

จากสมการที่ (5-36) พบว่า มีเทอม  $\frac{d}{dt} \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} \right)$  ปรากฏขึ้นในสมการ สำหรับเทอมดังกล่าว จะต้องใช้กฎอนุพันธ์ของผลคูณเมตริกซ์ ดังสมการที่ (5-37) ทำการแทนกฎดังกล่าวลงในสมการที่ (5-36) จะได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (5-38)

$$\frac{d}{dt} \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} \right) = [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} \right) + \left( \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} \quad (5-37)$$

$$\begin{aligned}
[\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} \right) + \left( \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} &= -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} \right) \\
+ \frac{1}{L_{sh}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_{sh,d} \\ d_{sh,q} \end{bmatrix} \right) \cdot v_{dc} - \frac{1}{L_{sh}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{L,d} \\ v_{L,q} \end{bmatrix} \right) & \quad (5-38)
\end{aligned}$$

ดำเนินการจัดรูปสมการที่ (5-38) ด้วยการคูณเมตริกซ์  $[\mathbf{K}]$  ตลอดสมการแสดงได้  
 ดังสมการที่ (5-39) ซึ่งจะได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (5-40)

$$\begin{aligned}
[\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} \right) + \left( [\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} \\
= -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} \cdot \left( [\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} \right) + \frac{1}{L_{sh}} \cdot \left( [\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_{sh,d} \\ d_{sh,q} \end{bmatrix} \right) \cdot v_{dc} \\
- \frac{1}{L_{sh}} \cdot \left( [\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{L,d} \\ v_{L,q} \end{bmatrix} \right) & \quad (5-39)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} &= -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{sh}} \cdot \begin{bmatrix} d_{sh,d} \\ d_{sh,q} \end{bmatrix} \cdot v_{dc} - \frac{1}{L_{sh}} \cdot \begin{bmatrix} v_{L,d} \\ v_{L,q} \end{bmatrix} \\
- \left( [\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} & \quad (5-40)
\end{aligned}$$

ทำการแยกพิจารณาเฉพาะเทอม  $[\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1}$  ในสมการที่ (5-40) ได้ ดังสมการ  
 ที่ (5-41) และ (5-42) ตามลำดับ จากนั้นนำผลลัพธ์ที่ได้จากสมการที่ (5-42) แทนลงในสมการที่  
 (5-40) จะได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (5-43) โดยผลเฉลยที่ได้ คือ สมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชย  
 บนแกนดีคิว

$$[\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \left( \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \right) \quad (5-41)$$

$$[\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} = \frac{2}{3} \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} \sin(0) & -\frac{3}{2} \cos(0) & 0 \\ \frac{3}{2} \cos(0) & \frac{3}{2} \sin(0) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5-42)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{sh}} \cdot \begin{bmatrix} d_{sh,d} \\ d_{sh,q} \end{bmatrix} \cdot v_{dc} - \frac{1}{L_{sh}} \cdot \begin{bmatrix} v_{L,d} \\ v_{L,q} \end{bmatrix} \quad (5-43)$$

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในส่วนการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงบนแกนดีคิว

เริ่มต้นพิจารณาสมการที่ (5-25) ในแถวที่ 4 สามารถเขียนอยู่ในรูปสมการตัวแปรสถานะ ดังสมการที่ (5-44) ดำเนินการแปลงสมการดังกล่าว ให้อยู่บนแกนดีคิวด้วยเมตริกซ์  $[\mathbf{K}]^{-1}$  ได้ดังสมการที่ (5-45)

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot \left( \begin{bmatrix} d_{sh,a} \\ d_{sh,b} \\ d_{sh,c} \end{bmatrix} \right)^T \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,a} \\ i_{sh,b} \\ i_{sh,c} \end{bmatrix} \quad (5-44)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_{sh,d} \\ d_{sh,q} \end{bmatrix} \right)^T \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} \right) \quad (5-45)$$

จากสมการที่ (5-45) ถูกจัดรูปใหม่ด้วยอาศัยคุณสมบัติความเป็นเมตริกซ์เชิงตั้งฉาก (Orthogonal Matrix) นั่นคือ เมตริกซ์  $([\mathbf{K}]^{-1})^T$  เท่ากับเมตริกซ์  $[\mathbf{K}]$  ได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (5-46) ผลเฉลยที่ได้ คือ สมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรงบนแกนดีคิว

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot \begin{bmatrix} d_{sh,d} \\ d_{sh,q} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \end{bmatrix} \quad (5-46)$$

จากสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยและแรงดันบัสไฟตรงบนแกนดีคิวที่อธิบายไว้ในสมการที่ (5-43) และ (5-46) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบตัวแปรสถานะได้ ดังสมการที่ (5-47) สมการดังกล่าว คือ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF บนแกนดีคิว

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} & \omega & \frac{d_{sh,d}}{L_{sh}} \\ -\omega & -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} & \frac{d_{sh,q}}{L_{sh}} \\ -\frac{d_{sh,d}}{C_{dc}} & -\frac{d_{sh,q}}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sh,d} \\ i_{sh,q} \\ v_{dc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{L,d} \\ v_{L,q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-47)$$

### 5.2.3 การตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF ที่ได้ดำเนินการมาทั้งหมดในข้างต้น จำเป็นต้องได้รับการตรวจสอบความถูกต้อง (Model Validation) เพื่อให้แบบจำลองที่พิจารณามีความน่าเชื่อถือมากขึ้นสำหรับการนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุม ในที่นี้จะทำการเปรียบเทียบผลการจำลองสถานการณ์ที่ได้จากแบบจำลองตามสมการที่ (5-47) บนโปรแกรม m-file ของ MATLAB กับผลการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังสามารถอธิบายรายละเอียดขั้นตอน ดังนี้

การจำลองสถานการณ์โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF เริ่มต้นจากการนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF บนแกนดีคิว ซึ่งแสดงในสมการที่ (5-47) มาจัดให้อยู่ในรูปแบบฟังก์ชันสถานะได้ ดังสมการที่ (5-48) หลังจากนั้นทำการหาผลเฉลยของสมการเชิงอนุพันธ์สามัญ (Ordinary Differential Equation: ODE) ด้วยการเขียนคำสั่งบน m-file ในโปรแกรม MATLAB

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} + \mathbf{Du}\end{aligned}\quad (5-48)$$

โดยที่  $\dot{\mathbf{x}}$  คือ ตัวแปรสถานะเชิงพลวัต ( $\dot{\mathbf{x}} = \left[ \frac{d}{dt} i_{sh,d} \quad \frac{d}{dt} i_{sh,q} \quad \frac{d}{dt} v_{dc} \right]^T$ )

$\mathbf{x}$  คือ ตัวแปรสถานะ ( $\mathbf{x} = \left[ i_{sh,d} \quad i_{sh,q} \quad v_{dc} \right]^T$ )

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

$\mathbf{y}$  คือ เอาต์พุตของแบบจำลอง ( $\mathbf{y} = \left[ i_{sh,d} \quad i_{sh,q} \quad v_{dc} \right]^T$ )

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

$$\mathbf{A} = [\mathbf{A}_{11} \quad \mathbf{A}_{12} \quad \mathbf{A}_{13}]$$

$$\text{โดยที่ } \mathbf{A}_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} & & \\ & -\omega & \\ -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M_{sh}}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{C_{dc}} \cdot \cos(\phi - \phi_1) & & \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} & \omega & \\ & -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} & \\ -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M_{sh}}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{C_{dc}} \cdot \sin(\phi - \phi_1) & & \end{bmatrix},$$

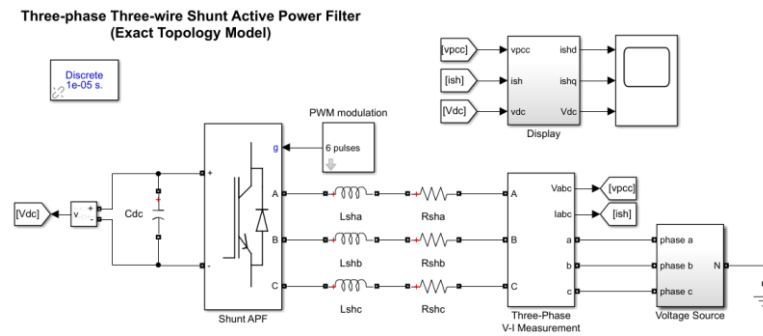


$$\mathbf{A}_{13} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M_{sh}}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_{sh}} \cdot \cos(\phi - \phi_1) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M_{sh}}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_{sh}} \cdot \sin(\phi - \phi_1) \\ 0 \end{bmatrix}$$

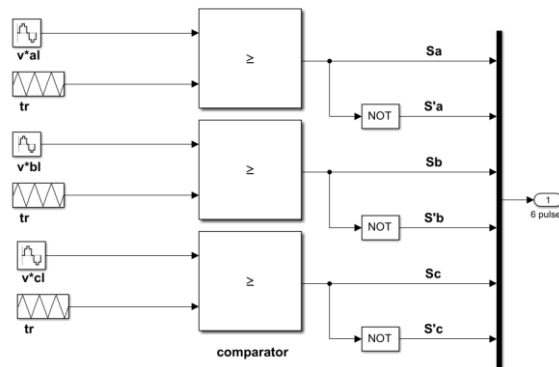
$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_{sh}} \cdot \cos(\phi - \phi_1 + \lambda) \\ -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_{sh}} \cdot \sin(\phi - \phi_1 + \lambda) \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\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

การจำลองสถานการณ์โดยอาศัยชุดบล็อกสำเร็จรูปของวงจร Shunt APF

การจำลองสถานการณ์ระบบตามการพิจารณาในรูปที่ 5-1 ถูกนำมาสร้างบนโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อกกำลังไฟฟ้า สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 5-3 จากรูปดังกล่าว ประกอบด้วย ชุดบล็อกวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส ทางด้านดีซีของวงจรอินเวอร์เตอร์ถูกต่อเข้ากับตัวเก็บประจุ ( $C_{dc}$ ) ซึ่งทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายของวงจรอินเวอร์เตอร์ ส่วนทางด้านเอซีของวงจรอินเวอร์เตอร์ต่อเข้ากับตัวต้านทาน ( $R_{sh}$ ) อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ( $L_{sh}$ ) ทั้งสามเฟสต่อร่วมกับจุด PCC ที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ดังกล่าว จะรับสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์จากบล็อกฟังก์ชันการสวิตช์ด้วยเทคนิค PWM รายละเอียดภายในโครงสร้างของบล็อกฟังก์ชันแสดงได้ ดังรูปที่ 5-4 การสร้างสัญญาณควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิค PWM เริ่มต้นจากการกำหนดสัญญาณแรงดันอ้างอิงทั้งสามเฟส ( $v_{al}^*, v_{bl}^*, v_{cl}^*$ ) ดังสมการที่ (5-49) ถึง (5-51) เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยม ( $v_{rr}$ ) โดยมีค่าดัชนีการมอดูเลต ( $M$ ) เป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ แสดงได้ ดังสมการที่ (5-52)



รูปที่ 5-3 โครงสร้างของวงจร Shunt APF ที่พิจารณาบนโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB



รูปที่ 5-4 รายละเอียดภายในบล็อกฟังก์ชันการสวิตซ์ด้วยเทคนิค PWM

$$v_{al}^* = |v_{al}^*| \sin(\omega t) \tag{5-49}$$

$$v_{bl}^* = |v_{bl}^*| \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{5-50}$$

$$v_{cl}^* = |v_{cl}^*| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{5-51}$$

$$M = \frac{|v_{kl}^*|}{|v_{tr}^*|} \quad ; k = a, b, c \tag{5-52}$$

เงื่อนไขการสวิตช์เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ จากรูปที่ 5-4 สังเกตได้ว่า ถ้าสัญญาณ  $v_{kl}^*$  มากกว่าสัญญาณ  $v_{tr}$  ทำให้สวิตช์  $S_k$  นำกระแส และสวิตช์  $S'_k$  หยุดนำกระแส แต่ถ้าสัญญาณ  $v_{kl}^*$  น้อยกว่าสัญญาณ  $v_{tr}$  จะทำให้สวิตช์  $S'_k$  นำกระแส และสวิตช์  $S_k$  หยุดนำกระแส โดยที่ความถี่ของการสวิตช์ ( $f_{sw}$ ) ด้วยเทคนิค PWM มีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณพาห้รูปสามเหลี่ยมที่ใช้เปรียบเทียบ

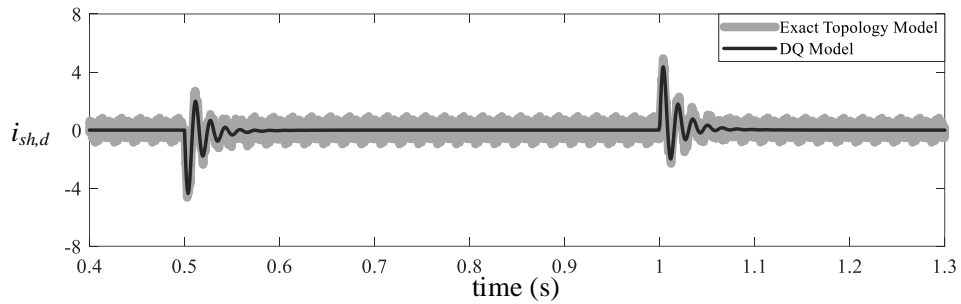
จากการอธิบายรายละเอียดการจำลองสถานการณ์ของวงจร Shunt APF ทั้งสองกรณี ผู้วิจัยได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ภายในระบบ ดังตารางที่ 5-1 การทดสอบมีวัตถุประสงค์ คือ การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีควิ โดยการเปรียบเทียบรูปสัญญาณของ  $i_{sh,d}$ ,  $i_{sh,q}$  และ  $v_{dc}$  กับผลตอบสนองที่ได้จากชุดบล็อกสำเร็จรูป ซึ่งผลการทดสอบ แสดงไว้ดังรูปที่ 5-5 ถึง 5-7 ตามลำดับ

ตารางที่ 5-1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของวงจร Shunt APF

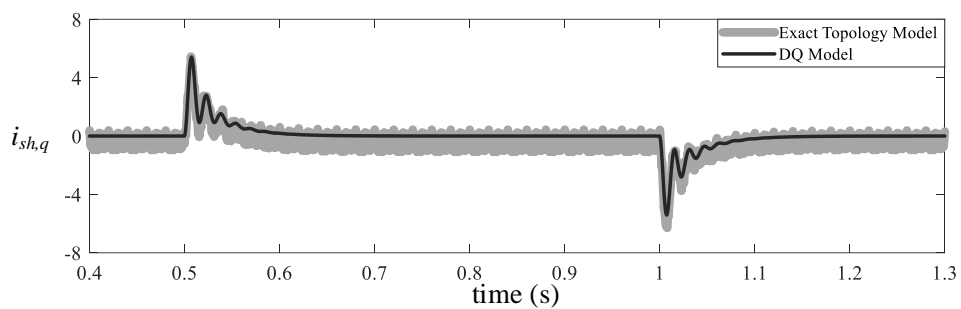
พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้
แรงดันทางด้านโหลด และความถี่ของระบบ	$v_L = 220-250 \text{ V}_{\text{rms}}, f_s = 50 \text{ Hz}$
ตัวเก็บประจุ	$C_{dc} = 200 \mu\text{F}$
อิมพีแดนซ์ของสายส่ง	$R_{sh} = 2 \Omega, L_{sh} = 26 \text{ mH}$
ความถี่ของสัญญาณพาห้ของรูปสามเหลี่ยม	$f_{tr} = 5 \text{ kHz}$
ดัชนีการมอดูเลต	$M_{sh} = 0.958$

#### ผลการจำลองสถานการณ์

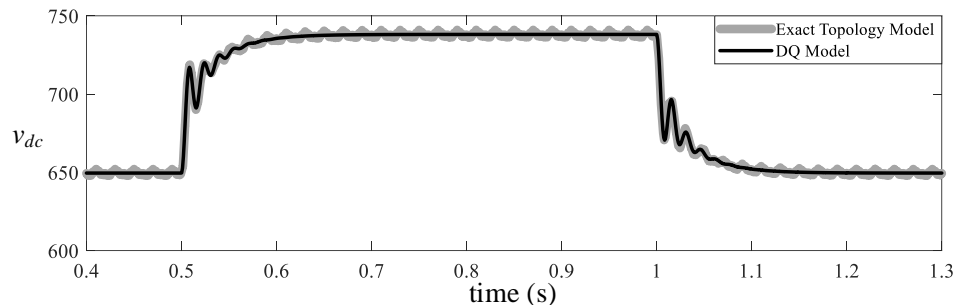
รูปที่ 5-5 ถึง 5-7 แสดงผลการจำลองสถานการณ์เพื่อการเปรียบเทียบผลตอบสนองของสัญญาณ  $i_{sh,d}$ ,  $i_{sh,q}$  และ  $v_{dc}$  ที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (DQ Model) แสดงด้วยเส้นสีดำ และผลตอบสนองที่ได้จากชุดบล็อกสำเร็จรูป (Exact Topology Model) แสดงด้วยเส้นสีเทา การจำลองสถานการณ์พิจารณาในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.4 วินาที ถึง 1.3 วินาที เนื่องจากช่วงเวลาดังกล่าว ระบบจะเข้าสู่สภาวะคงตัว การจำลองสถานการณ์ดังกล่าว ได้ทำการปรับเปลี่ยนค่าอินพุตของแบบจำลอง คือ ค่า  $v_L$  จาก  $200 \text{ V}_{\text{rms}}$  เป็น  $250 \text{ V}_{\text{rms}}$  ตั้งแต่เวลา 0.5 วินาที ถึง 1 วินาที และปรับค่า  $v_L$  จาก  $250 \text{ V}_{\text{rms}}$  เป็น  $200 \text{ V}_{\text{rms}}$  ตั้งแต่เวลา 1 วินาที เป็นต้นไป ทั้งนี้เพื่อเปรียบเทียบผลการตอบสนองของแบบจำลองในสภาวะอยู่ตัว และในสภาวะชั่วคราว



รูปที่ 5-5 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า  $i_{sh,d}$



รูปที่ 5-6 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า  $i_{sh,q}$



รูปที่ 5-7 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า  $v_{dc}$

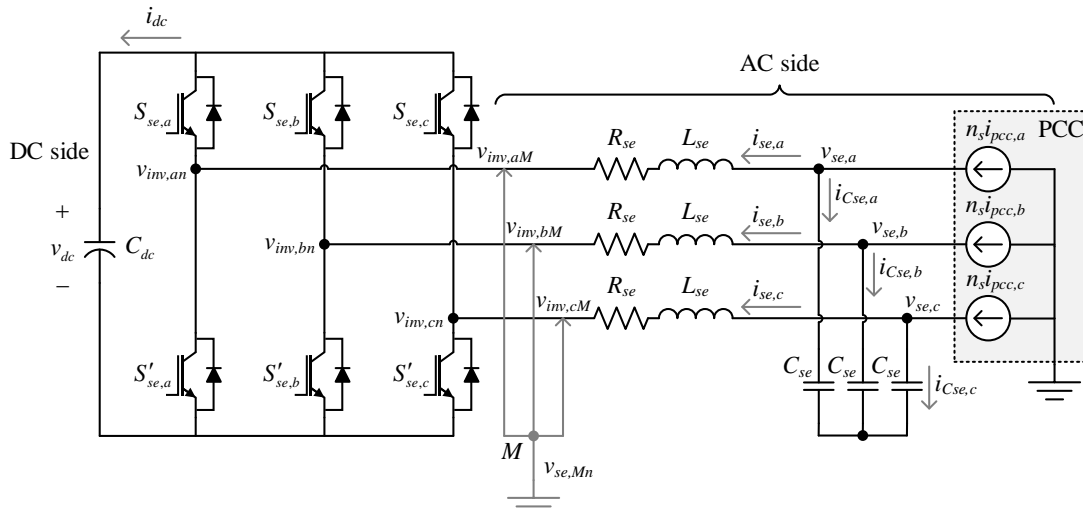
จากรูปที่ 5-5 ถึง 5-7 สังเกตได้ว่า ช่วงก่อนเวลา 0.5 วินาที ผลตอบสนองของค่าดังกล่าว ลู่เข้าสู่สภาวะคงตัว เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า  $v_L$  จาก  $200 V_{rms}$  เป็น  $250 V_{rms}$  ที่เวลา 0.5 วินาที และ 1 วินาที ส่งผลให้การตอบสนองของค่า  $i_{sh,d}$  และ  $i_{sh,q}$  มีลักษณะสั่นไหว ก่อนที่จะลู่เข้าสู่สภาวะคงตัวอีกครั้ง ส่วนค่า  $v_{dc}$  มีแนวโน้มการปรับค่า  $650 V$  เพิ่มขึ้นเท่ากับ  $740 V$  ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.5 วินาที ถึง 1 วินาที หลังจากเวลา 1 วินาที ค่า  $v_{dc}$  มีการปรับตัวลดลงกลับมาคงที่เท่ากับ  $650 V$  โดยที่ผลตอบสนองค่า  $i_{sh,d}$ ,  $i_{sh,q}$  และ  $v_{dc}$  ที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์มีลักษณะคล้ายตามกับผลตอบสนองที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกสำเร็จรูป โดยที่ผลตอบสนองที่ได้จากชุดบล็อกสำเร็จรูปมีค่าแกว่งตลอดเวลา เนื่องจากผลของพฤติกรรมมารวมการสวิตช์ที่มีการ

เปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งถ้าไม่พิจารณาถึงผลของการสวิตช์ สามารถสรุปได้ว่า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF บนแกนดีควมีความถูกต้องเมื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกสำเร็จรูป

### 5.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม

#### 5.3.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนสามเฟส

การวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF มีลักษณะโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน เชื่อมต่อกับระบบที่จุด PCC แสดงได้ ดังรูปที่ 5-8 เมื่อพิจารณาทางด้านเอซีของวงจร Series APF เชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายกระแสสามเฟสสามสายที่จุด PCC ผ่านตัวต้านทาน ( $R_{se}$ ) ตัวเหนี่ยวนำ ( $L_{se}$ ) และตัวเก็บประจุ ( $C_{se}$ ) ตามลำดับ กำหนดให้กระแสไหลจากแหล่งจ่ายกระแสที่จุด PCC ( $i_{pcc}$ ) ไปยังแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ ( $v_{inv}$ ) ซึ่งมีผลต่อการฉีดแรงดันชดเชย ( $v_{se}$ ) เมื่อพิจารณาทางด้านดีซี พบว่า ตัวเก็บประจุ ( $C_{dc}$ ) ทำหน้าที่เก็บสะสมพลังงาน เพื่อใช้สำหรับการป้อนแรงดันชดเชยเข้าสู่ระบบ ดังนั้นแรงดันบัลไฟตรง ( $v_{dc}$ ) ที่ตกคร่อม  $C_{dc}$  จะต้องควบคุมให้ได้จุดทำงานที่เหมาะสม



รูปที่ 5-8 โครงสร้างวงจร Series APF สำหรับระบบสามเฟสสามสาย

จากรูปที่ 5-8 การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF เริ่มต้นพิจารณาทางด้านเอซีด้วยกฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ เพื่อหาสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ได้ดังสมการที่ (5-53) ถึง (5-55) ตามลำดับ

$$v_{se,a} = L_{se} \frac{di_{se,a}}{dt} + R_{se} i_{se,a} + v_{inv,an} \quad (5-53)$$

$$v_{se,b} = L_{se} \frac{di_{se,b}}{dt} + R_{se} i_{se,b} + v_{inv,bn} \quad (5-54)$$

$$v_{se,c} = L_{se} \frac{di_{se,c}}{dt} + R_{se} i_{se,c} + v_{inv,cn} \quad (5-55)$$

โดยที่  $v_{inv,an} = v_{inv,aM} + v_{inv,Mn}$ ,  $v_{inv,bn} = v_{inv,bM} + v_{inv,Mn}$  และ  
 $v_{inv,cn} = v_{inv,cM} + v_{inv,Mn}$

ดำเนินการแทนค่า  $v_{inv,an}$ ,  $v_{inv,bn}$  และ  $v_{inv,cn}$  ลงในสมการที่ (5-53) ถึง (5-55) และจัดเทอมสมการใหม่ให้อยู่ในรูปได้ ดังสมการที่ (5-56) ถึง (5-58) ตามลำดับ

$$\frac{di_{se,a}}{dt} = -\frac{R_{se} i_{se,a}}{L_{se}} + \frac{v_{se,a}}{L_{se}} - \frac{1}{L_{se}} (v_{inv,aM} + v_{inv,Mn}) \quad (5-56)$$

$$\frac{di_{se,b}}{dt} = -\frac{R_{se} i_{se,b}}{L_{se}} + \frac{v_{se,b}}{L_{se}} - \frac{1}{L_{se}} (v_{inv,bM} + v_{inv,Mn}) \quad (5-57)$$

$$\frac{di_{se,c}}{dt} = -\frac{R_{se} i_{se,c}}{L_{se}} + \frac{v_{se,c}}{L_{se}} - \frac{1}{L_{se}} (v_{inv,cM} + v_{inv,Mn}) \quad (5-58)$$

เนื่องจากระบบไฟฟ้าที่พิจารณาคือเป็นระบบไฟฟ้าสามเฟสสามสายสมดุล จึงทำให้ผลรวมของแรงดันขดขยและกระแสที่จุด PCC ทั้งสามเฟส มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังสมการที่ (5-59) และ (5-60) ตามลำดับ

$$v_{se,a} + v_{se,b} + v_{se,c} = 0 \quad (5-59)$$

$$i_{pcc,a} + i_{pcc,b} + i_{pcc,c} = 0 \quad (5-60)$$

จากความสัมพันธ์ดังกล่าว ทำให้ผลรวมค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจร Series APF มีค่าเท่ากับศูนย์เช่นกัน ดังสมการที่ (5-61) และดำเนินการจัดเทอมสมการใหม่ให้อยู่ในรูปของตัวแปร  $v_{inv,Mn}$  ได้ดังสมการที่ (5-62)

$$v_{inv,aM} + v_{inv,bM} + v_{inv,cM} + 3v_{inv,Mn} = 0 \quad (5-61)$$

$$v_{inv,Mn} = -\frac{1}{3}(v_{inv,aM} + v_{inv,bM} + v_{inv,cM}) = -\frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} v_{inv,jM} \quad (5-62)$$

แทนสมการที่ (5-62) ลงในสมการที่ (5-56) ถึง (5-58) ได้ผลลัพธ์ ดังนี้

$$\frac{di_{se,a}}{dt} = -\frac{R_{se} i_{se,a}}{L_{se}} + \frac{v_{se,a}}{L_{se}} - \frac{1}{L_{se}} \left( v_{inv,aM} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} v_{inv,jM} \right) \quad (5-63)$$

$$\frac{di_{se,b}}{dt} = -\frac{R_{se} i_{se,b}}{L_{se}} + \frac{v_{se,b}}{L_{se}} - \frac{1}{L_{se}} \left( v_{inv,bM} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} v_{inv,jM} \right) \quad (5-64)$$

$$\frac{di_{se,c}}{dt} = -\frac{R_{se} i_{se,c}}{L_{se}} + \frac{v_{se,c}}{L_{se}} - \frac{1}{L_{se}} \left( v_{inv,cM} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} v_{inv,jM} \right) \quad (5-65)$$

ดำเนินการจัดเทอมสมการใหม่ให้อยู่ในรูปทั่วไป ได้ดังสมการที่ (5-66) โดยที่  $k$  แทนเฟส  $a, b$  และ  $c$

$$\frac{di_{se,k}}{dt} = -\frac{R_{se} i_{se,k}}{L_{se}} + \frac{v_{se,k}}{L_{se}} - \frac{1}{L_{se}} \left( v_{inv,kM} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} v_{inv,jM} \right) \quad (5-66)$$

ลำดับต่อมา พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจร Series APF ทางด้านเอซีและดีซี แสดงได้ ดังสมการที่ (5-67) และ (5-68) ตามลำดับ โดยที่ค่า  $c_{se,k}$  คือ ฟังก์ชันการสวิตช์ของอุปกรณ์ไอจีบีทีทั้งสามเฟสของวงจร Series APF แสดงได้ ดังสมการที่ (5-69)

$$v_{inv,kM} = c_{se,k} v_{dc} \quad (5-67)$$

$$i_{dc} = \sum_{j=a,b,c} c_{se,k} i_{se,k} \quad (5-68)$$

$$c_{se,k} = \begin{cases} 1, & \text{if } S_{se,k} \text{ (on), } S'_{se,k} \text{ (off)} \\ 0, & \text{if } S_{se,k} \text{ (off), } S'_{se,k} \text{ (on)} \end{cases} \quad (5-69)$$

จากนั้น นำสมการที่ (5-67) แทนลงในสมการที่ (5-66) ได้สมการที่ (6-70)

$$\frac{di_{se,k}}{dt} = -\frac{R_{se} i_{se,k}}{L_{se}} + \frac{v_{se,k}}{L_{se}} - \frac{1}{L_{se}} \left( c_{se,kM} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} c_{se,jM} \right) v_{dc} \quad (5-70)$$

จากสมการที่ (5-70) สามารถจัดเทอมฟังก์ชันการสวิตช์อยู่ในรูปของฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ ( $d_{se,k}$ ) ได้ดังสมการที่ (5-71) และเมื่อจัดให้อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์ จะได้ดังสมการที่ (5-72) จากความสัมพันธ์ดังกล่าวถูกแทนค่าลงในสมการที่ (5-70) จนได้สมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจร Series APF ดังสมการที่ (5-73)

$$d_{se,k} = \left( c_{se,k} - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} c_{se,j} \right) \quad (5-71)$$

$$d_{se,k} = \begin{bmatrix} d_{se,a} \\ d_{se,b} \\ d_{se,c} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{se,a} \\ c_{se,b} \\ c_{se,c} \end{bmatrix} \quad (5-72)$$

$$\frac{di_{se,k}}{dt} = -\frac{R_{se} i_{se,k}}{L_{se}} + \frac{v_{se,k}}{L_{se}} - \frac{1}{L_{se}} d_{se,k} v_{dc} \quad (5-73)$$

ขั้นตอนต่อไป คือ การหาสมการอนุพันธ์ของแรงดันขดเคเบิลที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจร Series APF ด้วยกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ซึ่งแสดงได้ ดังสมการที่ (5-74) ถึง (5-76) โดยที่ค่า  $n_s$  คือ อัตราส่วนจำนวนรอบ (Turn Ratio) ของหม้อแปลงอนุกรม

$$\frac{dv_{se,a}}{dt} = \frac{n_s i_{pcc,a}}{C_{se}} - \frac{i_{se,a}}{C_{se}} \quad (5-74)$$



$$\frac{dv_{se,b}}{dt} = \frac{n_s i_{pcc,b}}{C_{se}} - \frac{i_{se,b}}{C_{se}} \quad (5-75)$$

$$\frac{dv_{se,c}}{dt} = \frac{n_s i_{pcc,c}}{C_{se}} - \frac{i_{se,c}}{C_{se}} \quad (5-76)$$

ดำเนินการจัดเทอมสมการใหม่ให้อยู่ในรูปทั่วไป ได้ดังสมการที่ (5-77) โดยที่  $k$  แทนเฟส  $a, b$  และ  $c$

$$\frac{dv_{se,k}}{dt} = \frac{n_s i_{pcc,k}}{C_{se}} - \frac{i_{se,k}}{C_{se}} \quad (5-77)$$

ลำดับถัดมา พิจารณาทางด้านดีซีเพื่อหาสมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรงด้วยกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุตกับกระแสเอาต์พุตของตัวเก็บประจุ ได้ดังสมการที่ (5-78) จากสมการดังกล่าวแทนค่า  $i_{dc}$  ด้วยสมการที่ (5-68) จะได้ดังสมการที่ (5-79)

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{i_{dc}}{C_{dc}} \quad (5-78)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} \sum_{j=a,b,c} c_{se,k} i_{se,k} \quad (5-79)$$

เนื่องจากระบบไฟฟ้าเป็นระบบสมดุล ส่งผลให้ผลรวมของกระแสชดเชยทั้งสามเฟสมีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้เทอม  $\sum_{j=a,b,c} c_{se,k} i_{se,k}$  เท่ากับเทอม  $\sum_{j=a,b,c} d_{se,k} i_{se,k}$  เช่นกัน จากเหตุผลนี้จึงทำให้สมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรงมีผลเฉลยในรูปของฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ ดังสมการที่ (5-80)

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} \sum_{j=a,b,c} d_{se,k} i_{se,k} \quad (5-80)$$

จากสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ แรงดันชดเชย และแรงดันบัสไฟตรงบนแกนดีคิวที่อธิบายไว้ในสมการที่ (5-73), (5-77) และ (5-80) สามารถเขียนให้อยู่ใน

รูปแบบตัวแปรสถานะ ซึ่งจะได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF บนแกนสามเฟส ดังสมการที่ (5-81)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{se,a} \\ i_{se,b} \\ i_{se,c} \\ v_{se,a} \\ v_{se,b} \\ v_{se,c} \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{se}}{L_{se}} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{se}} & 0 & 0 & -\frac{d_{se}}{L_{se}} \\ 0 & -\frac{R_{se}}{L_{se}} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{se}} & 0 & -\frac{d_{se}}{L_{se}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{se}}{L_{se}} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{se}} & -\frac{d_{se}}{L_{se}} \\ -\frac{1}{C_{se}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{se}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{se}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{d_{se}}{C_{dc}} & \frac{d_{se}}{C_{dc}} & \frac{d_{se}}{C_{dc}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{se,a} \\ i_{se,b} \\ i_{se,c} \\ v_{se,a} \\ v_{se,b} \\ v_{se,c} \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \frac{n_s}{C_{se}} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ i_{pcc,a} \\ i_{pcc,b} \\ i_{pcc,c} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-81)$$

### 5.3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนตีคว

ขั้นตอนต่อไป คือ การแปลงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF บนแกนสามเฟสไปอยู่บนแกนตีควด้วยกฎการแปลงเมตริกซ์ปาร์ก รายละเอียดกฎการแปลงเมตริกซ์ดังกล่าวถูกอธิบายไว้ในหัวข้อ 5.2.2 การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF บนแกนตีคว เริ่มต้นจากการพิจารณาฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนสามเฟส ( $d_{se}$ ) ดังสมการที่ (5-82) โดยกำหนดให้ขนาดของฟังก์ชันการสวิตช์อยู่ในรูปแบบของค่าดัชนีมอดูเลต (Modulation Index:  $M_{se}$ ) และ ค่า  $\phi$  คือ มุมเฟสเริ่มต้นของฟังก์ชันสถานะการสวิตช์

$$\begin{bmatrix} d_{se,a} \\ d_{se,b} \\ d_{se,c} \end{bmatrix} = \frac{M_{se}}{2} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \end{bmatrix} \quad (5-82)$$

จากนั้นทำการแปลงสมการที่ (5-82) ซึ่งอยู่ในรูปฟังก์ชัน  $d_{se}$  บนแกนสามเฟส ย้ายไปอยู่บนแกนดีควด้วยหลักการแปลงของปาร์ค จะได้ตั้งสมการที่ (5-83) โดยที่ ค่า  $\phi_1$  คือ มุมเฟสเริ่มต้นของแกนหมุนดีคว สมการที่ (5-84) ได้รับการจัดรูปใหม่ด้วยการอาศัยคุณสมบัติทางตรีโกณมิติ

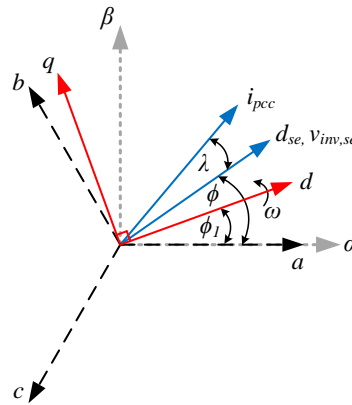
$$\begin{bmatrix} d_{se,d} \\ d_{se,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi_1) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) \\ \sin(\omega t + \phi_1) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) \end{bmatrix} \cdot \frac{M_{se}}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \end{bmatrix} \quad (5-83)$$

$$\begin{bmatrix} d_{se,d} \\ d_{se,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M_{se}}{2} \cdot \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\phi - \phi_1) \\ \sin(\phi - \phi_1) \end{bmatrix} \quad (5-84)$$

การวิเคราะห์ในส่วนถัดมา คือ การวิเคราะห์หาค่า  $i_{pcc}$  บนแกนดีคว ด้วยการแทนค่าดังกล่าวลงในสมการที่ (5-26) จะได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (5-85) จากสมการดังกล่าวถูกจัดรูปใหม่ด้วยการอาศัยคุณสมบัติทางตรีโกณมิติ ได้ตั้งสมการที่ (5-86) โดยที่ ค่า  $\lambda$  คือ มุมเหลื่อมระหว่างเวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตกับเวกเตอร์กระแสที่จุด PCC

$$\begin{bmatrix} i_{pcc,d} \\ i_{pcc,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi_1) & \cos\left(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\omega t + \phi_1) & -\sin\left(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_m \cos(\omega t + \phi + \lambda) \\ i_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi + \lambda\right) \\ i_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi + \lambda\right) \end{bmatrix} \quad (5-85)$$

$$\begin{bmatrix} i_{pcc,d} \\ i_{pcc,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} i_m \cos(\phi - \phi_1 + \lambda) \\ i_m \sin(\phi - \phi_1 + \lambda) \end{bmatrix} \quad (5-86)$$



รูปที่ 5-9 แผนภาพเฟสเซอร์ของแบบจำลองสำหรับวงจร Series APF

จากฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนดีคิวที่กล่าวในข้างต้น สามารถเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแบบจำลองสำหรับวงจร Series APF ได้ดังรูปที่ 5-9 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่าเวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตของวงจร Series APF ( $v_{inv,se}$ ) มีมุมเฟสเริ่มต้นเดียวกับเวกเตอร์ฟังก์ชันสถานะการสวิตช์ ( $d_{se}$ ) เท่ากับ  $\phi$  ซึ่งทำมุมต่างเฟสกับเวกเตอร์กระแสที่จุด PCC ( $i_{pcc}$ ) มีขนาดเท่ากับ  $\lambda$  โดยที่แกนดีคิวหมุนด้วยความเร็ว เท่ากับ  $\omega$  rad/s และมีมุมเฟสเริ่มต้น เท่ากับ  $\phi$  จากรูปดังกล่าว กำหนดให้มุมเฟสของเวกเตอร์  $v_{inv,se}$  มีขนาดเท่ากับมุมเฟสเริ่มต้นของแกนดีคิว ( $\phi = \phi_1$ ) และไม่พิจารณาผลของมุม  $\lambda$  ที่เกิดจากพารามิเตอร์ในสายส่ง ด้วยเหตุนี้ สมการที่ (5-84) และ (5-86) จึงแสดงได้ใหม่ ดังสมการที่ (5-87) และ (5-88) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} d_{se,d} \\ d_{se,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M_{sh}}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-87)$$

$$\begin{bmatrix} i_{pcc,d} \\ i_{pcc,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot i_m \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-88)$$

ตัวแปรสถานะของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF บนแกนสามเฟส ดังสมการที่ (5-81) สามารถแบ่งออกเป็นสามส่วน เพื่อแปลงแบบจำลองไปอยู่บนแกนดีคิว คือ ส่วนของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ แสดงไว้ในแถวที่ 1 ถึง 3 ส่วนของแรงดันขดเคี้ยวที่ตกคร่อมตัว

เก็บประจุ แสดงไว้ในแถวที่ 4 ถึง 6 และส่วนของแรงดันบัสไฟตรง แสดงไว้ในแถวที่ 7 โดยจะดำเนินการวิเคราะห์ทีละส่วน ดังนี้

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในส่วนของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำบนแกนตีคว

จากสมการที่ (5-81) ในส่วนของแถวที่ 1 ถึง 3 จัดให้อยู่ในรูปสมการตัวแปรสถานะได้ ดังสมการที่ (5-89) จากนั้นคูณด้วยเมตริกซ์  $[\mathbf{K}]^{-1}$  ตลอดทั้งสมการ เพื่อแปลงให้อยู่บนแกนตีคว แสดงได้ ดังสมการที่ (5-90)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{se,a} \\ i_{se,b} \\ i_{se,c} \end{bmatrix} = -\frac{R_{se}}{L_{se}} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,a} \\ i_{se,b} \\ i_{se,c} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{se}} \cdot \begin{bmatrix} v_{se,a} \\ v_{se,b} \\ v_{se,c} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{se}} \cdot \begin{bmatrix} d_{se,a} \\ d_{se,b} \\ d_{se,c} \end{bmatrix} \cdot v_{dc} \quad (5-89)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \right) &= -\frac{R_{se}}{L_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \right) + \frac{1}{L_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} \right) \\ &\quad - \frac{1}{L_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_{se,d} \\ d_{se,q} \end{bmatrix} \right) \cdot v_{dc} \end{aligned} \quad (5-90)$$

จากสมการที่ (5-90) พบว่า มีเทอม  $[\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix}$  ปรากฏขึ้นในสมการ สำหรับเทอมดังกล่าว จะต้องใช้กฎอนุพันธ์ของผลคูณเมตริกซ์ ดังสมการที่ (5-91) เพื่อแทนลงในสมการที่ (5-90) จะได้ ดังสมการที่ (5-92)

$$\frac{d}{dt} \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \right) = [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \right) + \left( \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \quad (5-91)$$

$$\begin{aligned} [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \right) + \left( \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} &= -\frac{R_{se}}{L_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \right) \\ &\quad + \frac{1}{L_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} \right) - \frac{1}{L_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_{se,d} \\ d_{se,q} \end{bmatrix} \right) \cdot v_{dc} \end{aligned} \quad (5-92)$$

จากนั้น ทำการจัดรูปสมการที่ (5-92) ด้วยการคูณเมตริกซ์  $[\mathbf{K}]$  ตลอดทั้งสมการ แสดงได้ ดังสมการที่ (5-93) ซึ่งจะได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (5-94)

$$\begin{aligned} & [\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \right) + [\mathbf{K}] \cdot \left( \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \\ &= -\frac{R_{se}}{L_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \right) + \frac{1}{L_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} \right) \\ & \quad - \frac{1}{L_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_{se,d} \\ d_{se,q} \end{bmatrix} \right) \cdot v_{dc} \end{aligned} \quad (5-93)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} &= -\frac{R_{se}}{L_{se}} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{se}} \cdot \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{se}} \cdot \begin{bmatrix} d_{se,d} \\ d_{se,q} \end{bmatrix} \cdot v_{dc} \\ & \quad - \left( [\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5-94)$$

นำผลลัพธ์ที่ได้จากสมการที่ (5-42) แทนลงในสมการที่ (5-94) จะได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (5-95) โดยผลเฉลยที่ได้ คือ สมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำบนแกนตีคว

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{se}}{L_{se}} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_{se}}{L_{se}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{se}} \cdot \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{se}} \cdot \begin{bmatrix} d_{se,d} \\ d_{se,q} \end{bmatrix} \cdot v_{dc} \quad (5-95)$$

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในส่วนของแรงดันขดเซยบนแกนตีคว

การวิเคราะห์เริ่มต้นจากสมการที่ (5-81) ในส่วนของแถวที่ 4 ถึง 6 เมื่อจัดให้อยู่ในรูปสมการตัวแปรสถานะ ได้ดังสมการที่ (5-96) จากนั้นคูณด้วยเมตริกซ์  $[\mathbf{K}]^{-1}$  ตลอดทั้งสมการ เพื่อแปลงให้อยู่บนแกนตีควแสดงได้ ดังสมการที่ (5-97)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{se,a} \\ v_{se,b} \\ v_{se,c} \end{bmatrix} = \frac{n_s}{C_{se}} \cdot \begin{bmatrix} i_{pcc,a} \\ i_{pcc,b} \\ i_{pcc,c} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_{se}} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,a} \\ i_{se,b} \\ i_{se,c} \end{bmatrix} \quad (5-96)$$

$$\frac{d}{dt} \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} \right) = \frac{n_s}{C_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{pcc,d} \\ i_{pcc,q} \end{bmatrix} \right) - \frac{1}{C_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \right) \quad (5-97)$$

จากสมการที่ (5-97) พบว่า มีเทอม  $[\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix}$  ปรากฏขึ้นในสมการ สำหรับเทอมดังกล่าว จะต้องใช้กฎอนุพันธ์ของผลคูณเมตริกซ์ ดังสมการที่ (5-98) เพื่อแทนลงในสมการที่ (5-97) จะได้ดังสมการที่ (5-99)

$$\frac{d}{dt} \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} \right) = [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} \right) + \left( \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} \quad (5-98)$$

$$\begin{aligned} [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} \right) + \left( \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} &= \frac{n_s}{C_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{pcc,d} \\ i_{pcc,q} \end{bmatrix} \right) \\ &\quad - \frac{1}{C_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (5-99)$$

จากนั้น ทำการจัดรูปสมการที่ (5-99) ด้วยการคูณเมตริกซ์  $[\mathbf{K}]$  ตลอดทั้งสมการ แสดงได้ ดังสมการที่ (5-100) ซึ่งจะได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (5-101)

$$\begin{aligned} [\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} \right) + \left( [\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} \\ = \frac{n_s}{C_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{pcc,d} \\ i_{pcc,q} \end{bmatrix} \right) - \frac{1}{C_{se}} \cdot \left( [\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (5-100)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} + \left( [\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} = \frac{n_s}{C_{se}} \cdot \begin{bmatrix} i_{pcc,d} \\ i_{pcc,q} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_{se}} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \quad (5-101)$$

นำผลลัพธ์ที่ได้จากสมการที่ (5-42) แทนลงในสมการที่ (5-101) จะได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (5-102) โดยผลเฉลยที่ได้ คือ สมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันขดเคียบบนแกนตีคว

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} = -\frac{1}{C_{se}} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{se,d} \\ v_{se,q} \end{bmatrix} + \frac{n_s}{C_{se}} \cdot \begin{bmatrix} i_{pcc,d} \\ i_{pcc,q} \end{bmatrix} \quad (5-102)$$

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในส่วนของแรงดันบัลไฟตรงบนแกนดีคิว

เริ่มต้นพิจารณาสมการที่ (5-81) ในส่วนของแถวที่ 7 จัดให้อยู่ในรูปสมการตัวแปรสถานะได้ ดังสมการที่ (5-103) จากนั้นดำเนินการแปลงสมการดังกล่าว ให้อยู่บนแกนดีคิวด้วยเมตริกซ์  $[\mathbf{K}]^{-1}$  ได้ ดังสมการที่ (5-104)

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} \cdot \begin{pmatrix} d_{se,a} \\ d_{se,b} \\ d_{se,c} \end{pmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{se,a} \\ i_{se,b} \\ i_{se,c} \end{bmatrix} \quad (5-103)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_{se,d} \\ d_{se,q} \end{bmatrix} \right)^T \cdot \left( [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \right) \quad (5-104)$$

จากสมการที่ (5-104) ถูกจัดรูปใหม่ ด้วยอาศัยคุณสมบัติความเป็นเมตริกซ์เชิงตั้งฉาก นั่นคือ เมตริกซ์  $([\mathbf{K}]^{-1})^T$  เท่ากับเมตริกซ์  $[\mathbf{K}]$  ได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (5-105) ผลเฉลยที่ได้คือ สมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัลไฟตรงบนแกนดีคิว

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} \cdot \begin{bmatrix} d_{se,d} \\ d_{se,q} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \end{bmatrix} \quad (5-105)$$

จากสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ แรงดันชดเชย และแรงดันบัลไฟตรงบนแกนดีคิว ที่อธิบายไว้ในสมการที่ (5-95), (5-102) และ (5-105) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบตัวแปรสถานะได้ ดังสมการที่ (5-106) สมการดังกล่าว คือ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF บนแกนดีคิว



$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \\ v_{se,d} \\ v_{se,q} \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{se}}{L_{se}} & \omega & \frac{1}{L_{se}} & 0 & -\frac{d_{se,d}}{L_{se}} \\ -\omega & -\frac{R_{se}}{L_{se}} & 0 & \frac{1}{L_{se}} & -\frac{d_{se,q}}{L_{se}} \\ -\frac{1}{C_{se}} & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{se}} & -\omega & 0 & 0 \\ \frac{d_{se,d}}{C_{dc}} & \frac{d_{se,q}}{C_{dc}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{se,d} \\ i_{se,q} \\ v_{se,d} \\ v_{se,q} \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \frac{n_s}{C_{se}} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ i_{pcc,d} \\ i_{pcc,q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-106)$$

### 5.3.3 การตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรงกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF ที่ได้ดำเนินการมาทั้งหมดในข้างต้น ต้องได้รับการตรวจสอบความถูกต้อง เพื่อให้แบบจำลองที่พิจารณามีความน่าเชื่อถือมากขึ้นสำหรับการนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุม ในที่นี้จะทำการเปรียบเทียบผลการจำลองสถานการณ์ที่ได้จากแบบจำลองตามสมการที่ (5-106) บนโปรแกรม m-file ของ MATLAB กับผลการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง รายละเอียดขั้นตอนการตรวจสอบสามารถอธิบาย ดังนี้

*การจำลองสถานการณ์โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF*

เริ่มต้นจากการนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF บนแกนดีคิว ซึ่งแสดงในสมการที่ (5-106) มาจัดให้อยู่ในรูปแบบฟังก์ชันสถานะได้ ดังสมการที่ (5-107) หลังจากนั้นทำการหาผลเฉลยของสมการเชิงอนุพันธ์สามัญ ด้วยการเขียนคำสั่งบน m-file ของโปรแกรม MATLAB

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} + \mathbf{Du} \end{aligned} \quad (5-107)$$

โดยที่  $\dot{\mathbf{x}}$  คือ ตัวแปรสถานะเชิงพลวัต ( $\dot{\mathbf{x}} = \frac{d}{dt} [i_{se,d} \quad i_{se,q} \quad v_{se,d} \quad v_{se,q} \quad v_{dc}]^T$ )

$\mathbf{x}$  คือ ตัวแปรสถานะ ( $\mathbf{x} = [i_{se,d} \quad i_{se,q} \quad v_{se,d} \quad v_{se,q} \quad v_{dc}]^T$ )

$\mathbf{u}$  คือ อินพุตของแบบจำลอง ( $\mathbf{u} = i_m$ )

$\mathbf{y}$  คือ เวกเตอร์พุดของแบบจำลอง ( $\mathbf{y} = [i_{se,d} \quad i_{se,q} \quad v_{se,d} \quad v_{se,q} \quad v_{dc}]^T$ )  
และเมตริกซ์  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$  และ  $\mathbf{D}$  ของแบบจำลอง คือ

$$\mathbf{A} = [\mathbf{A}_{11} \quad \mathbf{A}_{12} \quad \mathbf{A}_{13} \quad \mathbf{A}_{14} \quad \mathbf{A}_{15}]$$

$$\text{โดยที่ } \mathbf{A}_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{se}}{L_{se}} \\ -\omega \\ -\frac{1}{C_{se}} \\ 0 \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M_{se}}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{C_{se}} \cdot \cos(\phi - \phi_1) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} \omega \\ -\frac{R_{se}}{L_{se}} \\ 0 \\ -\frac{1}{C_{se}} \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M_{se}}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_{se}} \cdot \sin(\phi - \phi_1) \end{bmatrix},$$

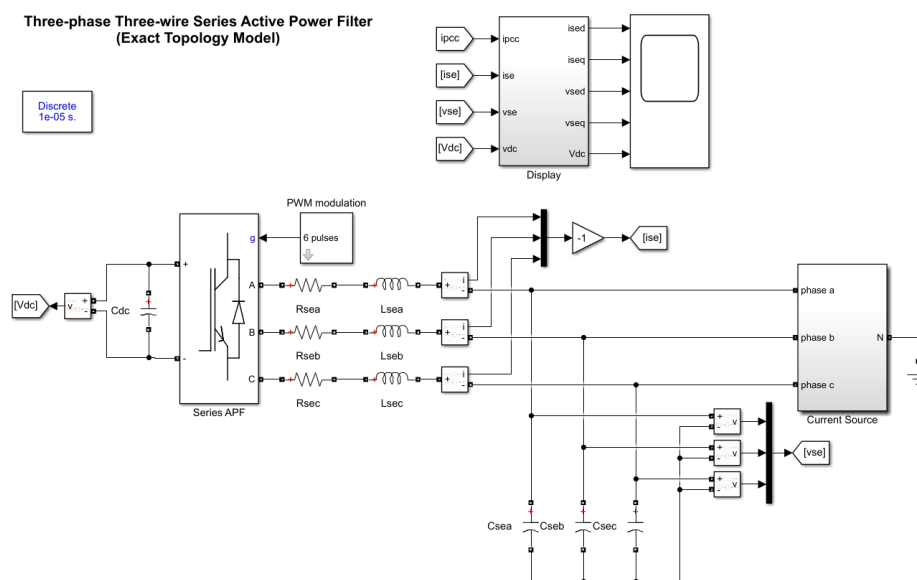
$$\mathbf{A}_{13} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{se}} \\ 0 \\ 0 \\ -\omega \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_{14} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_{se}} \\ \omega \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{15} = \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M_{se}}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_{se}} \cdot \cos(\phi - \phi_1) \\ -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M_{se}}{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_{se}} \cdot \sin(\phi - \phi_1) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

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

### การจำลองสถานการณ์โดยอาศัยชุดบล็อกสำเร็จรูปของวงจร Series APF

การจำลองสถานการณ์ระบบตามการพิจารณาในรูปที่ 5-8 ถูกนำมาสร้างบนโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก Power System สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 5-10 จากรูปดังกล่าว ประกอบด้วย ชุดบล็อกวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส ทางด้านดีซีของวงจรอินเวอร์เตอร์ ถูกต่อเข้ากับเก็บประจุ ( $C_{dc}$ ) ส่วนทางด้านเอซีของวงจรอินเวอร์เตอร์ต่อเข้ากับตัวต้านทาน ( $R_{se}$ ) อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ( $L_{se}$ ) และขนานกับตัวเก็บประจุ ( $C_{se}$ ) ทั้งสามเฟสต่อร่วมกับจุด PCC ที่กำหนดเป็นแหล่งจ่ายกระแส การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ดังกล่าว จะรับสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์จากบล็อกฟังก์ชันการสวิตช์ด้วยเทคนิค PWM



รูปที่ 5-10 โครงสร้างของวงจร Series APF ที่พิจารณาบนโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB

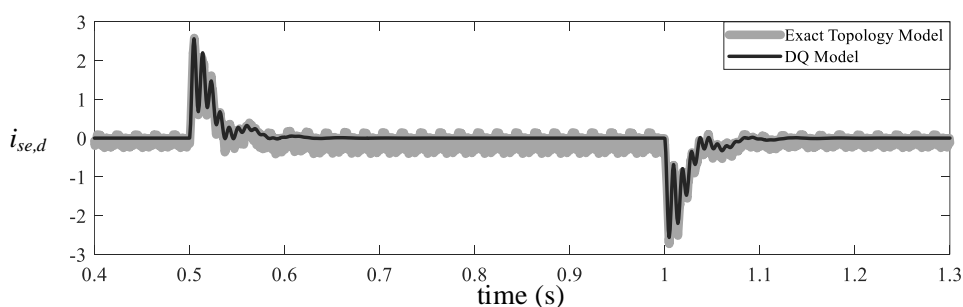
จากการอธิบายรายละเอียดการจำลองสถานการณ์ของวงจร Series APF ทั้งสองกรณี ผู้วิจัยได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ภายในระบบ ดังตารางที่ 5-2 การทดสอบมีวัตถุประสงค์ คือ การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิว ด้วยการเปรียบเทียบรูปสัญญาณของ  $i_{se}$ ,  $v_{se}$  และ  $v_{dc}$  กับกรณีอาศัยชุดบล็อกสำเร็จรูป ซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ดังรูปที่ 5-11 ถึง 5-15 ตามลำดับ

ตารางที่ 5-2 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของวงจร Series APF

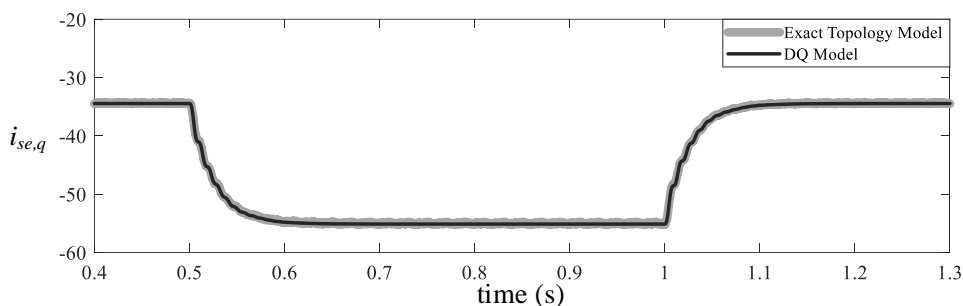
พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้
กระแสที่จุด PCC และความถี่ของระบบ	$i_{pcc} = 5-8 \text{ A}_{rms}$ , $f_s = 50 \text{ Hz}$
ตัวเก็บประจุ	$C_{dc} = 500 \mu\text{F}$
อิมพีแดนซ์ของสายส่ง	$R_{se} = 2 \Omega$ , $L_{se} = 20 \text{ mH}$ , $C_{se} = 400 \mu\text{F}$
อัตราส่วนจำนวนรอบ	$n_s = 1$
ความถี่ของสัญญาณพาห้ของรูปสามเหลี่ยม	$f_{tr} = 5 \text{ kHz}$
ดัชนีการมอดูเลต	$M_{se} = 0.97$

### ผลการจำลองสถานการณ์

ผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 5-11 ถึง 5-15 แสดงผลตอบสนองของสัญญาณ  $i_{se}$  ,  $v_{se}$  และ  $v_{dc}$  ที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ แสดงด้วยเส้นสีดำ กับผลตอบสนองที่ได้จากชุดบล็อกสำเร็จรูป แสดงด้วยเส้นสีเทา ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.4 ถึง 1.3 วินาที เนื่องจากช่วงเวลาดังกล่าวระบบจะเข้าสู่สภาวะคงตัว โดยการจำลองสถานการณ์ได้ทำการปรับค่าอินพุต คือ ค่า  $i_{pcc}$  จาก  $5 \text{ A}_{rms}$  เป็น  $8 \text{ A}_{rms}$  ตั้งแต่เวลา 0.5 ถึง 1 วินาที และปรับค่า  $i_{pcc}$  จาก  $8 \text{ A}_{rms}$  เป็น  $5 \text{ A}_{rms}$  ตั้งแต่เวลา 1 วินาที เป็นต้นไป ทั้งนี้เพื่อเปรียบเทียบผลการตอบสนองของแบบจำลองในสภาวะอยู่ตัวและสภาวะชั่วคราว

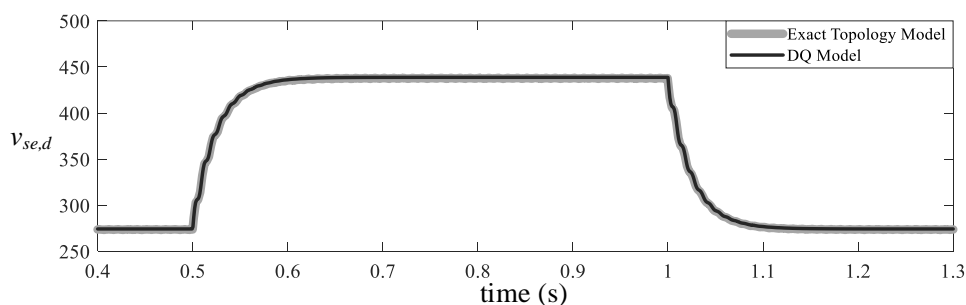
รูปที่ 5-11 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า  $i_{se,d}$ 

จากรูปที่ 5-11 สังเกตได้ว่า ผลการตอบสนองของค่า  $i_{se,d}$  มีการลู่เข้าสู่สถานะคงตัวอยู่ในช่วงก่อนเวลา 0.5 วินาที เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่จุด PCC ที่เวลา 0.5 วินาที และ 1.0 วินาที ส่งผลให้การตอบสนองของของค่า  $i_{se,d}$  มีลักษณะสั่นไหว จนค่อยๆ ลู่เข้าสู่สถานะคงตัวอีกครั้ง



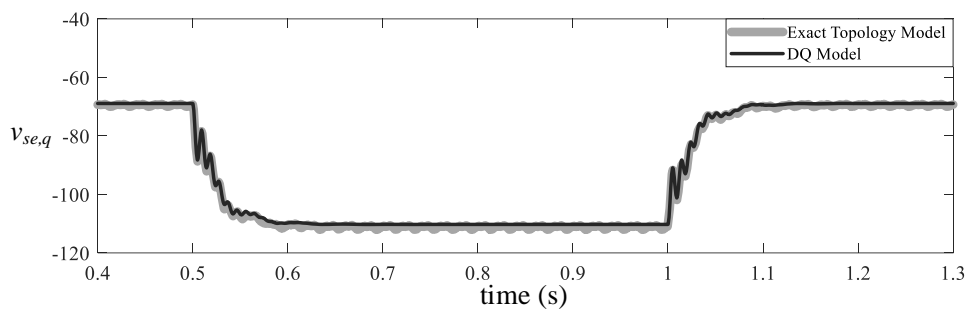
รูปที่ 5-12 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า  $i_{se,q}$

รูปที่ 5-12 แสดงผลการตอบสนองของค่า  $i_{se,q}$  สังเกตได้ว่า ช่วงก่อนเวลา 0.5 วินาที ค่า  $i_{se,q}$  จะเริ่มคงที่ประมาณ -35 A เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่จุด PCC เพิ่มขึ้น เท่ากับ  $8 A_{rms}$  ที่เวลา 0.5 วินาที ทำให้ค่า  $i_{se,q}$  มีแนวโน้มปรับตัวลดลง จนกระทั่งคงที่ประมาณ -55 A หลังจากนั้น เวลา 1.0 วินาที ค่า  $i_{pcc}$  มีการเปลี่ยนแปลงลดลง เท่ากับ  $5 A_{rms}$  อีกครั้ง ทำให้ค่า  $i_{se,q}$  เพิ่มขึ้นกลับมาคงที่ เท่ากับ -35 A เช่นเดิม



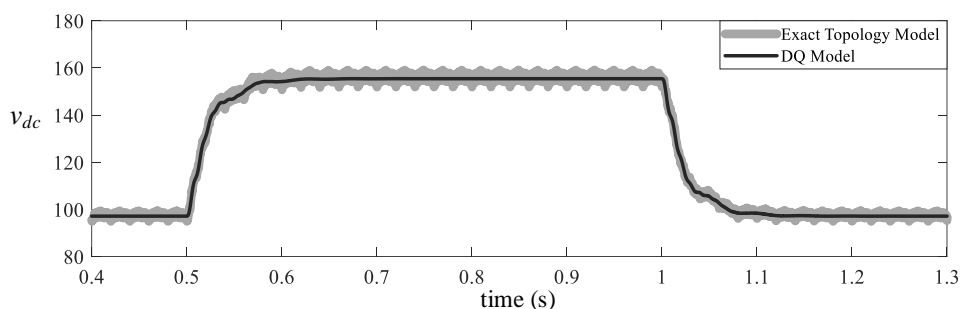
รูปที่ 5-13 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า  $v_{se,d}$

รูปที่ 5-13 แสดงผลการตอบสนองของค่า  $v_{se,d}$  สังเกตได้ว่า ช่วงก่อนเวลา 0.5 วินาที ค่า  $v_{se,d}$  จะเริ่มคงที่ประมาณ 270 V เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นของกระแสที่จุด PCC เท่ากับ  $8 A_{rms}$  ที่เวลา 0.5 วินาที ค่า  $v_{se,d}$  มีแนวโน้มปรับตัวเพิ่มขึ้น จนกระทั่งคงที่ประมาณ 450 V หลังจากนั้น เวลา 1.0 วินาที ค่า  $i_{pcc}$  มีการเปลี่ยนแปลงลดลง เท่ากับ  $5 A_{rms}$  อีกครั้ง ทำให้ค่า  $v_{se,d}$  ลดลงกลับมาคงที่ เท่ากับ 270 V เช่นเดิม



รูปที่ 5-14 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า  $v_{se,q}$

รูปที่ 5-14 แสดงผลการตอบสนองของค่า  $v_{se,q}$  สังเกตได้ว่า ช่วงก่อนเวลา 0.5 วินาที ค่า  $v_{se,q}$  จะเริ่มคงที่ประมาณ -70 V เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นของกระแสที่จุด PCC เท่ากับ  $8 A_{rms}$  ที่เวลา 0.5 วินาที ค่า  $v_{se,q}$  มีแนวโน้มปรับตัวลดลง จนกระทั่งคงที่ประมาณ -110 V หลังจากนั้น ค่า  $i_{pcc}$  มีการเปลี่ยนแปลงลดลง เท่ากับ  $5 A_{rms}$  ที่เวลา 1.0 วินาที ทำให้ค่า  $v_{se,q}$  ลดลงกลับมาคงที่ เท่ากับ -70 V เช่นเดิม



รูปที่ 5-15 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่า  $v_{dc}$

และในรูปที่ 5-15 แสดงผลการตอบสนองของค่า  $v_{dc}$  สังเกตได้ว่า ช่วงก่อนเวลา 0.5 วินาที ค่า  $v_{dc}$  จะเริ่มคงที่ประมาณ 100 V เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นของกระแสที่จุด PCC เท่ากับ  $8 A_{rms}$  ที่เวลา 0.5 วินาที ค่า  $v_{dc}$  มีแนวโน้มปรับตัวเพิ่มขึ้น จนกระทั่งคงที่ประมาณ 160 V หลังจากนั้น เวลา 1.0 วินาที ค่า  $i_{pcc}$  มีการเปลี่ยนแปลงลดลง เท่ากับ  $5 A_{rms}$  อีกครั้ง ทำให้ค่า  $v_{dc}$  ลดลงกลับมาคงที่ เท่ากับ 100 V เช่นเดิม

#### 5.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร UQPC ซึ่งประกอบด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF และ Shunt APF โดยใช้กฎแรงดันและกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ในการวิเคราะห์หาแบบจำลองบนแกนสามเฟส และแปลงแบบจำลองดังกล่าวย้ายไปอยู่บนแกนตีควด้วยเมตริกซ์การแปลงของปาร์ค จากนั้นนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนตีควมาตรวจสอบและยืนยันความถูกต้อง โดยเปรียบเทียบกับแบบจำลองการณด้วยชุดบล็อกสำเร็จรูป เพื่อประโยชน์สำหรับการนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุมให้กับวงจร UPQC โดยรายละเอียดการออกแบบได้นำเสนอไว้ในบทถัดไป



## บทที่ 6

### การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอบนระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

#### 6.1 บทนำ

การปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้วยวงจร UPQC ที่เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน จำเป็นต้องมีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ซึ่งเป็นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ หากไม่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง จะทำให้ค่าแรงดันดังกล่าวมีค่าไม่ตรงตามค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงที่ได้จากการออกแบบ ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าของวงจร UPQC โดยตรง ด้วยเหตุนี้ ผู้วิจัยจึงได้นำเสนอตัวควบคุมพีไอ เนื่องจากตัวควบคุมดังกล่าวให้ผลตอบสนองในสภาวะคงตัวที่ดี สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ถูกออกแบบในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง เพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่เหมาะสมกับระบบควบคุมแบบดิจิทัล เนื้อหาที่นำเสนอในบทนี้เริ่มต้น นำเสนอการออกแบบพารามิเตอร์ของวงจร UPQC การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง และการจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

#### 6.2 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวม

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจร UPQC ให้เหมาะสม มีความสำคัญต่อสมรรถนะการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า ค่าพารามิเตอร์ของวงจร UPQC สามารถแบ่งออกเป็นสองส่วน ได้แก่ ส่วนที่หนึ่ง คือ ค่าพารามิเตอร์ของวงจร Shunt APF ประกอบด้วย ค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_{sm}$ ) ค่าความเก็บประจุดีซี ( $C_{dc}$ ) และค่าแรงดันบัลไฟตรง ( $V_{dc}$ ) และส่วนที่สอง คือ ค่าพารามิเตอร์ของวงจร Series APF ประกอบด้วย ขนาดพิกัดของหม้อแปลงอนุกรม ค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_{se}$ ) และค่าความเก็บประจุ ( $C_{se}$ ) รายละเอียดการออกแบบค่าพารามิเตอร์ได้นำเสนอไว้ ดังนี้

##### 6.2.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

###### การออกแบบค่าแรงดันบัลไฟตรง ( $V_{dc}$ )

การออกแบบค่า  $V_{dc}$  ควรออกแบบให้มีค่าขนาดแรงดันมากกว่า 1.6 เท่าของค่ายอดแรงดันที่แหล่งจ่าย [49] ดังสมการที่ (6-1) ดังนั้น ผู้วิจัยจึงกำหนดให้ค่า  $V_{dc}$  เท่ากับ 750 V

$$V_{dc} \geq 1.6V_m \quad (6-1)$$

การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_{sh}$ )

การออกแบบค่า  $L_{sh}$  ด้วยวิธีการของ David Ingram และ Simon Round ได้นำเสนอในปี ค.ศ. 1997 [50] วิธีการดังกล่าว คือ เลือกค่าที่มีขนาดไม่เกินค่าความเหนี่ยวนำสูงสุด ( $L_{sh,max}$ ) ที่ทำให้วงจร Shunt APF สามารถฉีดกระแสชดเชยได้ตามกระแสอ้างอิงที่มีการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสสูงสุด สามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (6-2)

$$L_{sh,max} = \frac{V_{dc} - V_m}{\max\left(\frac{di_{sh}^*}{dt}\right)} \quad (6-2)$$

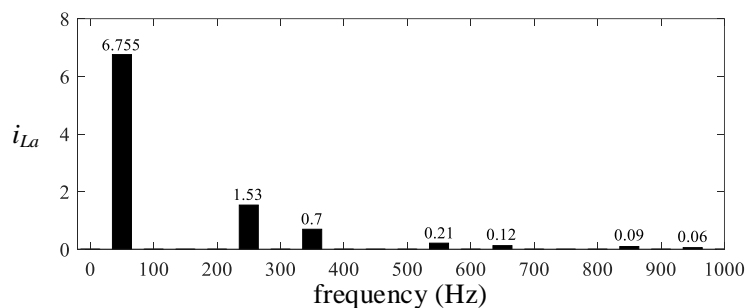
โดยที่  $\max\left(\frac{di_{sh}^*}{dt}\right)$  คือ ค่าอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของกระแสอ้างอิงสูงสุด เทียบกับเวลา (A/s)

จากสมการที่ (6-2) ค่า  $\max\left(\frac{di_{sh}^*}{dt}\right)$  คำนวณได้จากการวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิก ดังรูปที่ 6-1 โดยพิจารณาอันดับฮาร์มอนิกที่มีขนาดกระแสมากที่สุดได้ ดังสมการที่ (6-3) และ (6-4) ตามลำดับ

$$i_{h,max}(t) = I_h \sin(2\pi f_h t) \quad (6-3)$$

$$\max\left(\frac{di_{sh}^*}{dt}\right) = 2\pi f_h I_h \quad (6-4)$$

โดยที่  $I_h$  คือ ขนาดกระแสของลำดับกระแสฮาร์มอนิกที่มีขนาดกระแสสูงสุด (A)  
 $f_h$  คือ ความถี่ของลำดับฮาร์มอนิกที่มีขนาดกระแสสูงสุด (Hz)



รูปที่ 6-1 สเปกตรัมกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ ที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา

ตารางที่ 6-1 ขนาดกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ ที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา

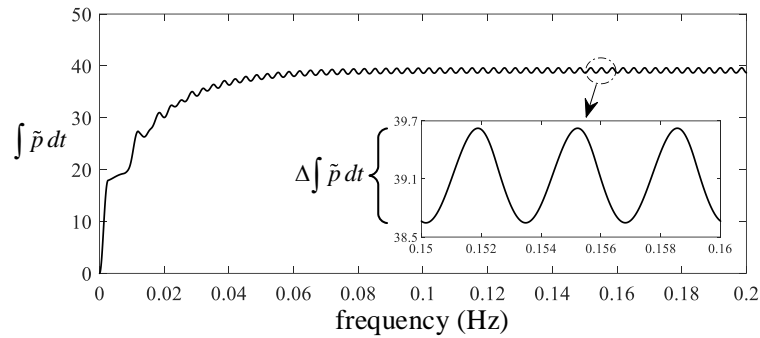
ความถี่ (Hz)	50	250	350	550	650	850	950
ขนาดกระแส (A)	6.76	1.53	0.68	0.21	0.12	0.09	0.06

จากตารางที่ 6-1 แสดงปริมาณของกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ ที่เกิดขึ้นในระบบ สังเกตได้ว่า กระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ 5 (250 Hz) มีขนาดสูงสุด เท่ากับ 1.53 A สามารถคำนวณค่า  $L_{sh,max}$  ได้จากสมการที่ (6-2) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 182.66 mH ดังนั้น ขอบเขตค่า  $L_{sh}$  ที่เหมาะสมจะต้องมีค่าไม่เกิน 182.66 mH ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่า  $L_{sh}$  เท่ากับ 30 mH

#### การออกแบบค่าความเก็บประจุ ( $C_{dc}$ )

การออกแบบค่า  $C_{dc}$  ด้วยวิธีการของ Thierry Thomas และคณะ ได้นำเสนอในปี ค.ศ. 1998 [51] วิธีดังกล่าวกำหนดขอบเขตต่ำสุดของค่าความเก็บประจุดีซี ( $C_{dc,min}$ ) สำหรับเป็นแหล่งสะสมพลังงานให้กับวงจรรองกำลังแอกทีฟ ดังสมการที่ (6-5) การออกแบบค่าดังกล่าว ส่งผลต่อการควบคุมแรงดันกระเพื่อม ( $\Delta V_{dc}$ ) และระยะเวลาการเข้าสู่สภาวะคงตัวของค่าแรงดันบัสไฟตรงให้อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ ดังนั้น ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยจึงกำหนดให้  $\Delta V_{dc}$  มีค่าไม่เกิน 2 V หรือไม่เกิน 0.3 % ของแรงดันบัสไฟตรงที่กำหนด

$$C_{dc,min} = \frac{\Delta \int \tilde{p} dt}{\Delta V_{dc} \cdot V_{dc}^*} \quad (6-5)$$



รูปที่ 6-2 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา

จากสมการที่ 6-5 สามารถคำนวณค่า  $C_{dc,min}$  ได้ เท่ากับ  $653.33 \mu\text{F}$  ดังนั้น ขอบเขตค่า  $C_{dc}$  ที่เหมาะสม จะต้องมีค่ามากกว่า  $653.33 \mu\text{F}$  ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่า  $C_{dc}$  เท่ากับ  $1000 \mu\text{F}$

### 6.2.2 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม

การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบความเหนี่ยวนำและความเก็บประจุ (LC Filter)

วงจรกรองความถี่แบบ LC ทำหน้าที่กำจัดสัญญาณที่มีค่าความถี่การสวิตช์ และสัญญาณรบกวนที่มีค่าความถี่สูง ซึ่งปะปนกับสัญญาณแรงดันชดเชย ทำให้การป้อนแรงดันชดเชยของวงจร UPQC มีสมรรถนะที่ดียิ่งขึ้น ในงานวิทยานิพนธ์นี้ เลือกใช้วิธีการออกแบบของ Muhammad H. Rashid [52] ซึ่งสามารถออกแบบค่า  $L_{se}$  และค่า  $C_{se}$  ได้ ดังสมการที่ 6-6

$$\frac{1}{\sqrt{L_{se}C_{se}}} \leq \frac{2\pi f_{sw}}{10} \quad (6-6)$$

จากสมการที่ 6-6 กำหนดให้ค่า  $f_{sw}$  เท่ากับ  $10 \text{ kHz}$  สามารถคำนวณค่า  $L_{se}$  เท่ากับ  $10 \text{ mH}$  และค่า  $C_{se}$  เท่ากับ  $100 \mu\text{F}$

### การออกแบบขนาดพิกัดกำลังของหม้อแปลงอนุกรม ( $S_{TR}$ )

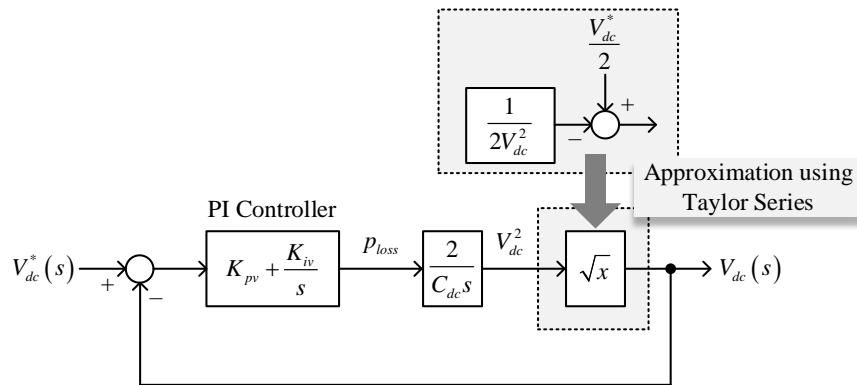
หม้อแปลงอนุกรมถูกเลือกใช้งานสำหรับการเชื่อมต่อของวงจร Series APF กับระบบที่พิจารณา จึงควรออกแบบขนาดพิกัดกำลังของหม้อแปลงอนุกรมให้เหมาะสมกับการใช้งาน โดยที่พิกัดแรงดันของหม้อแปลงอนุกรมขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันชดเชย ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยได้กำหนดความผันผวนของแรงดันที่แหล่งจ่ายเท่ากับ  $\pm 20\%$  ของแรงดันที่แหล่งจ่าย ซึ่งค่าดังกล่าวอ้างอิงตามข้อกำหนดเกี่ยวกับการปฏิบัติการระบบโครงข่ายไฟฟ้าของการไฟฟ้าฝ่ายผลิตแห่งประเทศไทย [53] ขนาดของกระแสที่แหล่งจ่ายในสภาวะแรงดันตกชั่วขณะ เท่ากับ  $8 \text{ A}$  และ

อัตราส่วนจำนวนรอบ เท่ากับ 1 ดังนั้น ขนาดพิกัดกำลังของหม้อแปลงอนุกรม สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 6-7 มีค่าเท่ากับ 10 kVA

$$S_{TR} = 3V_{se} I_{S, sag\ voltage} \tag{6-7}$$

### 6.3 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของตัวเก็บประจุให้คงที่ตามค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นการออกแบบระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงที่คำนึงถึงพลังงานสะสมในตัวเก็บประจุ ( $W_{dc}$ ) เนื่องจากด้วย แนวทางดังกล่าวไม่พึ่งพาเทคนิคการประมาณการหาค่ารากที่สองของ  $V_{dc}^2$  บนระบบเวลาต่อเนื่อง ซึ่งแสดงได้ ดังรูปที่ 6-3 ส่งผลให้ลดความซับซ้อนสำหรับการออกแบบและวิเคราะห์ระบบควบคุม ตัวควบคุมพีไอถูกพิจารณาใช้ในระบบนี้ เนื่องจากตัวควบคุมดังกล่าวให้ผลตอบสนองในสภาวะคงตัวที่ดี ซึ่งเหมาะสมตามวัตถุประสงค์ของระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงในทางปฏิบัติ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เลือกใช้วิธีการออกแบบดิจิทัลโดยตรง (Direct Digital Design) [54] มีรายละเอียดขั้นตอนการออกแบบ ดังนี้



รูปที่ 6-3 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ด้วยตัวควบคุมพีไอบนระบบเวลาต่อเนื่อง

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดค่าความถี่ธรรมชาติ ( $\omega_n$ ) ค่าอัตราส่วนการหน่วง ( $\zeta$ ) และค่าเวลาการซักตัวอย่าง ( $T_s$ ) ค่า  $\omega_{nv}$  ควรกำหนดให้มีค่าต่ำกว่าลูบควบคุมกระแสชดเชยของวงจร Shunt APF อย่างน้อย 10 เท่า [55] ซึ่งผู้วิจัยได้พิจารณากำจัดกระแสฮาร์มอนิกสูงสุดที่ 50 อันดับ (2500 Hz หรือ 15708 rad/s) ด้วยเหตุนี้ จึงกำหนดให้  $\omega_{nv}$  เท่ากับ 43.9822 rad/s (7 Hz) เพื่อให้

ผลตอบสนองของ  $v_{dc}$  มีค่าพุ่งเกินและการเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เหมาะสม ดังนั้น ผู้ออกแบบกำหนดให้ค่า  $\zeta$  เท่ากับ 0.707 และค่า  $T_s$  เท่ากับ  $32 \mu s$

ขั้นตอนที่ 2 หาแบบจำลองของระบบในโดเมนซี (Discrete Model:  $G_{pv}(z)$ ) โดยอาศัยความสัมพันธ์ ดังสมการที่ 6-8 ฟังก์ชัน  $G_{pv}(s)$  สามารถเขียนอธิบายให้อยู่ในโดเมนซีได้ ดังสมการที่ (6-9) ซึ่งผลเฉลยจากสมการดังกล่าวมีการพิจารณาร่วมกับฟังก์ชันการคงค่าศูนย์ (Zero Order Hold: ZOH)

$$W_{dc} = \int p_{loss} dt \Rightarrow G_{pv}(s) = \frac{W_{dc}(s)}{p_{loss}(s)} = \frac{1}{s} \quad (6-8)$$

$$G_{pv}(z) = (1 - z^{-1}) \cdot Z \left\{ \frac{G_{pv}(s)}{s} \right\} = \frac{T_s}{z-1} \quad (6-9)$$

ขั้นตอนที่ 3 หาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอที่อยู่ในโดเมนซี ซึ่งเขียนอธิบายได้ดังสมการที่ (6-10) โดยที่ ตัวแปร  $\alpha$  คือ ตำแหน่งของซีโรของตัวควบคุมพีไอบนระนาบซี

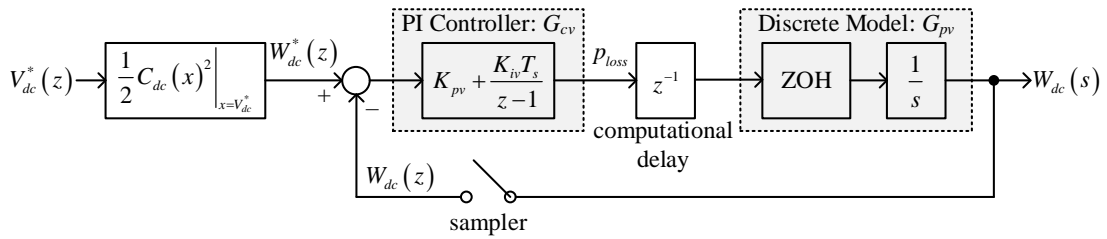
$$\begin{aligned} G_{cv}(z) &= \frac{K_{pv}s + K_{iv}}{s} \Big|_{s=\frac{z-1}{T_s}} \\ &= K_{pv} \left( \frac{z-\alpha}{z-1} \right) ; \alpha = 1 - \frac{K_{iv}T_s}{K_{pv}} \end{aligned} \quad (6-10)$$

ขั้นตอนที่ 4 หาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมวงปิด ( $T(z)$ ) ซึ่งจะได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (6-11) ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงที่พิจารณาพลังงานสะสมในตัวเก็บประจุสามารถอธิบายด้วยแผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมในโดเมนซี ดังรูปที่ 6-4

$$\begin{aligned} T(z) &= \frac{W_{dc}(z)}{W_{dc}^*(z)} \Big|_{s=\frac{z-1}{T_s}} \\ &= \frac{\eta_v(z-\alpha)}{z^3 - 2z^2 + (\eta_v + 1)z - \eta_v\alpha} ; \eta_v = K_{iv}T \end{aligned} \quad (6-11)$$

โดยที่  $W_{dc}^*$  คือ ค่าพลังงานสะสมอ้างอิงในตัวเก็บประจุ ( $W_{dc}^* = \frac{1}{2} C_{dc} (V_{dc}^*)^2$ )

$W_{dc}$  คือ ค่าพลังงานสะสมในตัวเก็บประจุ ( $W_{dc} = \frac{1}{2} C_{dc} (V_{dc})^2$ )

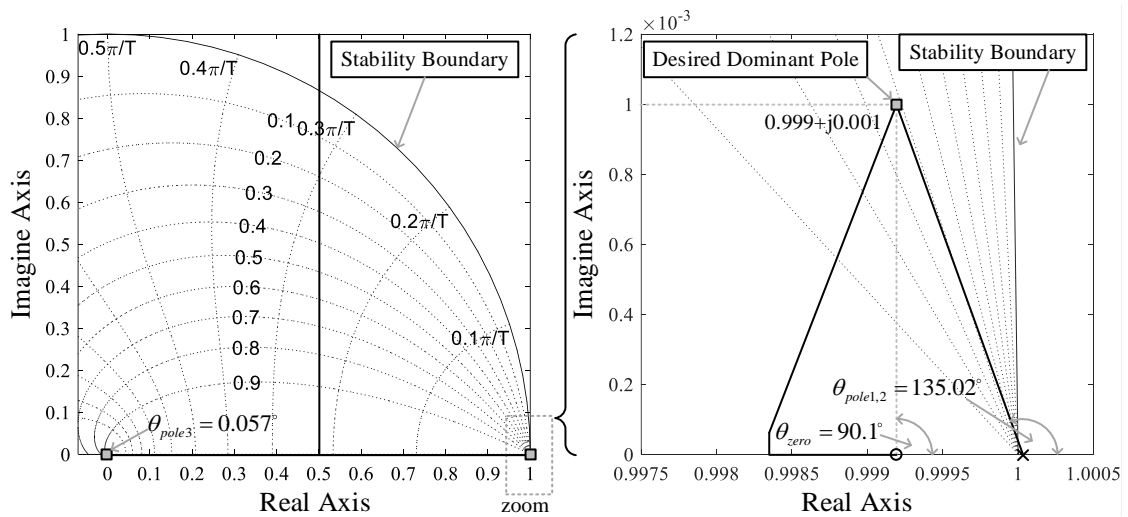


รูปที่ 6-4 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ  
บนระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

ขั้นตอนที่ 5 คำนวณหาค่าโพลเด่นบนระนาบซีสี่ ดังสมการที่ (6-12)

$$z = e^{T_s(-\zeta\omega_{nv} \pm j\omega_{nv}\sqrt{1-\zeta^2})} = 0.999005 \pm j0.000994 \quad (6-12)$$

ขั้นตอนที่ 6 คำนวณค่า  $\alpha$  และ  $K_{pv}$  โดยพึ่งพาแผนภาพเส้นทางเดินรากบนระนาบซีสี่ ซึ่งแสดงได้ ดังรูปที่ 6-5 การวิเคราะห์ด้วยเทคนิคดังกล่าว อาศัยโปรแกรม m-file ร่วมกับคำสั่ง sisotool (Single Input/Single Output) ของ MATLAB เพื่อช่วยดำเนินการหาผลเฉลย



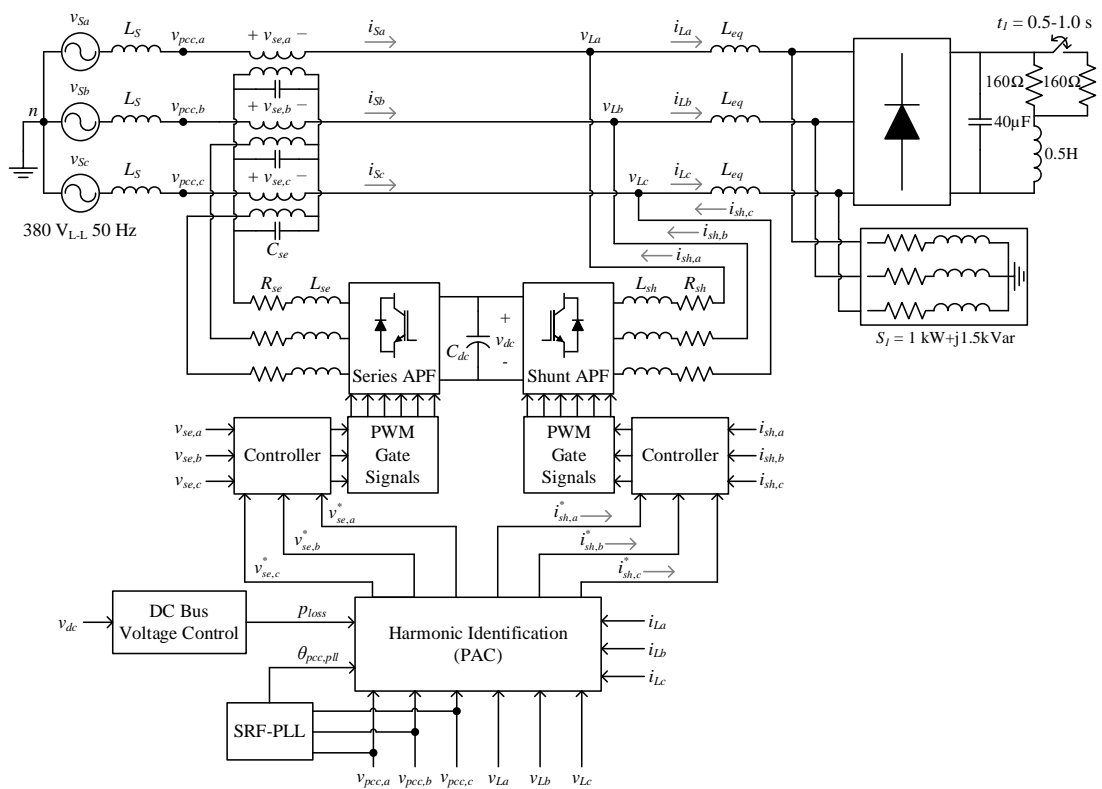
รูปที่ 6-5 แผนภาพทางเดินรากของระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ

จากการวิเคราะห์จากรูปดังกล่าวจะได้ค่า  $\alpha$  เท่ากับ 0.999007 และค่า  $K_{pv}$  เท่ากับ 62.146 จากนั้นแทนค่า  $\alpha$  และ  $K_{pv}$  ลงในสมการที่ 6-10 จะทำให้ได้ผลเฉลย ดังสมการที่ 6-13 โดยที่ค่า  $K_{pv}$  เท่ากับ 62.146 และค่า  $K_{iv}$  เท่ากับ 1929.199

$$G_{cv}(z) = 62.146 \left( \frac{z - 0.999007}{z - 1} \right) \tag{6-13}$$

### 6.4 ผลการจำลองสถานการณ์ และการอภิปรายผล

การจำลองสถานการณ์การปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้วยวงจร UPQC แสดงได้ดังรูปที่ 6-6 วัตถุประสงค์ของการจำลองสถานการณ์ในหัวข้อนี้เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจร UPQC ด้วยตัวควบคุมแบบพีไอที่ถูกรอกแบบไว้ในหัวข้อที่ 6.3 ตัวควบคุมดังกล่าวถูกนำมาใช้งานร่วมกับระบบควบคุมแบบ PWM สำหรับวงจร UPQC [11] ระบบควบคุมดังกล่าวจะประกอบด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC แบบใหม่ ซึ่งได้รับการปรับปรุงให้ทำงานร่วมกับ SWFA ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และเทคนิคการสวิตซ์วิธี PWM สำหรับควบคุมการทำงานของวงจร UPQC เพื่อสร้างสัญญาณแรงดันและกระแสชดเชยตามลำดับ



รูปที่ 6-6 ระบบจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

โครงสร้างของระบบที่พิจารณาในรูปที่ 6-6 ประกอบด้วยแรงดันที่แหล่งจ่ายสามเฟสที่มีลักษณะเป็นแหล่งจ่ายแรงดันอุดมคติ ที่สามารถกำหนดค่ายอด ความถี่ และมุมเฟสได้ จุด PCC ถูกต่อเข้าตัวเหนี่ยวนำทางด้านโหลด โหลดเชิงเส้นสมดุล และโหลดไม่เป็นเชิงเส้นตามลำดับ โดยโหลด



เชิงเส้นที่นำมาพิจารณา เป็นตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และต่อขนานกับตัวเก็บประจุ ค่าพารามิเตอร์ของระบบที่พิจารณา แสดงได้ ดังตารางที่ 6-2

ตารางที่ 6-2 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้
แรงดันที่แหล่งจ่าย และความถี่ของระบบ	$v_s = 380 \text{ V}_{L-L}, f_s = 50 \text{ Hz}$
อิมพีแดนซ์ของสายส่ง	$L_l = 10.1 \text{ mH}$
โหลดเชิงเส้น	$S_{L1} = 1 \text{ kW} + j1.5 \text{ kVar}$
โหลดไม่เป็นเชิงเส้น	$R_{L1} = 160 \ \Omega, R_{L2} = 160 \ \Omega$
	$L_L = 0.5 \text{ H}, C_L = 40 \ \mu\text{F}$
วงจร Shunt APF	$R_{sh} = 0.2 \ \Omega, L_{sh} = 30 \text{ mH}$
	$V_{dc} = 750 \text{ V}, C_{dc} = 1000 \ \mu\text{F}$
วงจร Series APF	$R_{se} = 0.2 \ \Omega, L_{se} = 10 \text{ mH}, C_{se} = 100 \ \mu\text{F}$
ความถี่การสวิตช์ด้วยเทคนิค PWM	$f_{sw} = 10 \text{ kHz},$

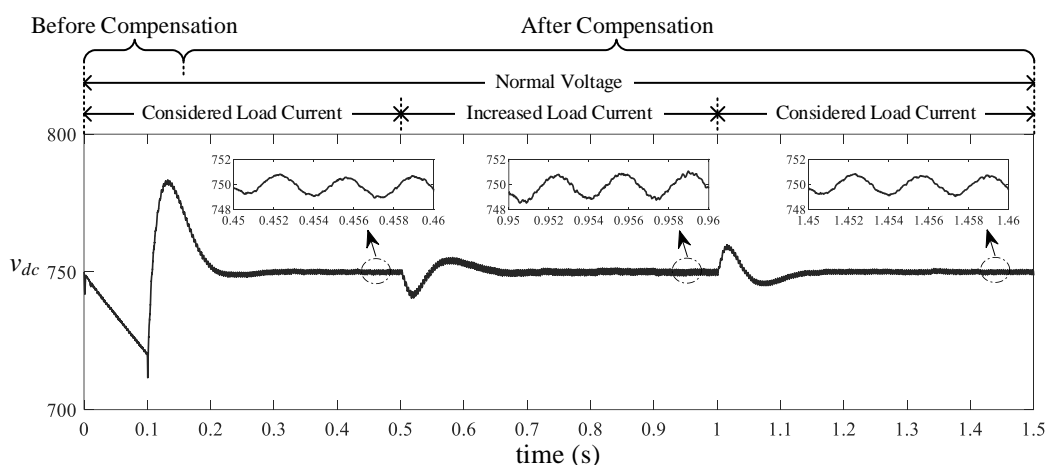
สำหรับการทดสอบสมรรถนะการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยได้กำหนดสถานการณ์สำหรับการทดสอบระบบดังกล่าว แบ่งออกเป็นสองกรณี ดังนี้

กรณีที่ 1 กระแสโหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ การทดสอบแบ่งออกเป็นสองช่วง ได้แก่ ช่วงแรกตั้งแต่เวลา 0.1 ถึง 0.5 วินาที คือ ช่วงกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติ และช่วงที่สองตั้งแต่เวลา 0.5 ถึง 1.0 วินาที คือ ช่วงที่มีการเพิ่มกระแสโหลดในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติ การเพิ่มกระแสโหลดทำได้โดยการปรับเปลี่ยนโหลดตัวต้านทานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ จากตัวต้านทาน เท่ากับ 160 โอห์ม เป็น 80 โอห์ม

กรณีที่ 2 แรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลงในสภาวะกระแสโหลดที่พิจารณา การทดสอบแบ่งออกเป็นสามช่วง ได้แก่ ช่วงแรกตั้งแต่เวลา 1.0 ถึง 1.5 วินาที คือ ช่วงแหล่งจ่ายแรงดันปกติ ช่วงที่สองตั้งแต่เวลา 1.5 ถึง 2.0 วินาที คือ ช่วงที่เกิดแรงดันตกชั่วขณะ 20% ทางด้านแหล่งจ่าย และช่วงสุดท้ายตั้งแต่เวลา 2.5 ถึง 3.0 วินาที คือ ช่วงที่เกิดแรงดันเกินชั่วขณะ 20% ทางด้านแหล่งจ่าย โดยที่แรงดันทั้งสองกรณี มีขนาดเท่ากับ 0.8 และ 1.2 ของแรงดันที่แหล่งจ่าย ตามลำดับ

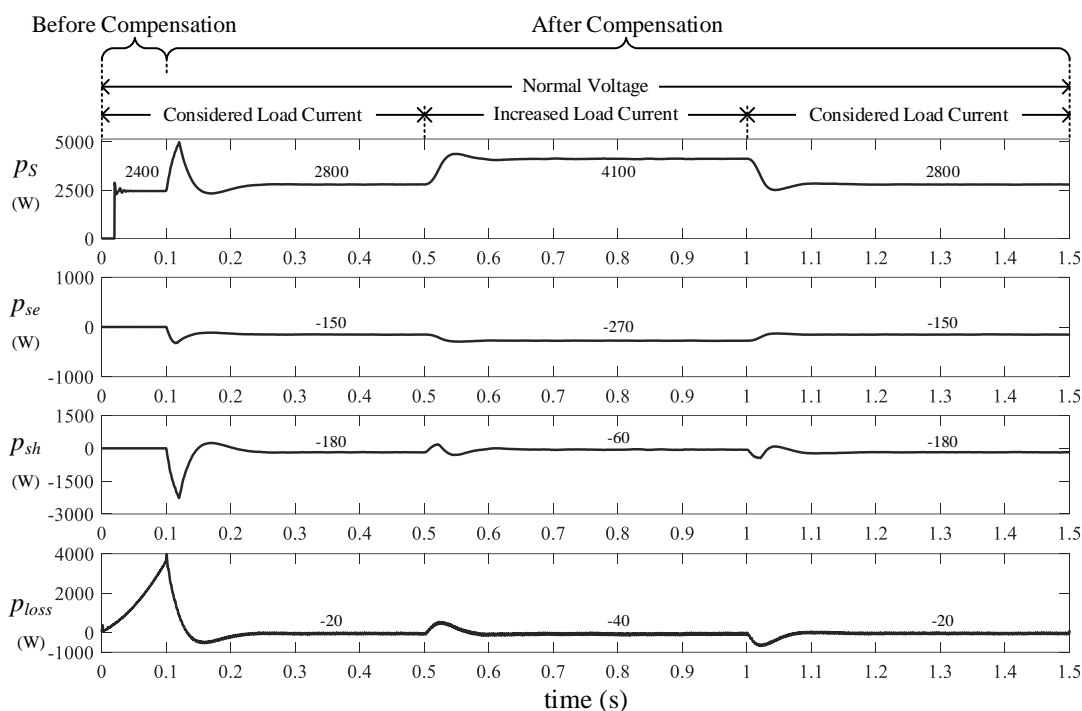
#### 6.4.1 กรณีที่ 1 กระแสไหลเปลี่ยนแปลงในสถานะแรงดันปกติ

ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสไหลเปลี่ยนแปลง ในสถานะแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติ แสดงได้ ดังรูปที่ 6-7 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจร UPQC ในช่วงก่อนกระแสไหลเปลี่ยนแปลง ตัวควบคุมแบบพีไอสามารถควบคุมแรงดันบัสไฟตรงได้ เท่ากับ 750 V โดยใช้เวลาในการลู่เข้าสู่ภาวะคงตัว ประมาณ 0.29 วินาที เมื่อกระแสไหลเพิ่มขึ้นตั้งแต่เวลา 0.5 ถึง 1.0 วินาที วงจร UPQC จะฉีดกระแสชดเชยเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในเวลาอันสั้น ทำให้พลังงานที่ตัวเก็บประจุไม่เพียงพอ แรงดันบัสไฟตรงจึงมีค่าลดลง โดยมีค่าแรงดันบัสไฟตรงต่ำสุด เท่ากับ 740 V และเมื่อกระแสชดเชยเข้าสู่ภาวะคงตัว ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ตัวเก็บประจุ แรงดันบัสไฟตรงจึงมีค่าเพิ่มขึ้น โดยมีค่าแรงดันบัสไฟตรงสูงสุด เท่ากับ 755 V



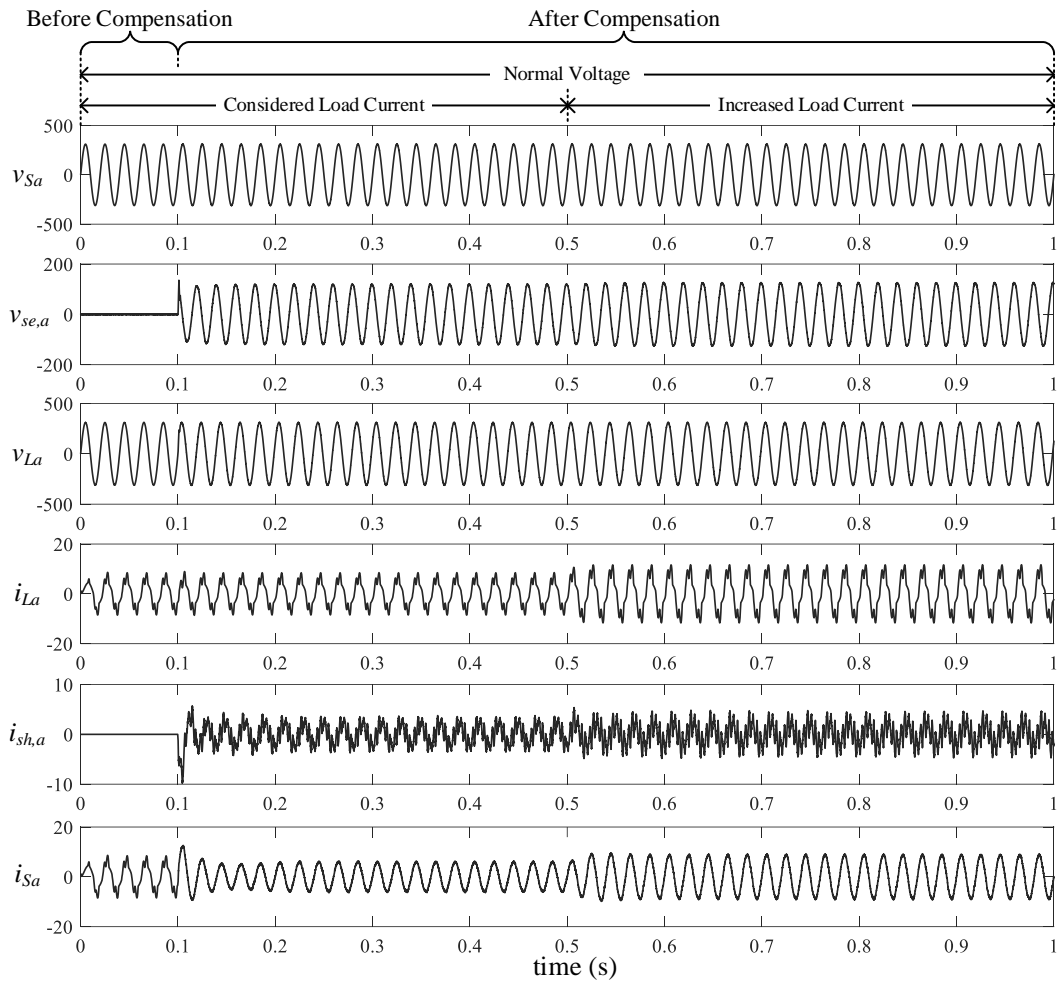
รูปที่ 6-7 ผลทดสอบการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ  
กรณีกระแสไหลเปลี่ยนแปลงในสถานะแรงดันปกติ

จากนั้นแรงดันบัสไฟตรงเริ่มมีการปรับค่าลดลงจนมีค่าเท่ากับ 750 V โดยใช้เวลาประมาณ 0.2 วินาที ในการปรับตัวเข้าสู่ภาวะคงตัว และช่วงเวลาตั้งแต่ 1.0 วินาที เป็นต้นไป เมื่อโหลดตัวต้านทานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นเท่าเดิมอีกครั้ง วงจร UPQC จะฉีดกระแสชดเชยลดลงอย่างรวดเร็วในเวลาอันสั้น ทำให้พลังงานเก็บประจุมีมากเกินไป แรงดันบัสไฟตรงจึงมีค่าเพิ่มขึ้น โดยมีค่าแรงดันบัสไฟตรงสูงสุด เท่ากับ 760 V และเมื่อกระแสชดเชยเข้าสู่ภาวะคงตัว ทำให้พลังงานที่ตัวเก็บประจุลดลง โดยมีค่าแรงดันบัสไฟตรงต่ำสุด เท่ากับ 745 V โดยใช้เวลาประมาณ 0.2 วินาที ในการปรับตัวเข้าสู่ภาวะคงตัว เท่ากับ 750 เช่นเดิม ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าออกที่พ กรณีกระแสไหลเปลี่ยนแปลงในสถานะแรงดันปกติ แสดงได้ดังรูปที่ 6-8



รูปที่ 6-8 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ

ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส  $a$  กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ ดังรูปที่ 6-9 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ภายหลังจากชดเชยตั้งแต่เวลา 0.1 วินาที วงจร UPQC ฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ทำให้สัญญาณ  $i_{sa}$  มีลักษณะใกล้เคียงกับรูปไซน์มากขึ้น โดยที่ค่า  $\%THD_{i,av}$  ช่วงกระแสโหลดที่พิจารณา และช่วงกระแสโหลดเพิ่มขึ้น เท่ากับ 5.03 และ 4.48 ตามลำดับ นอกจากนี้ ค่า PF ของระบบได้รับการปรับปรุงจากก่อนการชดเชย โดยการป้อนแรงดันและกระแสชดเชยของวงจร UPQC ซึ่งการทำงานดังกล่าวสอดคล้องกับหลักการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยค่า  $\%THD_{i,av}$  และ PF ทั้งก่อนและภายหลังจากชดเชย ในสภาวะโหลดใดๆ แสดงได้ ดังตารางที่ 6-3



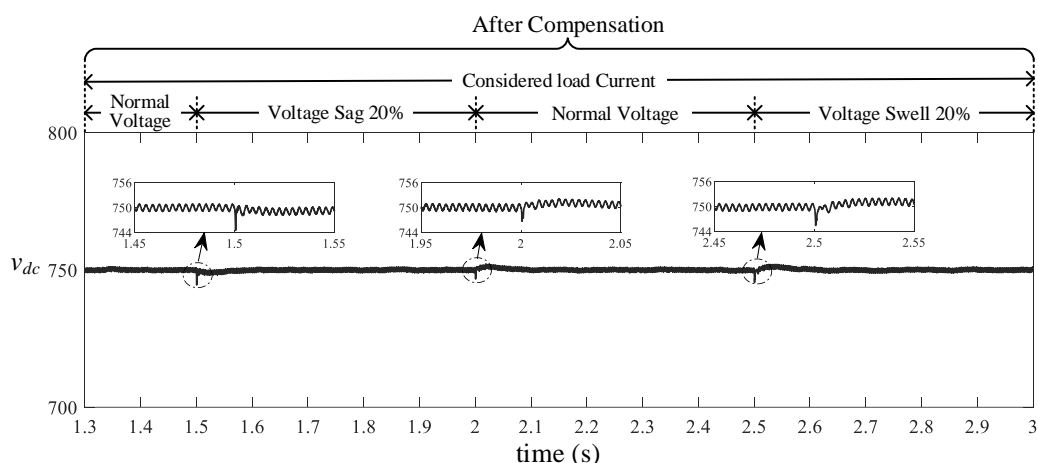
รูปที่ 6-9 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ

ตารางที่ 6-3 ผลการจำลองสถานการณ์ กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ

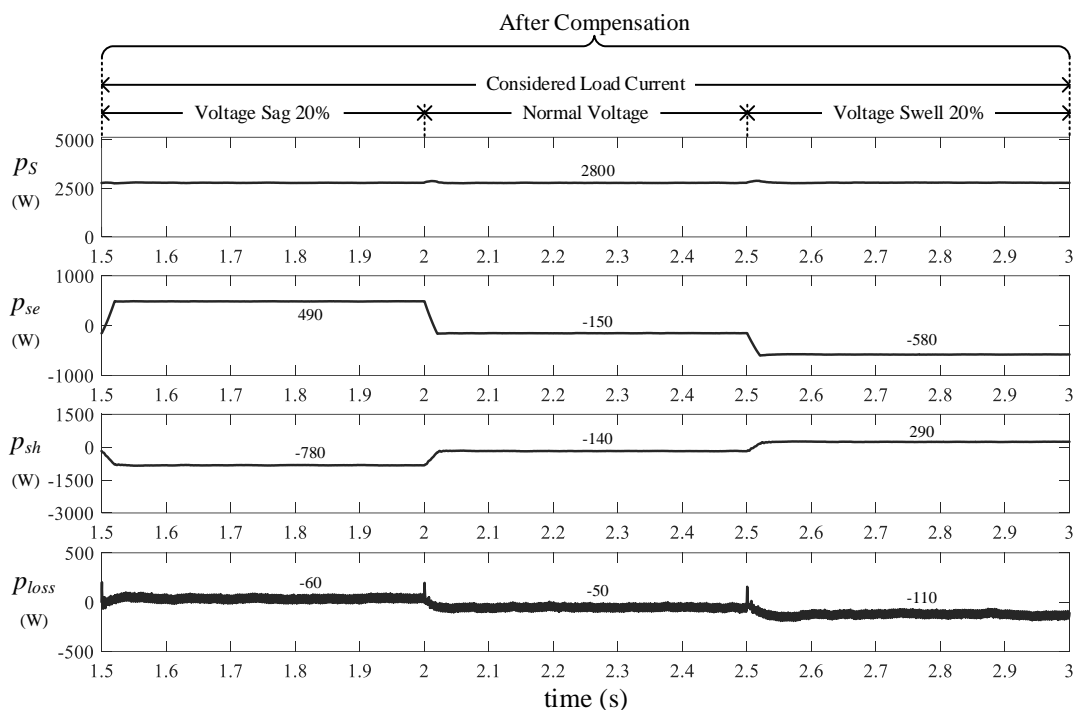
สถานะของโหลด	กระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_s$ )			
	ก่อนการชดเชย		ภายหลังการชดเชย	
	%THD <sub>i,av</sub>	PF	%THD <sub>i,av</sub>	PF
กระแสโหลดที่พิจารณา	25.09	0.7609	5.03	0.9969
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	24.06	0.8087	4.48	0.9981

### 6.4.2 กรณีที่ 2 แรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลงในสภาวะโหลดคงที่

ผลการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง แสดงได้ ดังรูปที่ 6-10 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า เมื่อเกิดแรงดันตกชั่วขณะ 20% ตั้งแต่เวลา 1.5 ถึง 2.0 วินาที วงจร UPQC จะจ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟเข้าสู่ระบบ เพื่อรักษาแรงดันทางด้านโหลดให้คงที่เท่ากับแรงดันในสภาวะปกติ ทำให้พลังงานที่ตัวเก็บประจุมีค่าลดลง ส่งผลให้ค่าแรงดันบัสไฟตรงมีแนวโน้มลดลง เท่ากับ 744 V เมื่อแรงดันชดเชยเข้าสู่สภาวะคงตัว ตัวควบคุมพีไอ จะควบคุมแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่ เท่ากับค่าอ้างอิง ทำให้แรงดันบัสไฟตรงมีการสั่นไกวจนกระทั่งกลับมาคงที่ เท่ากับ 750 V โดยใช้เวลาในการลู่เข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 0.06 วินาที เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายกลับสู่สภาวะปกติ ตั้งแต่เวลา 2.0 ถึง 2.5 วินาที วงจร UPQC จะป้อนแรงดันชดเชยลดลง ทำให้พลังงานที่ตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้แรงดันบัสไฟตรงมีแนวโน้มเพิ่มขึ้น ตัวควบคุมพีไอจะควบคุมแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่ ทำให้แรงดันบัสไฟตรงมีการสั่นไกวจนกระทั่งกลับมาคงที่ เท่ากับ 750 V เช่นเดิม และเมื่อเกิดแรงดันเกินชั่วขณะ 20% ทางด้านแหล่งจ่าย ตั้งแต่ 2.5 วินาที เป็นต้นไป วงจร UPQC จะรับกำลังไฟฟ้าแอกทีฟจากระบบ ทำให้พลังงานที่ตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้น เพื่อรักษาแรงดันทางด้านโหลดให้คงที่เท่ากับแรงดันในสภาวะปกติ ทำให้พลังงานที่ตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้แรงดันบัสไฟตรงมีแนวโน้มเพิ่มขึ้น เท่ากับ 752 V ตัวควบคุมพีไอสามารถควบคุมแรงดันบัสไฟตรงคงที่เท่ากับค่าอ้างอิง โดยใช้เวลาประมาณ 0.06 วินาทีในการปรับตัวเข้าสู่ค่าแรงดันบัสไฟตรงคงที่ เท่ากับ 750 V ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ กรณีแหล่งจ่ายแรงดันเปลี่ยนแปลง แสดงได้ ดังรูปที่ 6-11

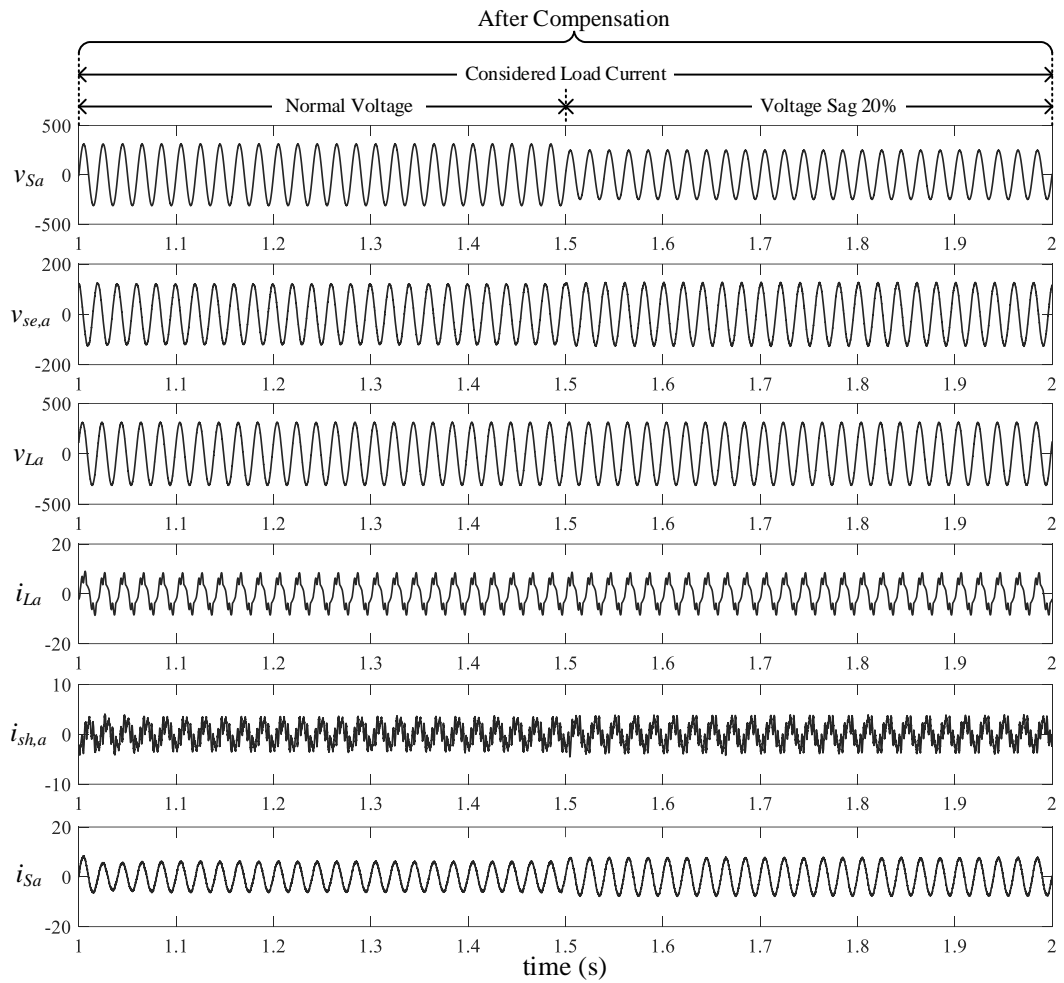


รูปที่ 6-10 ผลทดสอบการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ  
กรณีแหล่งจ่ายแรงดันเปลี่ยนแปลง

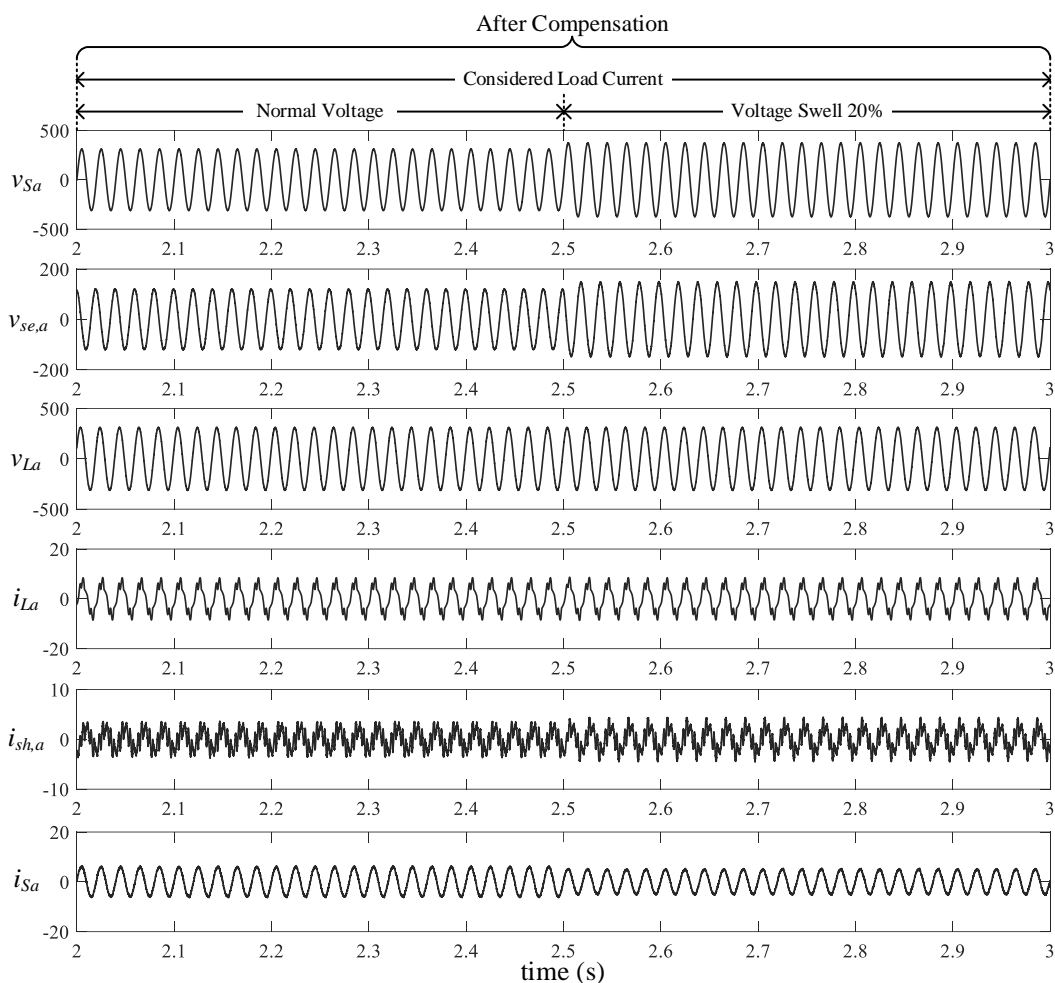


รูปที่ 6-11 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง

ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส  $a$  กรณีแรงดันแหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง กำหนดให้ เกิดแรงดันตกชั่วขณะ 20% ตั้งแต่เวลา 1.5 ถึง 2.0 วินาที และแรงดันเกินชั่วขณะ 20% ตั้งแต่เวลา 2.5 ถึง 3.0 วินาที แสดงได้ ดังรูปที่ 6-12 และ 6-13 ตามลำดับ จากรูปดังกล่าว ภายหลังจากชดเชย แรงดันทางด้านโหลด วงจร UPOC ทำหน้าที่ป้องกันแรงดันชดเชยเข้าสู่ระบบ เพื่อรักษาขนาดของ แรงดันทางด้านโหลดให้คงที่เท่ากับขนาดของแรงดันในสภาวะปกติ ส่วนการชดเชยกระแสทางด้าน แหล่งจ่าย วงจร UPOC จะฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ส่งผลให้รูปสัญญาณ  $i_{sa}$  มีลักษณะใกล้เคียง กับรูปไซน์มากขึ้น โดยที่ค่า  $\%THD_{i,av}$  ช่วงแรงดันตกชั่วขณะ และช่วงแรงดันเกินชั่วขณะ เท่ากับ 3.72 และ 6.03 ตามลำดับ สังเกตได้ว่า ค่า  $\%THD_{i,av}$  ช่วงแรงดันเกินชั่วขณะ มีค่าสูงเกินเกณฑ์มาตรฐาน IEEE Std.519-2014 เนื่องจากการควบคุมกระแสชดเชยด้วยเทคนิคการสวิตซ์วิธี PWM มีความคลาด เคลื่อนระหว่างกระแสชดเชย ( $i_{sh}$ ) กับกระแสอ้างอิง ( $i_{sh}^*$ ) ค่อนข้างสูง ค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้น ส่งผลต่อสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ไม่ดี สำหรับรายละเอียดจะถูกนำเสนอในบทที่ 7 นอกจากนี้ วงจร UPOC ยังสามารถช่วยปรับปรุงค่า PF ของระบบให้มีค่าใกล้เคียงหนึ่ง ดัชนีชี้วัด สมรรถนะการวัดการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก โดยพิจารณาจากค่า  $\%THD_{i,av}$  และ PF ทั้งก่อนและ ภายหลังจากชดเชย ในสภาวะแรงดันใดๆ แสดงได้ ดังตารางที่ 6-4



รูปที่ 6-12 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส  $a$  กรณีแรงดันตกชั่วขณะ 20%



รูปที่ 6-13 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส  $a$  กรณีแรงดันเกินชั่วขณะ 20%

ตารางที่ 6-4 ผลการจำลองสถานการณ์ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง

สถานะของแรงดันแหล่งจ่าย	กระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_g$ )			
	ก่อนการชดเชย		ภายหลังการชดเชย	
	%THD $_{i,av}$	PF	%THD $_{i,av}$	PF
แรงดันปกติ	25.09	0.7609	5.03	0.9969
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	3.72	0.9982
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	6.03	0.9954



## 6.5 บทสรุป

บทนี้ได้นำเสนอระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงร่วมกับการระบุเอกลักษณ์วิธีควบคุมมุมกำลัง โดยมุ่งเน้นการออกแบบพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอบนระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง เพื่อให้เหมาะสมกับการนำไปใช้งานทางด้านปฏิบัติ การออกแบบดังกล่าวคำนึงถึงพลังงานเก็บสะสมในตัวประจุ เนื่องด้วยแนวทางควบคุมดังกล่าวมีโครงสร้างไม่ซับซ้อนในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ ทำให้ภาระการประมวลผลผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ลดลง จากผลการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม MATLAB & Simulink ยืนยันได้ว่า ตัวควบคุมพีไอที่ได้รับการออกแบบให้สมรรถนะการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงที่ดี นอกจากนี้ วงจร UPQC สามารถรักษาแรงดันทางด้านโหลดให้คงที่ตามค่าอ้างอิงได้ ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายและโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง รวมถึงยังคงสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงกับหนึ่งด้วยเช่นกัน แต่อย่างไรก็ตาม การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของระบบควบคุมแบบ PWM มีสมรรถนะการทำงานที่ไม่ดี จะเห็นได้ว่า ช่วงกระแสโหลดที่พิจารณาในกรณีแรงดันเกินชั่วขณะ 20% ค่า  $\%THD_{i,av}$  มีค่าเกินเกณฑ์มาตรฐาน IEEE Std.519-2014 ปัญหาดังกล่าวเกิดขึ้นจากการควบคุมกระแสชดเชยด้วยเทคนิคการสวิตซ์วิธี PWM ของระบบควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจร UPQC มีค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างกระแสชดเชยกับกระแสอ้างอิงค่อนข้างสูง จึงส่งผลต่อสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ไม่ดี ประเด็นดังกล่าวจะได้รับการแก้ไขในบทถัดไป

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในบทที่ 6 การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอบนระบบเวลาไม่ต่อเนื่องสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม ได้รับการตีพิมพ์ ดังนี้

- [1] นิพิชัญ กิมแก้ว และ พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, “การออกแบบตัวควบคุมพีไอที่พิจารณาพลังงานสะสมในตัวเก็บประจุด้วยวิธีทางระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง สำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม,” *วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ*, ปีที่ 32, ฉบับที่ 1, หน้า 38-53. doi: 10.14416/j.kmutnb.2021.06.006

## บทที่ 7

### การเปรียบเทียบสมรรถนะของเทคนิคการสวิตช์อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง สำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวม

#### 7.1 บทนำ

เทคนิคการสวิตช์อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในส่วนระบบควบคุมแรงดันและกระแสขดเคียวของวงจร UPQC มีผลต่อสมรรถนะการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยในอดีต พบว่า เทคนิคการสวิตช์ที่นิยมใช้งานสำหรับวงจร UPQC มีหลายวิธี ได้แก่ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม ตัวควบคุมฮีสเตอร์ซีส และวิธีสเปกเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน เพื่อให้ได้เทคนิคการสวิตช์ที่เหมาะสมกับระบบควบคุมสำหรับวงจร UPQC บทนี้ได้นำเสนอหลักการดำเนินงาน แนวทางการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของเทคนิคการสวิตช์ และการเปรียบเทียบสมรรถนะของเทคนิคการสวิตช์ผ่านการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังในโปรแกรม MATLAB ซึ่งเนื้อหาในบทนี้มุ่งเน้นในส่วนการพัฒนาสมรรถนะการควบคุมกระแสขดเคียวของวงจร UQPC เพื่อควบคุมค่า %THD; ให้อยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE Std.519-2014

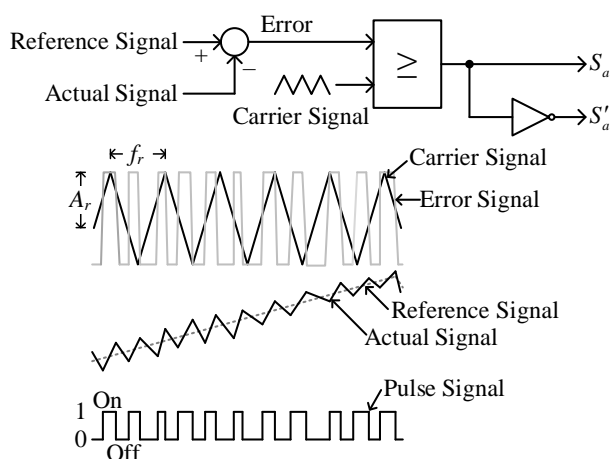
#### 7.2 เทคนิคการสวิตช์สำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวม

เทคนิคการสวิตช์เป็นกระบวนการหนึ่งของระบบปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์ให้กับวงจร UPQC เพื่อควบคุมการทำงานของสวิตช์อุปกรณ์ไอจีบีทีทั้ง 6 ตัวให้มีการชดเชยค่าทางไฟฟ้าให้มีลักษณะเป็นไปตามสัญญาณอ้างอิงที่ได้จากกระบวนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก ด้วยเหตุนี้ เทคนิคการสวิตช์จึงมีผลกระทบต่อสมรรถนะการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า เทคนิคการสวิตช์ทั้งหมดสามวิธีที่นำเสนอในบทนี้ ประกอบด้วย วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม (Pulse Width Modulation: PWM) ตัวควบคุมฮีสเตอร์ซีส (Hysteresis Controller: HC) และวิธีสเปกเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็ม (Space Vector Pulse Width Modulation: SVPWM) ได้ถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 7.2.1 ถึง 7.2.3 ตามลำดับ

##### 7.2.1 เทคนิคการสวิตช์วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม

ลักษณะการทำงานของเทคนิคการสวิตช์วิธี PWM แสดงได้ ดังรูปที่ 7-1 จากรูปดังกล่าว ผลต่างระหว่างสัญญาณจริงกับสัญญาณอ้างอิงบนแกนสามเฟส (Error Signal:  $e$ ) ถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณพหุสามเหลี่ยมที่มีความถี่ ( $f_r$ ) และแอมพลิจูด ( $A_r$ ) คงที่ค่าหนึ่ง เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ การออกแบบค่า  $f_r$  พิจารณาจากอันดับฮาร์มอนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัดในระบบซึ่งค่า  $f_r$  จะต้องมีค่ามากกว่าความถี่ฮาร์มอนิกที่พิจารณาในระบบเป็นสองเท่า จากรูปที่ 7-1 เป็น

การยกตัวอย่างกรณีเฟส  $\alpha$  ผลการเปรียบเทียบ พบว่า เมื่อค่า  $e$  มากกว่าสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยม ทำให้ค่า  $S_a$  เท่ากับ 1 หมายความว่า ไอจีบีที่ตัวบนจะนำกระแส และตัวล่างจะหยุดนำกระแส ส่งผลให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้น ในทางกลับกัน หากผลการเปรียบเทียบค่า  $e$  น้อยกว่าสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยม จะทำให้ค่า  $S_a$  เท่ากับ 0 หมายความว่า ไอจีบีที่ตัวบนจะหยุดนำกระแส และตัวล่างจะกลับมานำกระแส ส่งผลให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าลดลง ผลที่ได้สัญญาณเอาต์พุตจะมีลักษณะคล้ายตามสัญญาณอ้างอิง ข้อดีของเทคนิคดังกล่าว คือ ให้ค่าความถี่การสวิตช์คงที่ เท่ากับ ความถี่ของสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยม และหลักการทำงานที่ไม่ซับซ้อน



รูปที่ 7-1 การสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคการสวิตช์วิธี PWM

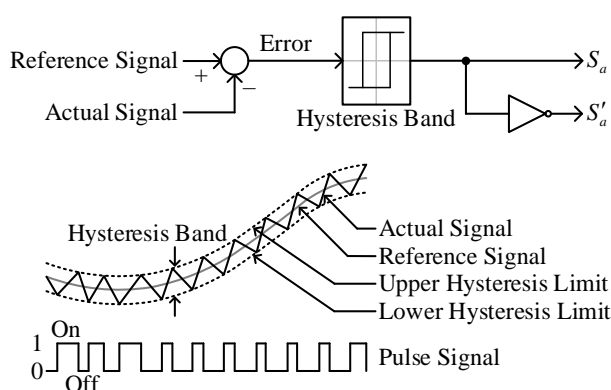
### 7.2.2 เทคนิคการสวิตช์แบบตัวควบคุมฮีสเตอร์ซิส

เทคนิคการสวิตช์แบบตัวควบคุมฮีสเตอร์ซิส เป็นอีกวิธีหนึ่งที่ทำให้ผลการตอบสนองทางพลวัตที่ดี มีวิธีการทำงานและการออกแบบที่ไม่ซับซ้อน แต่ความถี่การสวิตช์มีค่าไม่คงที่ ลักษณะการทำงานของตัวควบคุมฮีสเตอร์ซิส สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 7-2 จากรูปดังกล่าว อธิบายได้ว่า ผลต่างระหว่างสัญญาณจริงกับสัญญาณอ้างอิงถูกส่งไปยังตัวควบคุมฮีสเตอร์ซิส โดยผลต่างดังกล่าวจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับค่าแถบฮีสเตอร์ซิส (Hysteresis Band: HB) เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ให้กับสวิตช์อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

แถบฮีสเตอร์ซิส คือ ขอบเขตการแกว่งของผลต่างสัญญาณจริงกับสัญญาณอ้างอิง อยู่ภายในขอบเขตของตัวควบคุมฮีสเตอร์ซิส การออกแบบค่า HB สามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (7-1) [56] ซึ่งประกอบด้วย ค่าแรงดันบัสไฟตรง ค่าตัวเหนี่ยวนำวงจรกรอง และความถี่การสวิตช์

$$HB = \frac{2V_{dc}}{9L_f f_{sw}} \quad (7-1)$$

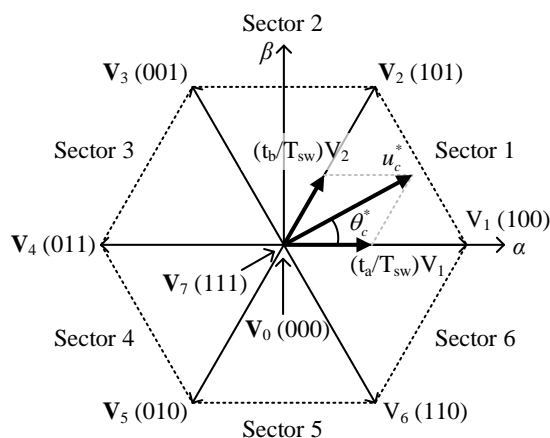
จากรูปที่ 7-2 เป็นการยกตัวอย่างกรณีเฟส  $a$  พบว่า เมื่อผลต่างดังกล่าวมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงขอบเขตบนของตัวควบคุมฮีสเทอรีซิส (Upper Hysteresis Limit) ทำให้ค่า  $S_a$  เท่ากับ 0 หมายความว่า ไอจีบีที่ตัวบนจะหยุดนำกระแส และตัวล่างจะนำกระแส ส่งผลให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าลดลง เมื่อผลต่างดังกล่าวมีค่าลดลงจนถึงขอบเขตล่างของตัวควบคุมฮีสเทอรีซิส (Lower Hysteresis Limit) ทำให้ค่า  $S_a$  เท่ากับ 1 หมายความว่า ไอจีบีที่ตัวบนจะกลับมากระแส ส่วนไอจีบีที่ตัวล่างจะหยุดนำกระแส ทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้น ผลลัพธ์ที่ได้จากตัวควบคุมดังกล่าว ทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีการแกว่งอยู่ภายในแถบฮีสเทอรีซิส และมีลักษณะคล้ายตามสัญญาณอ้างอิง



รูปที่ 7-2 การสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคการสวิตช์วิธี HC

### 7.2.3 เทคนิคการสวิตช์วิธีสเปซเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็ม

วิธี SVPWM เป็นวิธีการควบคุมการทำงานของสวิตช์อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ที่ให้สมรรถนะการทำงานของวงจรที่ดี แรงดันเอาต์พุตของวงจรจากเทคนิคดังกล่าวมีค่ามากกว่าเทคนิคอื่น รวมถึงปริมาณฮาร์มอนิกที่เกิดจากการสวิตช์น้อยกว่าวิธีอื่น วิธี SVPWM คือ การใช้เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงมาควบคุมสวิตช์ไอจีบีที่ตัวบนทั้งสามตัว ซึ่งสามารถแบ่งสถานะการทำงานของสวิตช์ได้เป็น 8 สถานะ คือ  $V_0(000)$ ,  $V_1(100)$ ,  $V_2(110)$ ,  $V_3(010)$ ,  $V_4(011)$ ,  $V_5(001)$ ,  $V_6(101)$  และ  $V_7(111)$  โดย  $V_0$  และ  $V_7$  คือ เวกเตอร์ศูนย์ (Zero Sector) และ  $V_1$  ถึง  $V_6$  คือ เวกเตอร์แอกทีฟ (Active Vector) ซึ่งตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 เวกเตอร์ สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 7-3 จากรูปดังกล่าว ตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันทั้งหมดสามารถแบ่งพื้นที่ออกเป็น 6 ส่วน หรือเรียกว่า เซกเตอร์ (Sector) โดยแต่ละเซกเตอร์มีขนาดมุมเท่ากับ  $\pi/3$  เรเดียน ส่วน  $u_c^*$  คือ เวกเตอร์อ้างอิงในการสวิตช์ ค่าแรงดันเอาต์พุตของเวกเตอร์ทั้ง 8 เวกเตอร์ สามารถแปลงให้อยู่บนแกนแอลฟาเบต้า แสดงได้ ดังตารางที่ 7-1

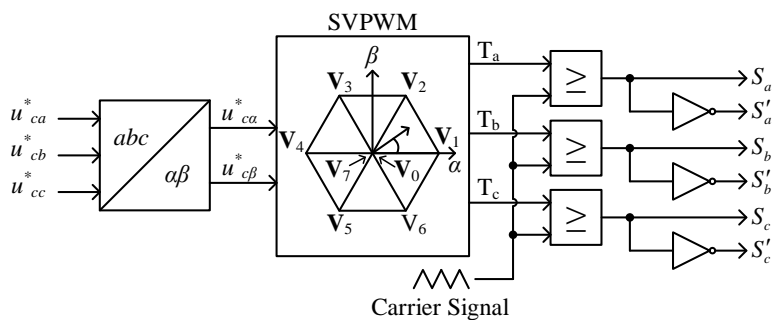


รูปที่ 7-3 ไดอะแกรมสเปซเวกเตอร์

ตารางที่ 7-1 ค่าแรงดันบนแกนอ้างอิงแอลฟาเบต้าตามรูปแบบสถานะสวิตช์ไอจีบีทีสามตัวบน

รูปแบบสถานะสวิตช์	แรงดันเอาต์พุตของวงจรรองกำลังแอกทีฟบนแกนแอลฟาเบต้า		
	$u_{c\alpha}^*$	$u_{c\beta}^*$	$ u_c^*  \angle \theta_c^*$
$\mathbf{V}_0 (0,0,0)$	0	0	0
$\mathbf{V}_1 (1,0,0)$	$\sqrt{2}V_{dc}/\sqrt{3}$	0	$\sqrt{2}V_{dc}/\sqrt{3} \angle 0$
$\mathbf{V}_2 (1,1,0)$	$V_{dc}/\sqrt{6}$	$V_{dc}/\sqrt{2}$	$\sqrt{2}V_{dc}/\sqrt{3} \angle \pi/3$
$\mathbf{V}_3 (0,1,0)$	$-V_{dc}/\sqrt{6}$	$V_{dc}/\sqrt{2}$	$\sqrt{2}V_{dc}/\sqrt{3} \angle 2\pi/3$
$\mathbf{V}_4 (0,1,1)$	$-\sqrt{2}V_{dc}/\sqrt{3}$	0	$\sqrt{2}V_{dc}/\sqrt{3} \angle \pi$
$\mathbf{V}_5 (0,0,1)$	$-V_{dc}/\sqrt{6}$	$-V_{dc}/\sqrt{2}$	$\sqrt{2}V_{dc}/\sqrt{3} \angle 4\pi/3$
$\mathbf{V}_6 (1,0,1)$	$V_{dc}/\sqrt{6}$	$-V_{dc}/\sqrt{2}$	$\sqrt{2}V_{dc}/\sqrt{3} \angle 5\pi/3$
$\mathbf{V}_7 (1,1,1)$	0	0	0

การสร้างสัญญาณพัลส์สำหรับสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังด้วยวิธี SVPWM [57] มีขั้นตอนการคำนวณแสดงได้ ดังรูปที่ 7-4 รายละเอียดสามารถอธิบายได้ ดังนี้



รูปที่ 7-4 บล็อกไดอะแกรมการสร้างพัลส์ควบคุมสวิตช์ทั้ง 6 ตัว ด้วยวิธี SVPWM

ขั้นตอนที่ 1 เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงบนแกนสามเฟส ( $u_{c,abc}^*$ ) ถูกแปลงให้อยู่บนแกนแอลฟาเบต้า ด้วยกฎการแปลงเมตริกซ์คลาร์ก ผลจากการแปลงจะได้ค่า  $u_{c,\alpha}^*$  และ  $u_{c,\beta}^*$  ตามลำดับ

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณค่าขนาดและมุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงในการสวิตช์ ( $|u_c^*|$ ,  $\theta_c^*$ ) จากสมการที่ 7-2 และ 7-3 ตามลำดับ โดยอาศัยค่า  $u_{c,\alpha}^*$  และ  $u_{c,\beta}^*$

$$|u_c^*| = \sqrt{u_{c\alpha}^{*2} + u_{c\beta}^{*2}} \tag{7-2}$$

$$\theta_c^* = \tan^{-1} \left( \frac{u_{c\alpha}^*}{u_{c\beta}^*} \right) \tag{7-3}$$

ค่า  $\theta_c^*$  ที่ได้จากสมการที่ 7-3 ถูกนำมาพิจารณาเพื่อระบุตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงดังกล่าวอยู่ในเซกเตอร์ใด โดยพิจารณาจากตารางที่ 7-2

ตารางที่ 7-2 การระบุเซกเตอร์ของมุม  $\theta_c^*$

เซกเตอร์	มุม $\theta_c^*$	เซกเตอร์	มุม $\theta_c^*$
1	$0 \leq \theta_c^* < \pi/3$	4	$\pi \leq \theta_c^* < 4\pi/3$
2	$\pi/3 \leq \theta_c^* < 2\pi/3$	5	$4\pi/3 \leq \theta_c^* < 5\pi/3$
3	$2\pi/3 \leq \theta_c^* < \pi$	6	$5\pi/3 \leq \theta_c^* < 2\pi$

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณช่วงเวลาการสวิตช์ของแต่ละเซกเตอร์ ( $t_a$ ,  $t_b$  และ  $t_0$ ) จากสมการที่ 7-4 ถึง 7-6 ตามลำดับ โดยที่  $n$  คือ ลำดับของเซกเตอร์ และ  $T_{sw}$  คือ คาบเวลาการสวิตช์

$$t_a = \frac{\sqrt{2}|u_c^*|T_{sw}}{V_{dc}} \sin\left(\frac{n\pi}{3} - \theta_c^*\right) \quad (7-4)$$

$$t_b = \frac{\sqrt{2}|u_c^*|T_{sw}}{V_{dc}} \sin\left(\theta_c^* - \frac{n-1}{3}\pi\right) \quad (7-5)$$

$$t_0 = T_{sw} - t_a - t_b \quad (7-6)$$

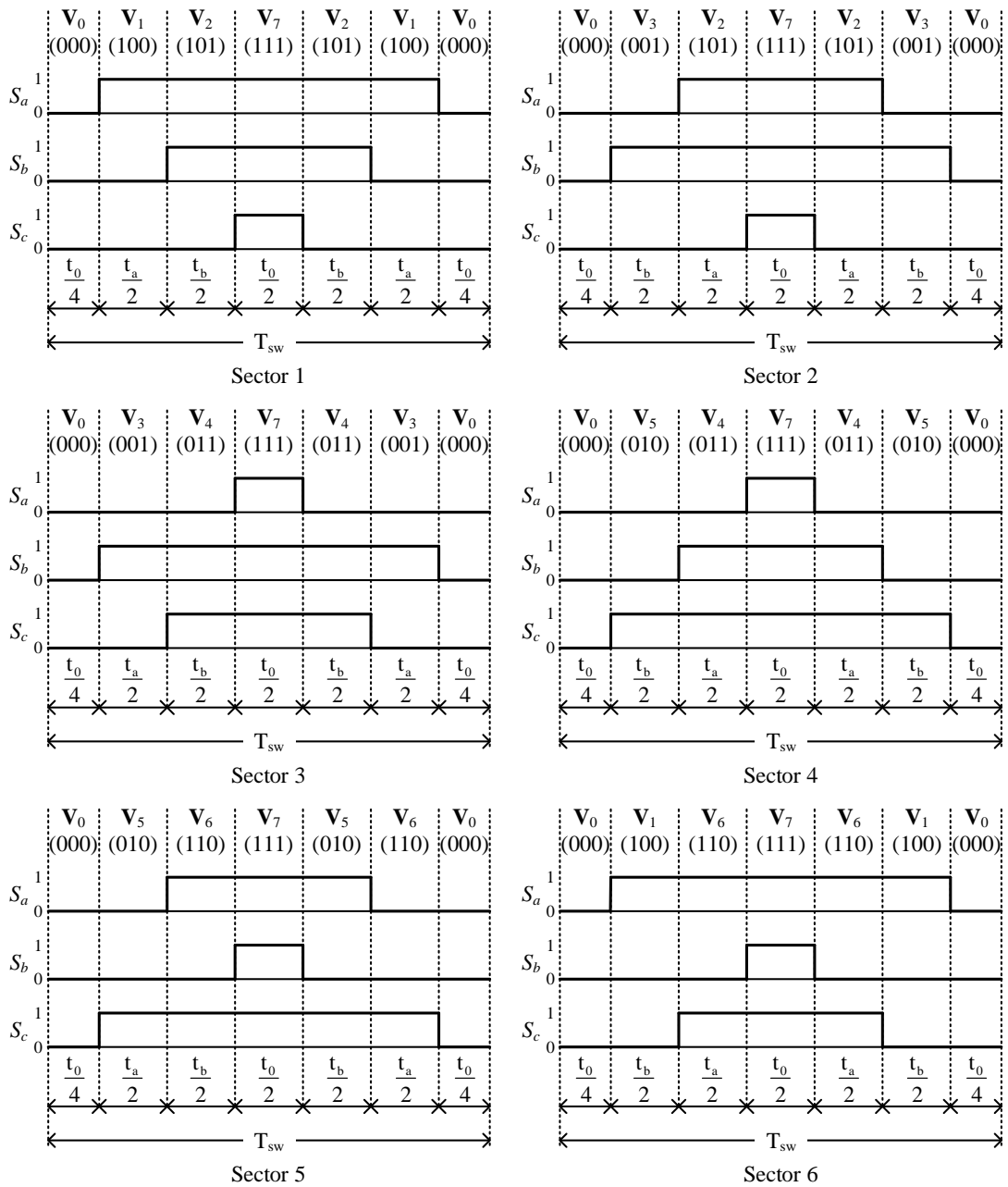
ขั้นตอนที่ 4 คำนวณสัญญาณอ้างอิงบนแกนสามเฟส ( $T_a$ ,  $T_b$  และ  $T_c$ ) ของแต่ละเซกเตอร์สำหรับเปรียบเทียบกับสัญญาณพารูปสามเหลี่ยม โดยอาศัยค่าผลรวมของช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์  $t_a$ ,  $t_b$  และ  $t_0$  ตามลำดับ รูปแบบการสวิตช์ของแต่ละเซกเตอร์สามารถแสดงได้ ดังตารางที่ 7-3 และดังรูปที่ 7-5

ตารางที่ 7-3 สัญญาณ  $T_a$ ,  $T_b$  และ  $T_c$  ของทั้ง 6 เซกเตอร์

เซกเตอร์	ช่วงเวลาการสวิตช์	เซกเตอร์	ช่วงเวลาการสวิตช์
1	$T_a = t_a + t_b + t_0 / 2$	4	$T_a = t_0 / 2$
	$T_b = t_b + t_0 / 2$		$T_b = t_a + t_0 / 2$
	$T_c = t_0 / 2$		$T_c = t_a + t_b + t_0 / 2$
2	$T_a = t_a + t_0 / 2$	5	$T_a = t_b + t_0 / 2$
	$T_b = t_a + t_b + t_0 / 2$		$T_b = t_0 / 2$
	$T_c = t_0 / 2$		$T_c = t_a + t_b + t_0 / 2$
3	$T_a = t_0 / 2$	6	$T_a = t_a + t_b + t_0 / 2$
	$T_b = t_a + t_b + t_0 / 2$		$T_b = t_0 / 2$
	$T_c = t_b + t_0 / 2$		$T_c = t_a + t_0 / 2$

ขั้นตอนที่ 5 สร้างสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมสวิตช์ทั้ง 6 ตัว โดยนำสัญญาณ  $T_a$ ,  $T_b$  และ  $T_c$  มาเปรียบเทียบกับสัญญาณพารูปสามเหลี่ยม การออกแบบความถี่ของสัญญาณพารูปสามเหลี่ยม ( $f_r$ ) พิจารณาจากอันดับฮาร์มอนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัดในระบบ ซึ่งค่า  $f_r$  จะต้องมีค่ามากกว่าความถี่ฮาร์มอนิกที่พิจารณาในระบบเป็นสองเท่า ส่วนการกำหนดแอมพลิจูดของสัญญาณ

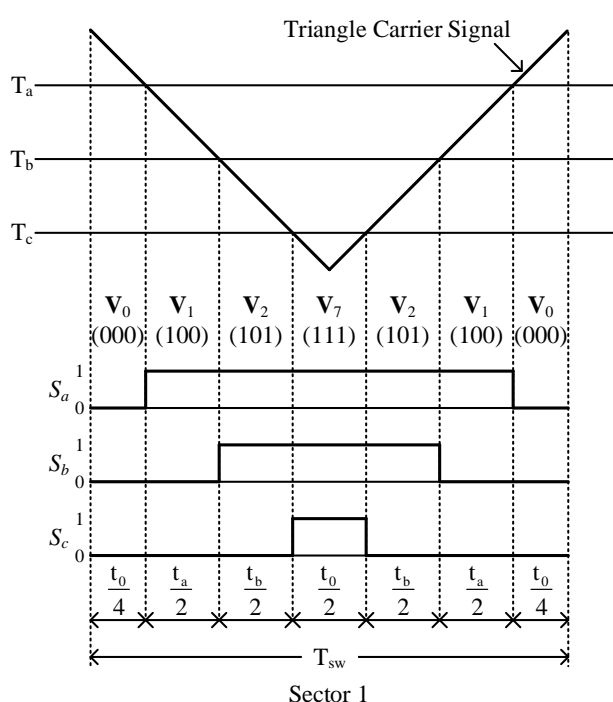
พาร์รูปสามเหลี่ยม ( $A_r$ ) พิจารณาจากแอมพลิจูดของสัญญาณอ้างอิง ( $T_a$   $T_b$  และ  $T_c$ ) ของแต่ละ เซกเตอร์ ซึ่งค่า  $A_r$  ควรมีค่า เท่ากับ แอมพลิจูดของสัญญาณดังกล่าว งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ กำหนดค่าแอมพลิจูด และค่าความถี่ของสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยม เท่ากับ 0.0001 และ 10 kHz ตามลำดับ



รูปที่ 7-5 รูปแบบการสวิตช์ของเซกเตอร์ที่ 1 ถึง 6



จากรูปที่ 7-6 เป็นการยกตัวอย่างรูปแบบการสวิตช์ของเซกเตอร์ที่ 1 ผลการเปรียบเทียบ พบว่า เมื่อค่า  $T_a$ ,  $T_b$  และ  $T_c$  มากกว่าสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยม ทำให้ค่า  $S_a$ ,  $S_b$  และ  $S_c$  เท่ากับ 1 หมายความว่า ไอจีบีทีตัวบนจะนำกระแส และตัวล่างจะหยุดนำกระแส ส่งผลให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้น ในทางกลับกันหากผลการเปรียบเทียบค่า  $T_a$ ,  $T_b$  และ  $T_c$  น้อยกว่าสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยม ทำให้ค่า  $S_a$ ,  $S_b$  และ  $S_c$  เท่ากับ 0 หมายความว่า ไอจีบีทีตัวบนจะหยุดนำกระแส และตัวล่างจะกลับมานำกระแส ส่งผลให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าลดลง โดยความถี่การสวิตช์มีค่าคงที่เท่ากับความถี่ของสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยม



รูปที่ 7-6 รูปแบบการสวิตช์ของเซกเตอร์ที่ 1

### 7.3 การทดสอบสมรรถนะของเทคนิคการสวิตช์สำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม

การทดสอบสมรรถนะของเทคนิคการสวิตช์ทั้งสามวิธีถูกนำมาใช้ในส่วนวงจร Shunt APF เพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบ ส่วนการชดเชยแรงดันตกชั่วขณะหรือแรงดันเกินชั่วขณะ โดยวงจร Series APF พิจารณาใช้เทคนิค PWM เนื่องจากเทคนิคดังกล่าวให้สมรรถนะการทำงานที่ดีและเพียงพอสำหรับการชดเชยแรงดันตกหรือแรงดันเกินชั่วขณะ ผู้วิจัยได้กำหนดค่าความถี่การสวิตช์ของทั้งสามวิธี เท่ากับ 10 kHz เพื่อให้เกิดความเท่าเทียมในการเปรียบเทียบ เนื่องจากความถี่การสวิตช์ของตัวควบคุมฮีสเตอร์ซีสมิค่าไม่คงที่ และยังสามารถกำหนดเวลาสุ่มตัวอย่าง ( $T_s$ ) เท่ากับ 10 และ  $32 \mu s$  ตามลำดับ เพื่อศึกษาผลกระทบของเวลาสุ่มตัวอย่างที่มีต่อสมรรถนะการทำงานของ

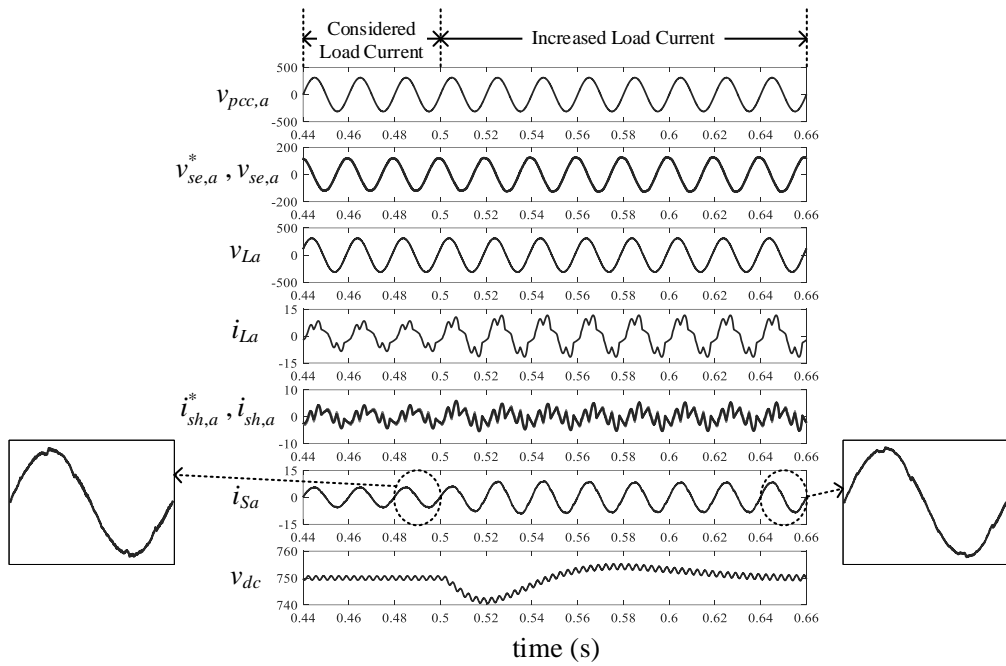
แต่ละเทคนิคการสวิตช์ เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่างเกิดการเปลี่ยนแปลง โดยดัชนีชี้วัดสมรรถนะของเทคนิคการสวิตช์ทั้งสามวิธี จะพิจารณาจากค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิก (%THD<sub>i</sub>) ค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor: PF) และค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างสัญญาณจริงกับสัญญาณอ้างอิง การจำลองสถานการณ์ในบทนี้ ผู้วิจัยได้ใช้ระบบควบคุมแบบ PWM สำหรับวงจร UPQC ดังรูปที่ 6-5 ซึ่งสถานการณ์สำหรับการทดสอบถูกอธิบายรายละเอียดไว้ในข้อที่ 6.4

### 7.3.1 ผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของเทคนิคการสวิตช์วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม

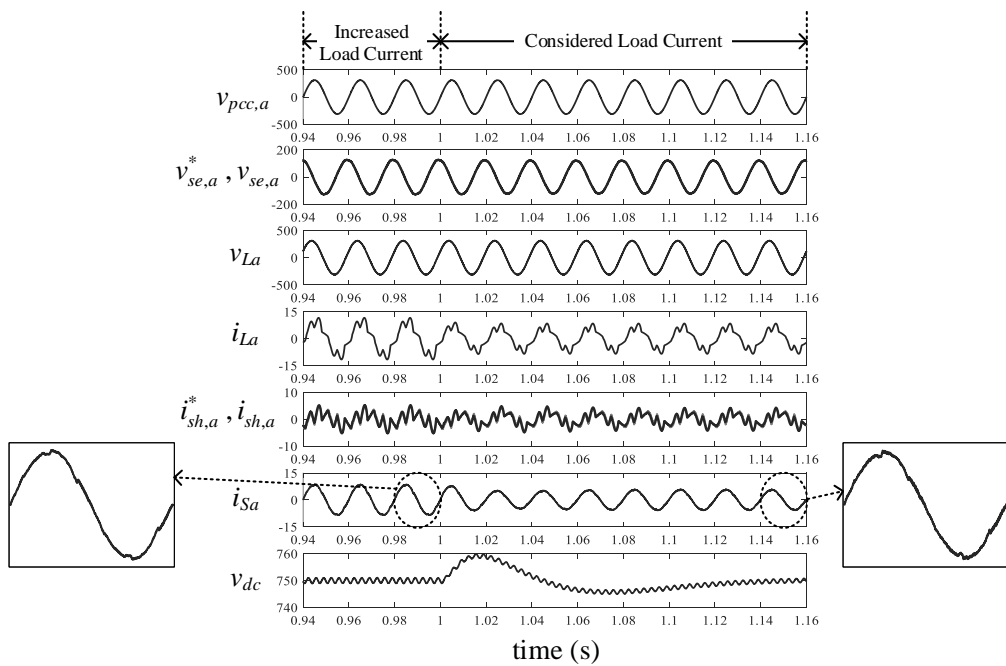
*การทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ 10  $\mu$ s*

ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ 10  $\mu$ s แสดงได้ ดังรูปที่ 7-7 ถึง 7-10 โดยรูปดังกล่าวได้ยกตัวอย่างกรณีเฟส  $a$  รูปที่ 7-7 คือ กรณีเพิ่มกระแสโหลดขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณาในสถานะแรงดันปกติ รูปที่ 7-8 คือ กรณีลดกระแสโหลดที่เพิ่มขึ้นกลับสู่กระแสโหลดที่พิจารณาในสถานะแรงดันปกติ รูปที่ 7-9 คือ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติเปลี่ยนเป็นแรงดันตกชั่วขณะ 20% และรูปที่ 7-10 คือ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติเปลี่ยนเป็นแรงดันเกินชั่วขณะ 20% จากผลการทดสอบในกรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสถานะแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติ สังเกตได้ว่า ก่อนการชดเชยรูปสัญญาณ  $i_{s_a}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์เช่นเดียวกับรูปสัญญาณ  $i_{L_a}$  โดยที่ %THD<sub>i,av</sub> มีค่าเท่ากับ 25.09 และค่า PF เท่ากับ 0.7609

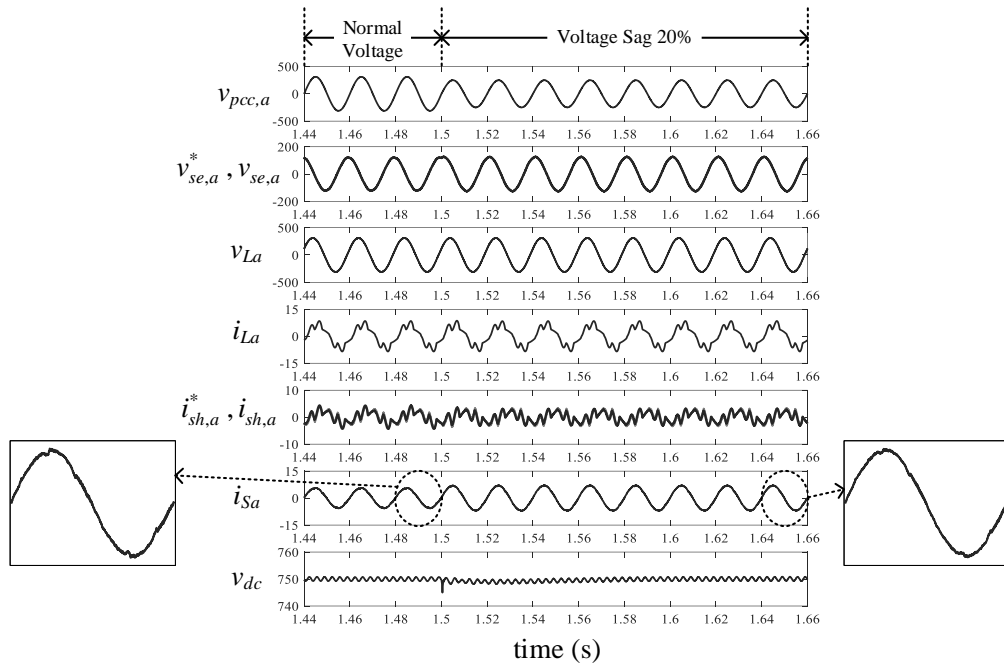
ภายหลังจากการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ปรากฏว่า สัญญาณ  $i_{s_a}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับก่อนการชดเชย โดยมีค่า %THD<sub>i,av</sub> เท่ากับ 3.12 และยังสามารถปรับค่าประกอบกำลังได้ โดยที่ ค่า PF เท่ากับ 0.9977 และเมื่อเกิดปัญหาแรงดันตกและเกินชั่วขณะทางด้านแหล่งจ่าย วงจร UPQC จะทำหน้าที่ ป้อนแรงดันชดเชยให้กับระบบ เพื่อรักษาแรงดันทางด้านโหลดให้คงที่ เท่ากับ ค่าอ้างอิง และปรับค่าประกอบกำลัง ตลอดยานของการทดสอบ ส่วนสัญญาณ  $i_{s_a}$  ภายหลังจากการชดเชย ยังคงมีลักษณะเป็นรูปไซน์ โดยที่ค่า %THD<sub>i,av</sub> กรณีแรงดันตกชั่วขณะ เท่ากับ 2.38 และค่า %THD<sub>i,av</sub> กรณีแรงดันเกินชั่วขณะ เท่ากับ 4.08 และค่า PF เท่ากับ 0.9987 และ 0.9963 ตามลำดับ ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยค่า %THD<sub>i,av</sub> และ PF ทั้งก่อนและภายหลังจากการชดเชยในสถานะต่างๆ แสดงได้ ดังตารางที่ 7-4 นอกจากนี้ ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงมีสมรรถนะการควบคุมค่า  $v_{dc}$  ให้ตรงตามค่า  $v_{dc}^*$  ที่ได้ออกแบบไว้ ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายและโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง



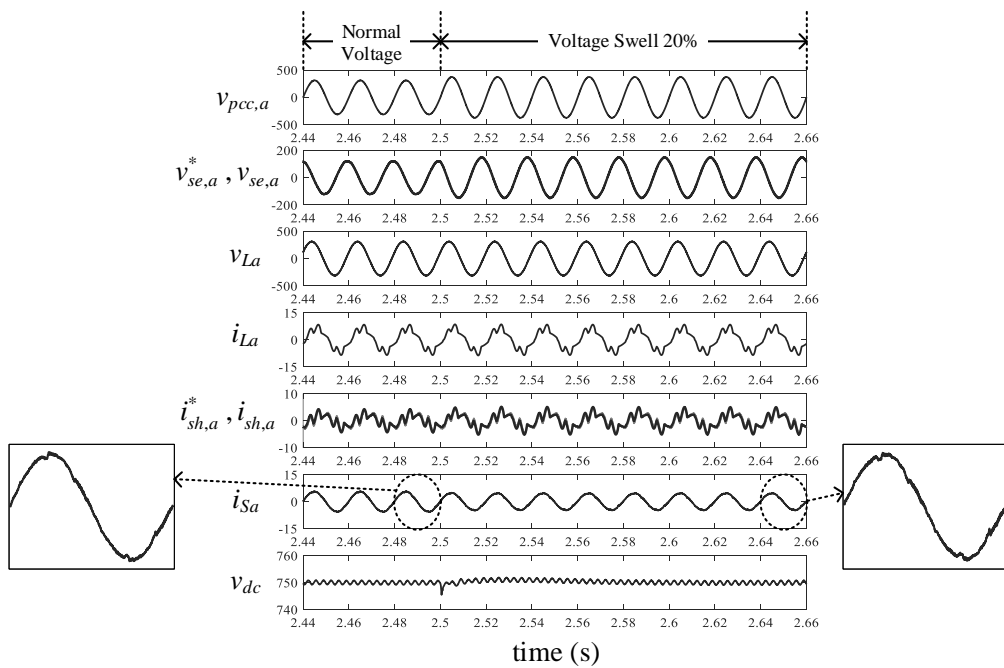
รูปที่ 7-7 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีกระแสโหลดที่เพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 10  $\mu s$ )



รูปที่ 7-8 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 10  $\mu s$ )



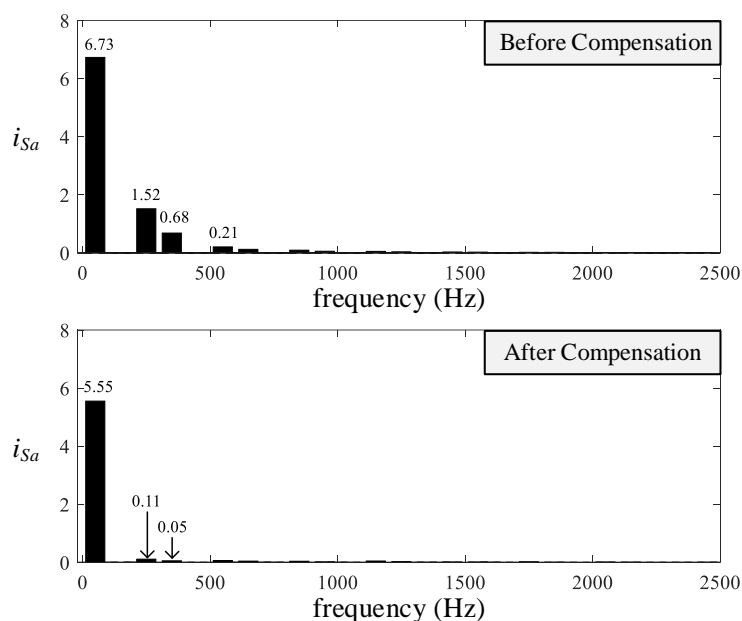
รูปที่ 7-9 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$ )



รูปที่ 7-10 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$ )

ตารางที่ 7-4 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก กรณีใช้วิธี PWM  
(เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$ )

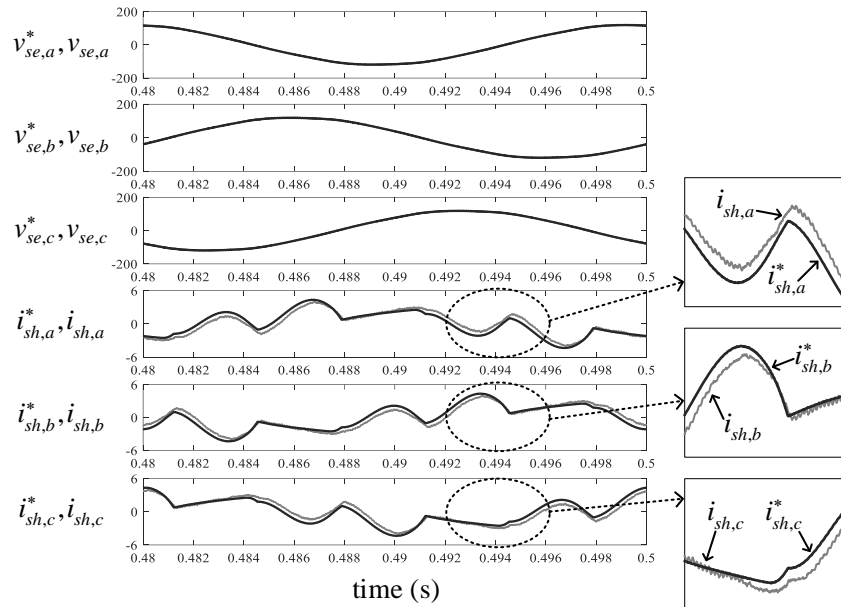
กรณี	กระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_s$ )			
	ก่อนการชดเชย		ภายหลังการชดเชย	
	%THD <sub>i,av</sub>	PF	%THD <sub>i,av</sub>	PF
กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ				
กระแสโหลดที่พิจารณา	25.09	0.7609	3.12	0.9977
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	24.06	0.8087	3.37	0.9985
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง				
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	2.38	0.9987
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	4.08	0.9963



รูปที่ 7-11 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส  $\alpha$  กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ เมื่อใช้เทคนิคการสวิตซ์วิธี PWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$ )

สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ แสดงได้ ดังรูปที่ 7-11 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ปริมาณของ  $i_{s\alpha}$  ก่อนการชดเชยจะปรากฏที่ ความถี่มูลฐาน และความถี่ฮาร์มอนิกต่างๆ โดยเฉพาะอันดับที่ 5 (250 Hz) และ 7 (350 Hz) ซึ่ง ฮาร์มอนิกอันดับดังกล่าว คือ ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญสำหรับระบบที่พิจารณา ภายหลังการฉีดกระแส

ชดเชย ปริมาณ  $i_{sa}$  จะปรากฏที่ความถี่มูลฐานของระบบ ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับ 5 และ 7 เท่ากับ 5.55 0.11 และ 0.05 A ตามลำดับ



รูปที่ 7-12 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  ด้วยวิธี PWM กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$ )

สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชย กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติแสดงได้ ดังรูปที่ 7-12 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ในช่วงสัญญาณมีอัตราการเปลี่ยนแปลงสูง วิธี PWM ไม่สร้างสัญญาณ  $i_{sh}$  ให้ใกล้เคียงกับค่า  $i_{sh}^*$  ในช่วงดังกล่าวได้

การควบคุมการทำงานของสวิตช์เพื่อให้ค่ากระแสชดเชยใกล้เคียงค่ากระแสอ้างอิง จะทำให้สมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์โมนิกดีที่สุด งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอสมรรถนะการติดตามค่ากระแสอ้างอิง ( $i_{sh}^*$ ) ของกระแสชดเชย ( $i_{sh}$ ) ค่าความคลาดเคลื่อนดังกล่าวสามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ 7-7 โดยที่ N คือ จำนวนข้อมูลในหนึ่งคาบ

$$error = \left\{ \sum_{k=1}^N |i_{sh}^* - i_{sh}| \right\} / N \tag{7-7}$$

ค่าความคลาดเคลื่อนในสภาวะต่างๆ กรณีใช้วิธี PWM แสดงได้ ดังตารางที่ 7-5 ผลจากตารางดังกล่าว ทำให้ทราบว่า กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติ ค่าความคลาดเคลื่อนแต่ละเฟส เท่ากับ 0.5522 0.5492 และ 0.5502 ตามลำดับ ซึ่งค่าความคลาดเคลื่อน

ดังกล่าวจะถูกพิจารณาเพื่อปรับปรุงแก้ไขต่อไปในอนาคต สำหรับการชดเชยแรงดันในสภาวะต่างๆ ด้วยวิธี PWM สังเกตได้ว่า วิธี PWM สามารถสร้างสัญญาณแรงดันชดเชย ( $v_{se}$ ) ให้มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณแรงดันอ้างอิง ( $v_{se}^*$ ) ได้ตลอดย่านการทดสอบ ทำให้แรงดันทางด้านโหนดมีค่าคงที่ตามค่าอ้างอิง ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายและโหนดจะมีการเปลี่ยนแปลง

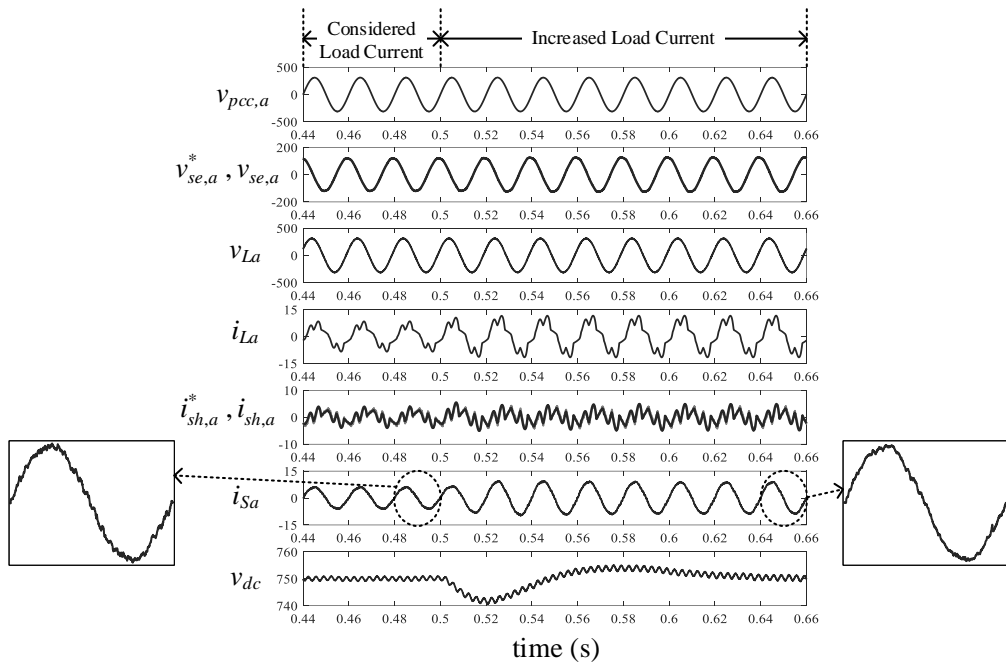
ตารางที่ 7-5 สมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  กรณีใช้วิธี PWM  
(เวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ  $10 \mu s$ )

กรณี	ค่า %THD <sub>av</sub> ของกระแสที่แหล่งจ่าย		ค่าความคลาดเคลื่อน		
	ก่อนการชดเชย	หลังการชดเชย	เฟส a	เฟส b	เฟส c
กรณีกระแสโหนดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ					
กระแสโหนดที่พิจารณา	25.09	3.12	0.5522	0.5492	0.5502
กระแสโหนดเพิ่มขึ้น	24.06	3.37	0.581	0.579	0.5829
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง					
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	2.38	0.5433	0.5493	0.5439
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	4.08	0.5608	0.5602	0.5514

การทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ  $32 \mu s$  ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ  $32 \mu s$  กรณีเพิ่มกระแสโหนดขึ้นจากกระแสโหนดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ กรณีลดกระแสโหนดที่เพิ่มขึ้นกลับสู่กระแสโหนดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ กรณีแรงดันแหล่งจ่ายปกติ เปลี่ยนเป็นแรงดันตกชั่วขณะ 20% และกรณีแรงดันแหล่งจ่ายปกติเปลี่ยนเป็นแรงดันเกินชั่วขณะ 20% แสดงได้ ดังรูปที่ 7-13 ถึง 7-16 ตามลำดับ ผลการทดสอบก่อนการชดเชยกรณีกระแสโหนดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติ พบว่า สัญญาณ  $i_{sa}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ตามรูปสัญญาณ  $i_{La}$  โดยที่ค่า %THD<sub>i,av</sub> เท่ากับ 25.09 และค่า PF เท่ากับ 0.7609 ภายหลังการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ปรากฏว่า สัญญาณ  $i_{sa}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น แต่ยังคงมีรูปร่างผิดเพี้ยน โดยที่ค่า %THD<sub>i,av</sub> เท่ากับ 5.04 และค่า PF หลังการชดเชย เท่ากับ 0.9987 และเมื่อเกิดปัญหาแรงดันตกและเกินชั่วขณะทางด้านแหล่งจ่าย วงจร UPQC จะทำหน้าที่ป้อนแรงดันชดเชยเข้าสู่ระบบ เพื่อรักษาแรงดันทางโหนดให้คงที่เท่ากับค่าอ้างอิง และช่วยปรับปรุงค่าประกอบกำลัง ตลอดย่านการทดสอบ ส่วนสัญญาณ  $i_{sa}$  ภายหลังการชดเชย มีลักษณะใกล้เคียงกับรูปไซน์ โดยที่ค่า %THD<sub>i,av</sub> กรณีแรงดันตกชั่วขณะ เท่ากับ 3.72 และค่า %THD<sub>i,av</sub> กรณีแรงดันเกินชั่วขณะ เท่ากับ

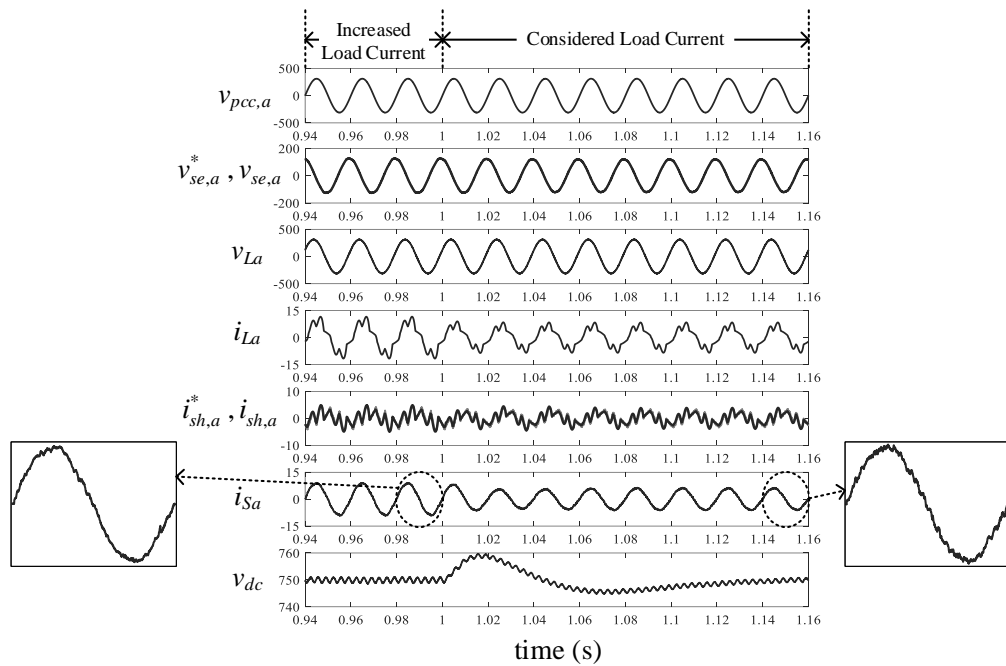
6.03 นอกจากนี้ค่า PF ภายหลังจากชดเชย เท่ากับ 0.9987 และ 0.9963 ตามลำดับ ดัชนีชี้วัดการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยค่า %THD<sub>i,av</sub> และ PF ทั้งก่อนและภายหลังจากชดเชยในสภาวะต่างๆ แสดงได้ ดังตารางที่ 7-6

สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ ดังรูปที่ 7-17 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ปริมาณ  $i_{sa}$  ก่อนการชดเชยปรากฏที่ความถี่มูลฐาน โดยมีค่าเท่ากับ 6.73 A และความถี่ฮาร์มอนิกอันดับต่างๆ โดยมีฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 เป็นฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญกับระบบที่พิจารณา ภายหลังจากฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ปริมาณ  $i_{sa}$  จะปรากฏที่ความถี่มูลฐานของระบบ ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 และ 7 เท่ากับ 5.97 0.16 และ 0.02 ตามลำดับ นอกจากนี้ ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบไว้ สามารถควบคุมค่า  $v_{dc}$  ให้ตรงตามค่าอ้างอิงได้ ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายและโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง

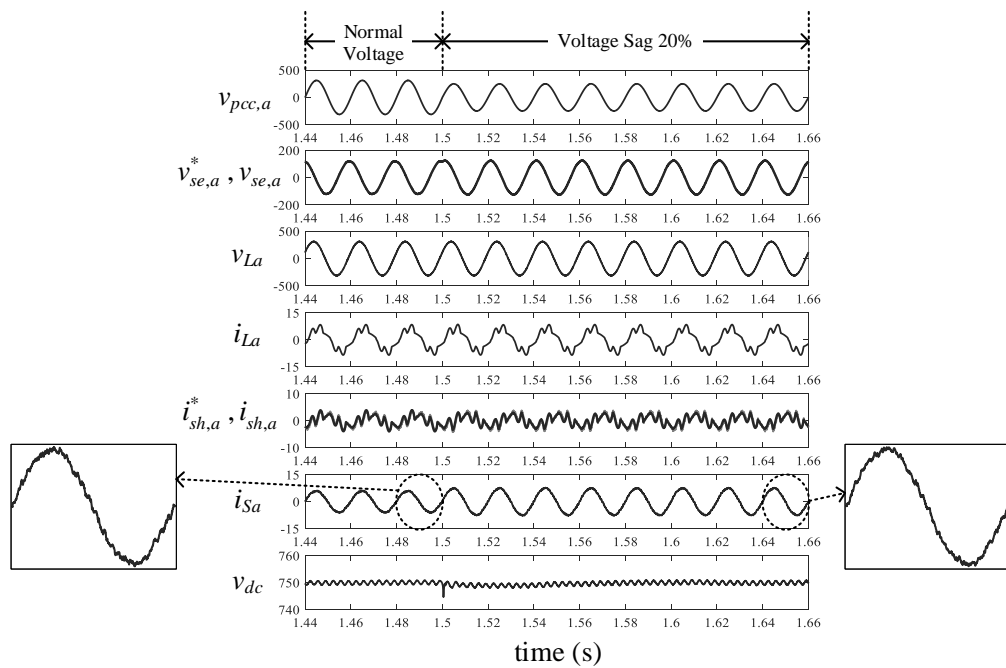


รูปที่ 7-13 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีกระแสโหลดที่เพิ่มขึ้น ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 32  $\mu$ s)

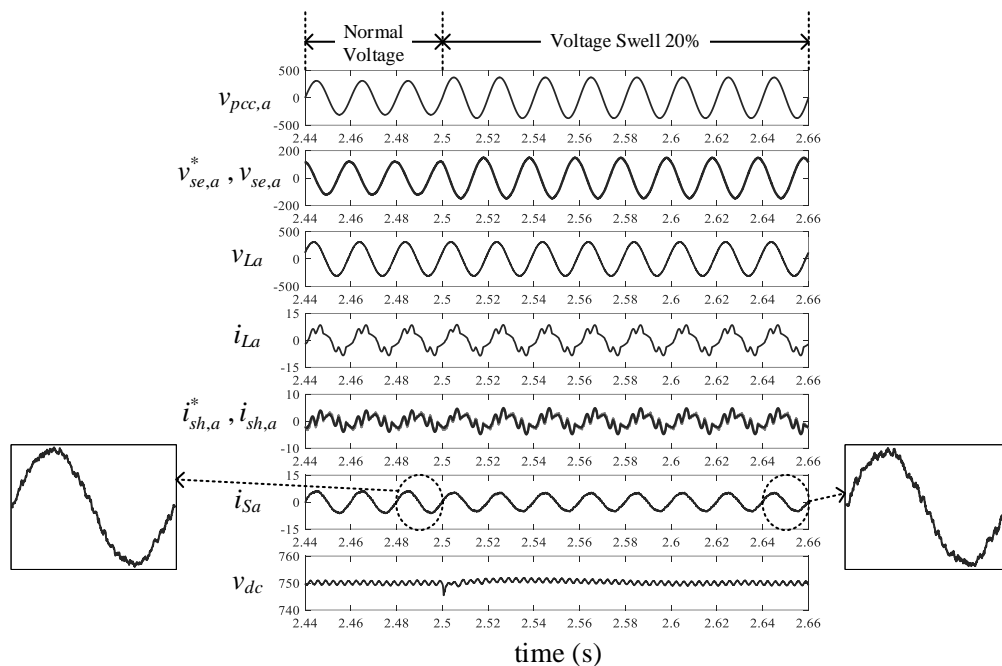




รูปที่ 7-14 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$ )



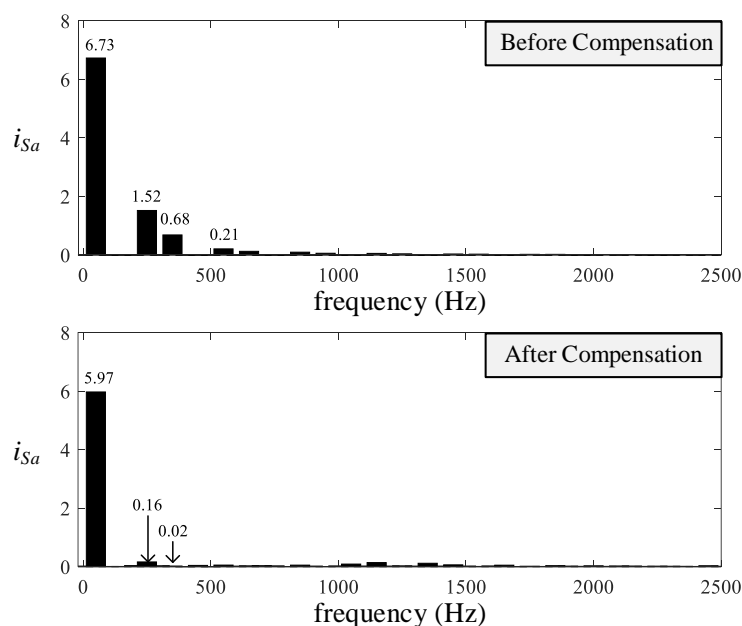
รูปที่ 7-15 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$ )



รูปที่ 7-16 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี PWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$ )

ตารางที่ 7-6 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก กรณีใช้วิธี PWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$ )

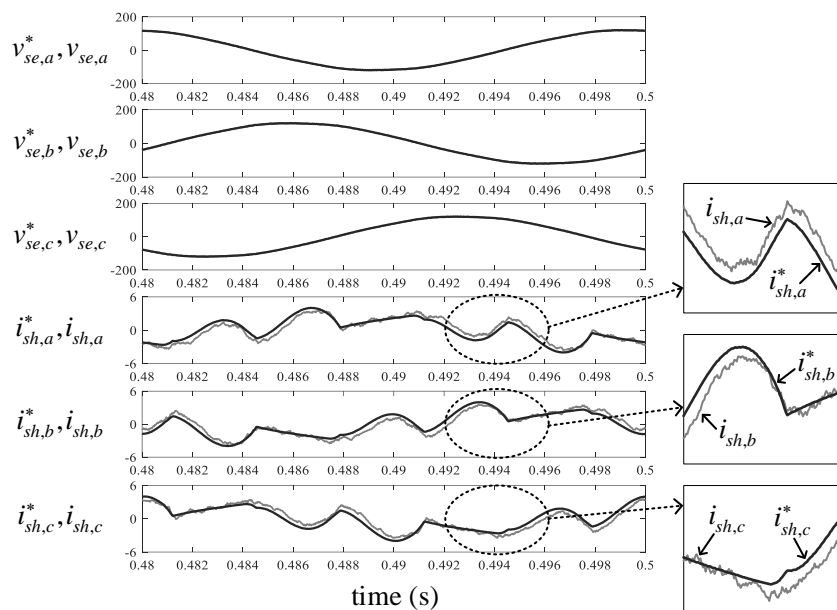
กรณี	กระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_s$ )			
	ก่อนการชดเชย		ภายหลังการชดเชย	
	%THD $_{i,av}$	PF	%THD $_{i,av}$	PF
กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ				
กระแสโหลดที่พิจารณา	25.09	0.7609	5.04	0.9969
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	24.06	0.8087	4.48	0.9981
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง				
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	3.72	0.9982
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	6.03	0.9954



รูปที่ 7-17 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส  $a$  กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ เมื่อใช้เทคนิคการสวิตซ์วิธี PWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$ )

สมรรถนะการสร้างสัญญาณกระแสชดเชยบนแกนสามเฟส ด้วยวิธี PWM แสดงได้ดังรูปที่ 7-18 จากรูปดังกล่าว แสดงให้เห็นว่า เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่างมีค่าเท่ากับ  $32 \mu s$  ส่งผลกระทบต่อวิธี PWM ทำให้ไม่สามารถสร้างสัญญาณ  $i_{sh}$  ให้มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณ  $i_{sh}^*$  ได้ เมื่อพิจารณาค่าคลาดเคลื่อนระหว่างสัญญาณ  $i_{sh}$  และ  $i_{sh}^*$  บนแกนสามเฟส กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ ผลปรากฏว่า ค่าความคลาดเคลื่อนแต่ละเฟส มีค่าเท่ากับ 0.5773 0.584 และ 0.5763 ตามลำดับ ซึ่งมีค่าค่อนข้างสูงเมื่อเปรียบเทียบกับวิธี PWM ที่เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$  ด้วยเหตุนี้วิธี PWM จึงมีสมรรถนะการสร้างสัญญาณกระแสชดเชยที่ไม่ดี เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่างมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งส่งผลต่อสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ไม่ดี ค่า  $\%THD_{iav}$  ภายหลังการชดเชยจึงมีค่าสูงเกินมาตรฐาน IEEE Std.519-2014 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  ในสภาวะต่างๆ แสดงได้ดังตารางที่ 7-7

สำหรับการชดเชยแรงดันในสภาวะต่างๆ ด้วยวิธี PWM สังเกตได้ว่า วิธี PWM ยังคงสามารถสร้างสัญญาณ  $v_{se}$  มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณ  $v_{se}^*$  ได้ ถึงแม้ว่าเวลาสุ่มตัวอย่างมีค่าเพิ่มขึ้น



รูปที่ 7-18 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  ด้วยวิธี PWM กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$ )

ตารางที่ 7-7 สมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  กรณีใช้วิธี PWM (เวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ  $32 \mu s$ )

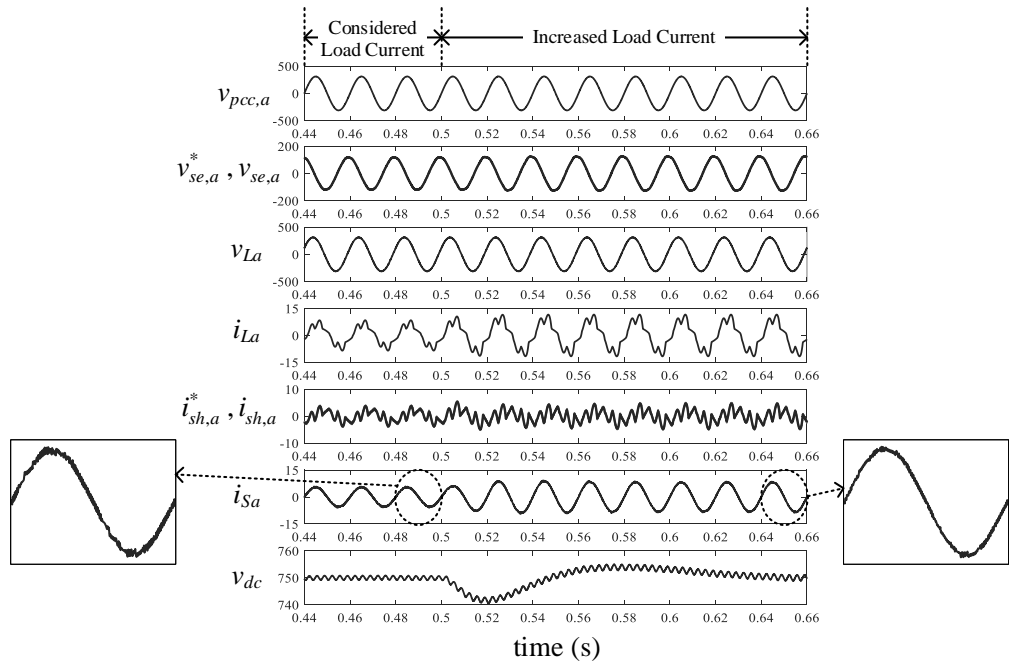
กรณี	ค่า %THD <sub>av</sub> ของกระแสที่แหล่งจ่าย		ค่าความคลาดเคลื่อน		
	ก่อนการชดเชย	หลังการชดเชย	เฟส a	เฟส b	เฟส c
กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ					
กระแสโหลดที่พิจารณา	25.09	5.04	0.5773	0.584	0.5763
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	24.06	4.48	0.6469	0.6381	0.6431
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง					
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	3.72	0.5755	0.5539	0.5829
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	6.03	0.582	0.6042	0.5913

### 7.3.2 ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมฮีสเตอร์ซิส

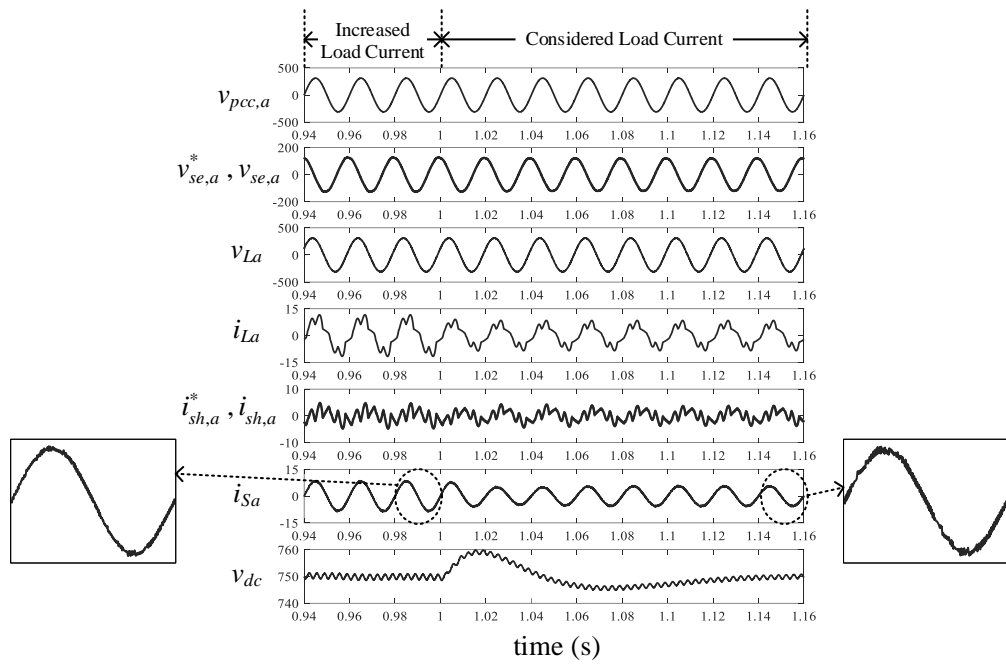
ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$

ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ  $10 \mu s$  กรณีเพิ่มกระแสโหลดขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ กรณีลดกระแสโหลดกลับสู่กระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติเปลี่ยนเป็น

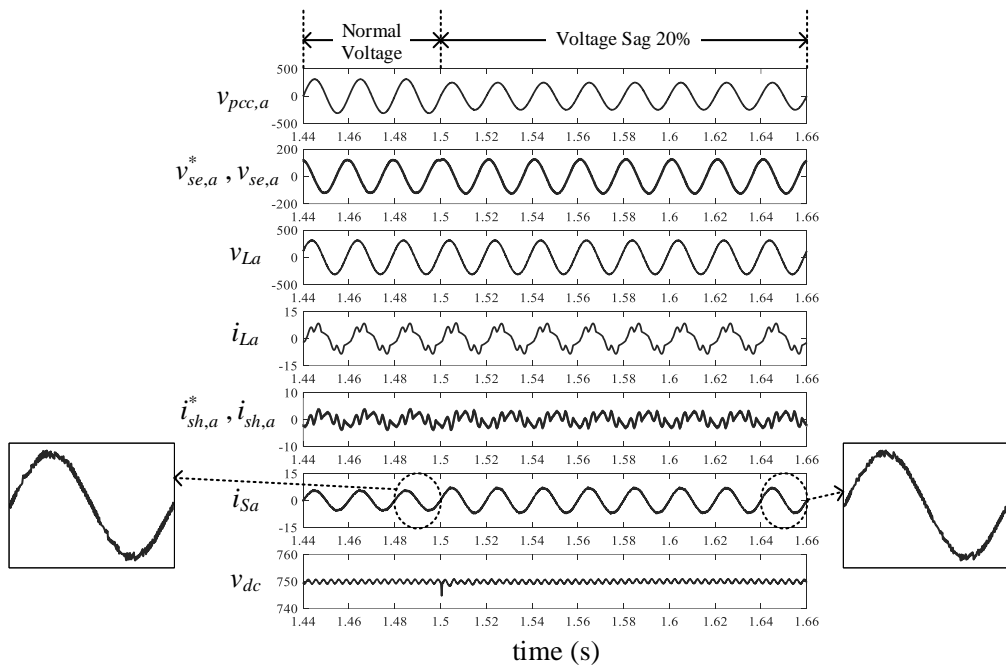
แรงดันตกชั่วขณะ 20% และกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติเปลี่ยนเป็นแรงดันเกินชั่วขณะ 20% แสดงได้ดังรูปที่ 7-19 ถึง 7-22 ตามลำดับ ผลการทดสอบก่อนการชดเชยกรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติ พบว่า สัญญาณ  $i_{Sa}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ตามรูปสัญญาณ  $i_{La}$  โดยที่ค่า %THD<sub>i,av</sub> เท่ากับ 25.09 และค่า PF เท่ากับ 0.7609 ภายหลังการชดเชยปรากฏว่า สัญญาณ  $i_{Sa}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยที่ค่า %THD<sub>i,av</sub> เท่ากับ 2.53 และค่า PF เท่ากับ 0.9987 และเมื่อเกิดปัญหาแรงดันตกและเกินชั่วขณะทางด้านแหล่งจ่าย วงจร UPQC จะทำหน้าที่ป้อนแรงดันชดเชยให้กับระบบ เพื่อรักษาแรงดันทางด้านโหลดให้คงที่ เท่ากับ ค่าอ้างอิง และปรับปรุงค่าประกอบกำลัง ตลอดย่านของการทดสอบ ส่วนสัญญาณ  $i_{Sa}$  ภายหลังการชดเชย มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยที่ค่า %THD<sub>i,av</sub> กรณีแรงดันตกชั่วขณะ เท่ากับ 2.23 และค่า %THD<sub>i,av</sub> กรณีแรงดันเกินชั่วขณะ เท่ากับ 2.74 และค่า PF เท่ากับ 0.9991 และ 0.9982 ตามลำดับ นอกจากนี้ ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ สามารถควบคุมค่า  $v_{dc}$  ให้ตรงตามค่าอ้างอิงที่ออกแบบได้ ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายและโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยค่า %THD<sub>i,av</sub> และ PF ทั้งก่อนและภายหลังการชดเชยในสภาวะต่างๆ แสดงได้ ดังตารางที่ 7-8



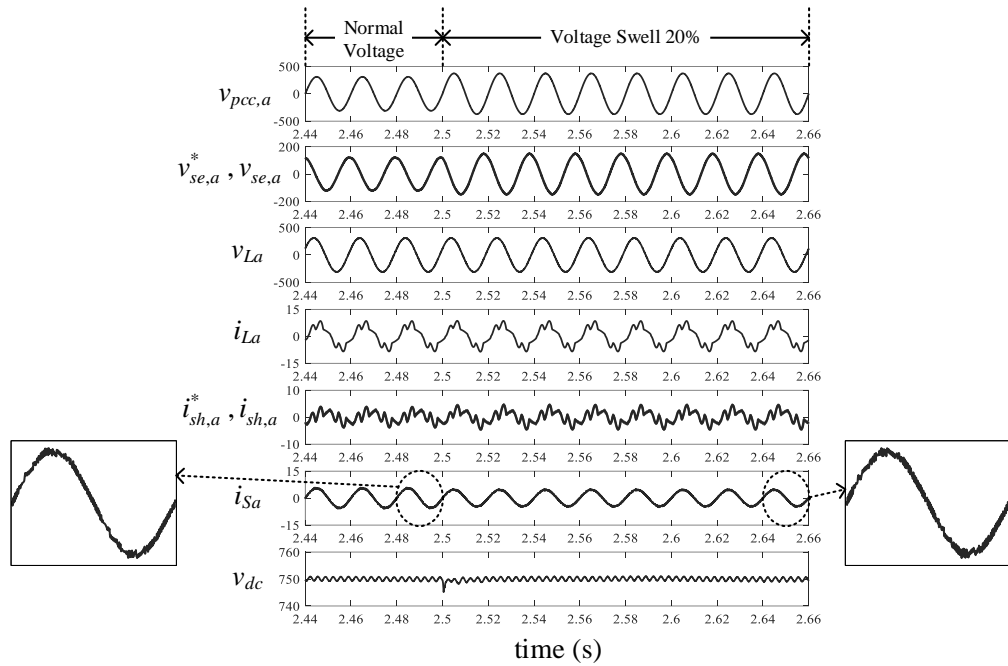
รูปที่ 7-19 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีกระแสไหลดที่เพิ่มขึ้น ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 10  $\mu$ s)



รูปที่ 7-20 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$ )



รูปที่ 7-21 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$ )



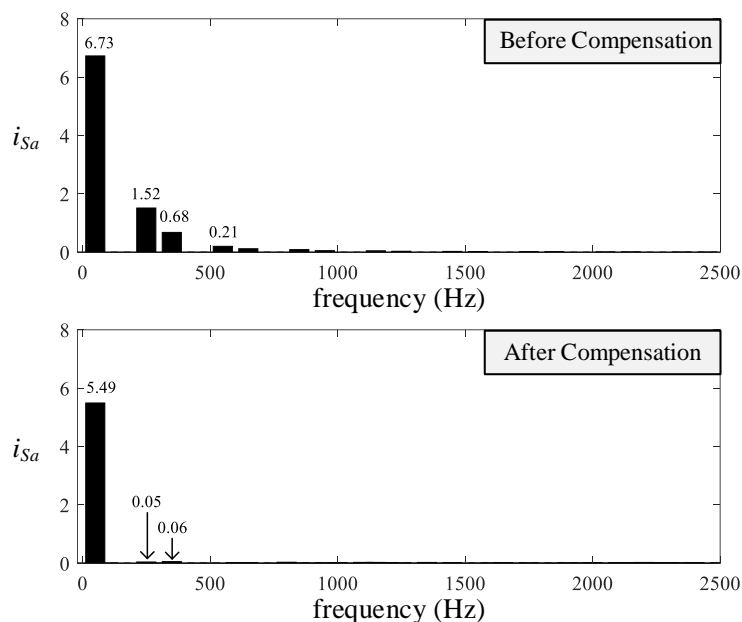
รูปที่ 7-22 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 10  $\mu$ s)

ตารางที่ 7-8 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก กรณีใช้วิธี HC (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 10  $\mu$ s)

กรณี	กระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_s$ )			
	ก่อนการชดเชย		ภายหลังการชดเชย	
	%THD <sub>i,av</sub>	PF	%THD <sub>i,av</sub>	PF
กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ				
กระแสโหลดที่พิจารณา	25.09	0.7609	2.53	0.9987
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	24.06	0.8087	1.75	0.9994
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง				
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	2.23	0.9991
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	2.74	0.9982

สเปกตรัมของกระแสทางด้านแหล่งจ่าย กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ แสดงได้ ดังรูปที่ 7-23 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ปริมาณ  $i_{Sa}$  ก่อนการชดเชยปรากฏที่ความถี่มูลฐาน โดยมีค่าเท่ากับ 6.73 A และความถี่ฮาร์มอนิกอันดับต่างๆ โดยมีฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 เป็นฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญกับระบบที่พิจารณา ภายหลังการฉีดกระแสชดเชย ปริมาณ  $i_{Sa}$  จะ

ปรากฏที่ความถี่มูลฐานของระบบ ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 และ 7 เท่ากับ 5.49 0.05 และ 0.02 ตามลำดับ

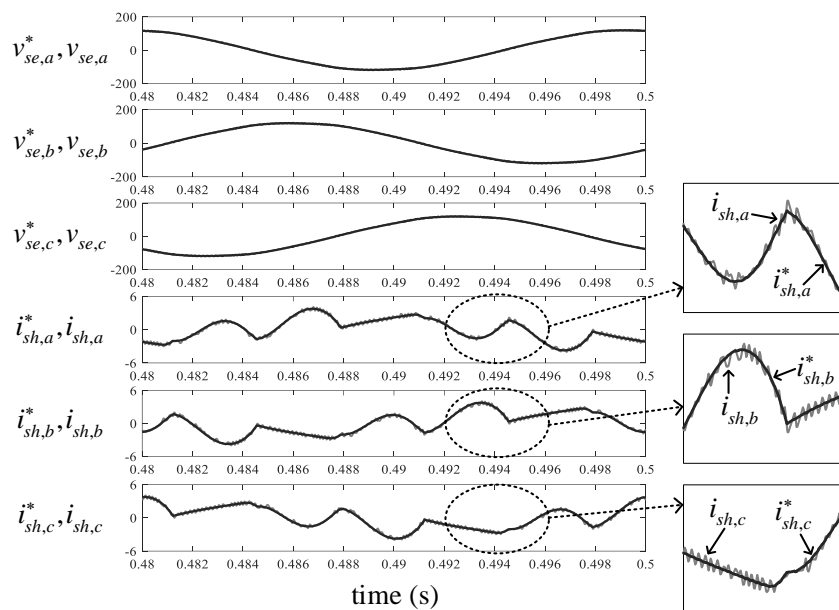


รูปที่ 7-23 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส  $a$  กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ เมื่อใช้เทคนิคการสวิตช์วิธี HC (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$ )

สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยแสดงได้ ดังรูปที่ 7-24 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ตัวควบคุมฮีสเตอร์ซิสสามารถควบคุมให้รูปสัญญาณ  $i_{sh}$  คล้อยตามรูปสัญญาณ  $i_{sh}^*$  ได้ แต่อย่างไรก็ตาม สัญญาณ  $i_{sh}$  มีลักษณะแกว่งไกวในช่วงสัญญาณที่มีความชันของสัญญาณ  $i_{sh}^*$

ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  กรณีใช้ตัวควบคุมฮีสเตอร์ซิสพิจารณาได้ ดังตารางที่ 7-9 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติ ค่าความคลาดเคลื่อนของแต่ละเฟส เท่ากับ 0.1691 0.173 และ 0.1692 ตามลำดับ จากผลการทดสอบดังกล่าว ทำให้ทราบว่า การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมฮีสเตอร์ซิสมีสมรรถนะการทำงานที่ดี ผลการชดเชยแรงดันในสภาวะต่างๆ ด้วยวิธี PWM พบว่า วิธีดังกล่าว ยังคงสามารถสร้างสัญญาณ  $v_{se}$  ให้มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณ  $v_{se}^*$





รูปที่ 7-24 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  ด้วยวิธี HC  
กรณีกระแสไหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$ )

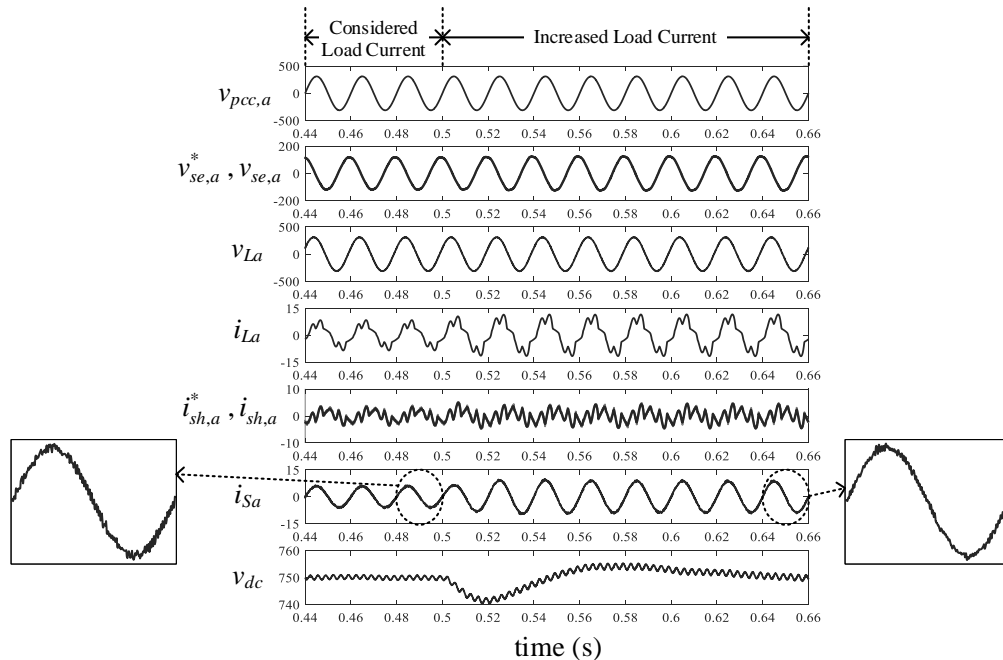
ตารางที่ 7-9 สมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  กรณีใช้วิธี HC  
(เวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ  $10 \mu s$ )

กรณี	ค่า %THD <sub>av</sub> ของกระแสที่แหล่งจ่าย		ค่าความคลาดเคลื่อน		
	ก่อนการชดเชย	หลังการชดเชย	เฟส a	เฟส b	เฟส c
กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ					
กระแสไหลดที่พิจารณา	25.09	2.53	0.1691	0.173	0.1692
กระแสไหลดเพิ่มขึ้น	24.06	1.75	0.1677	0.198	0.1894
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง					
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	2.23	0.1638	0.1741	0.165
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	2.74	0.1655	0.1659	0.1617

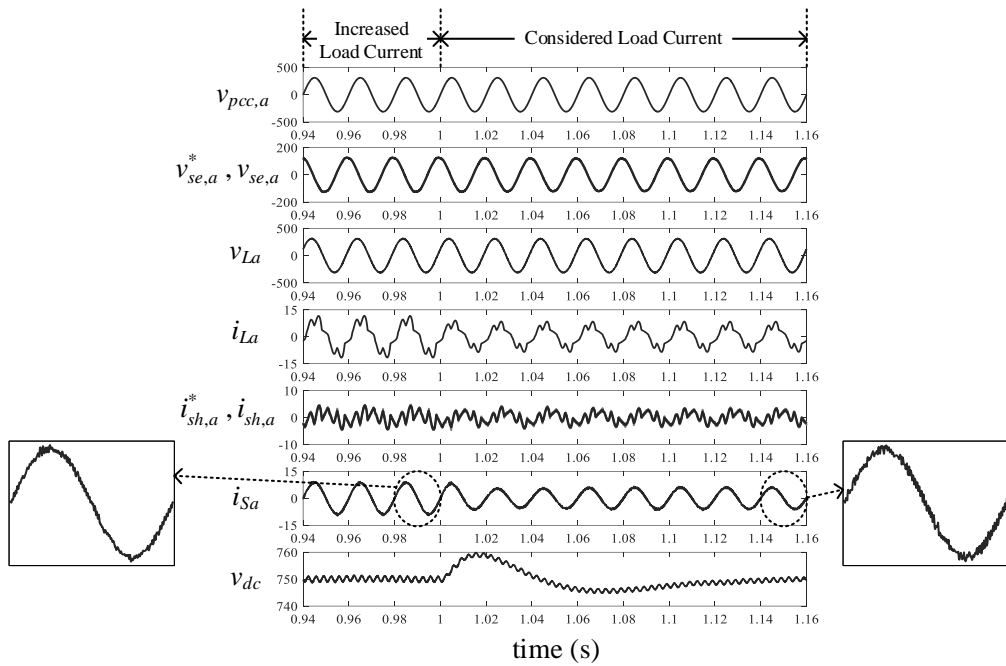
ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$   
ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ  $32 \mu s$  แสดงได้ ดังรูปที่ 7-25 ถึง 7-28 ซึ่งประกอบด้วย กรณีเพิ่มกระแสไหลดขึ้นจากกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ กรณีลดกระแสไหลดกลับสู่กระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติเปลี่ยนเป็นแรงดันตกชั่วขณะ 20% และกรณีแรงดันที่แหล่งจ่าย

ปกติเปลี่ยนเป็นแรงดันเกินชั่วขณะ 20% ตามลำดับ ผลการทดสอบก่อนการชดเชยกรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติ พบว่า สัญญาณ  $i_{sa}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ตามรูปสัญญาณ  $i_{La}$  โดยที่ค่า  $\%THD_{i,av}$  เท่ากับ 25.09 และค่า PF เท่ากับ 0.7609 ภายหลังการชดเชย ปรากฏว่า สัญญาณ  $i_{sa}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยที่ค่า  $\%THD_{i,av}$  เท่ากับ 3.56 และค่า PF ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.9978

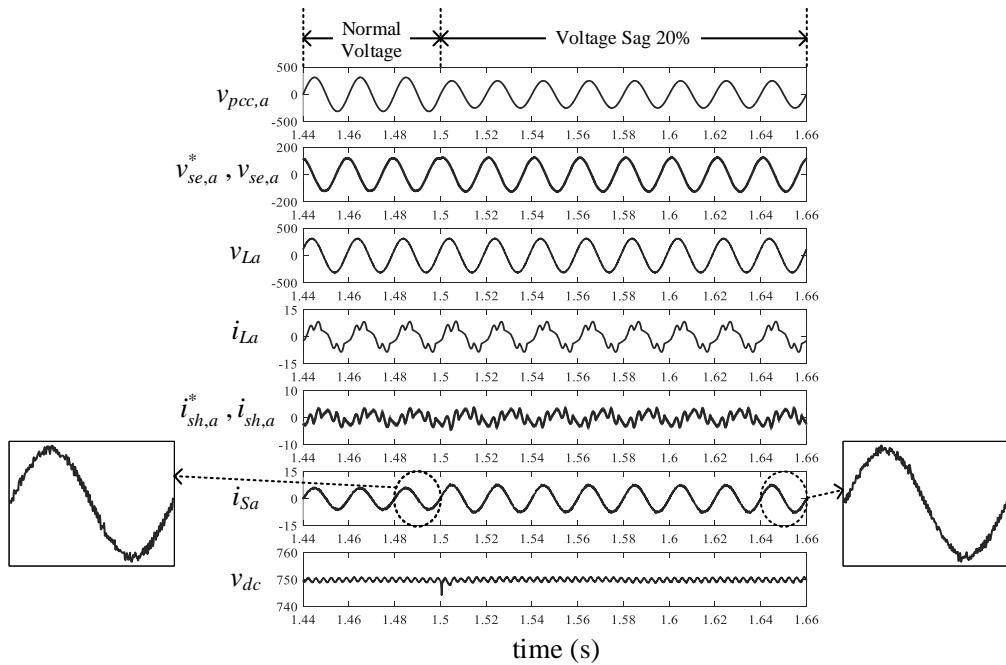
ภายหลังเมื่อเกิดปัญหาแรงดันตกหรือเกินชั่วขณะทางด้านแหล่งจ่าย วงจร UPQC จะป้อนแรงดันชดเชยให้กับระบบ เพื่อรักษาแรงดันทางโหลดให้คงที่ เท่ากับ ค่าอ้างอิง และปรับปรุงค่าประกอบกำลัง ส่วนสัญญาณ  $i_{sa}$  ภายหลังการชดเชย ยังคงมีลักษณะเป็นรูปไซน์ โดยที่ค่า  $\%THD_{i,av}$  กรณีแรงดันตกชั่วขณะและกรณีแรงดันเกินชั่วขณะ เท่ากับ 3.75 และ 4.26 ตามลำดับ ค่า PF ภายหลังการชดเชยกรณีแรงดันตกชั่วขณะและกรณีแรงดันเกินชั่วขณะ เท่ากับ 0.9978 และ 0.9969 ตามลำดับ ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยค่า  $\%THD_{i,av}$  และ PF ทั้งก่อนและภายหลังการชดเชยในสภาวะต่างๆ แสดงได้ ดังตารางที่ 7-10 นอกจากนี้ ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงยังคงสามารถควบคุมค่า  $v_{dc}$  ให้ตรงตามค่า  $v_{dc}^*$  ที่ได้ออกแบบไว้ ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายและโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง



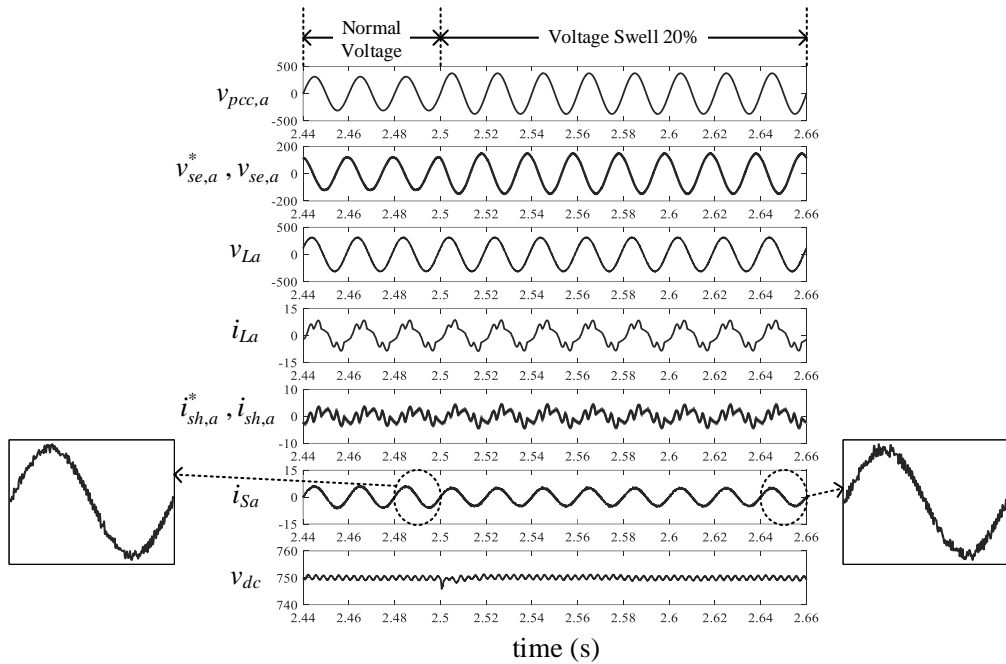
รูปที่ 7-25 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีกระแสไหลดที่เพิ่มขึ้น ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 32  $\mu s$ )



รูปที่ 7-26 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$ )



รูปที่ 7-27 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$ )



รูปที่ 7-28 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี HC กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 32  $\mu$ s)

ตารางที่ 7-10 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก กรณีใช้วิธี HC (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 32  $\mu$ s)

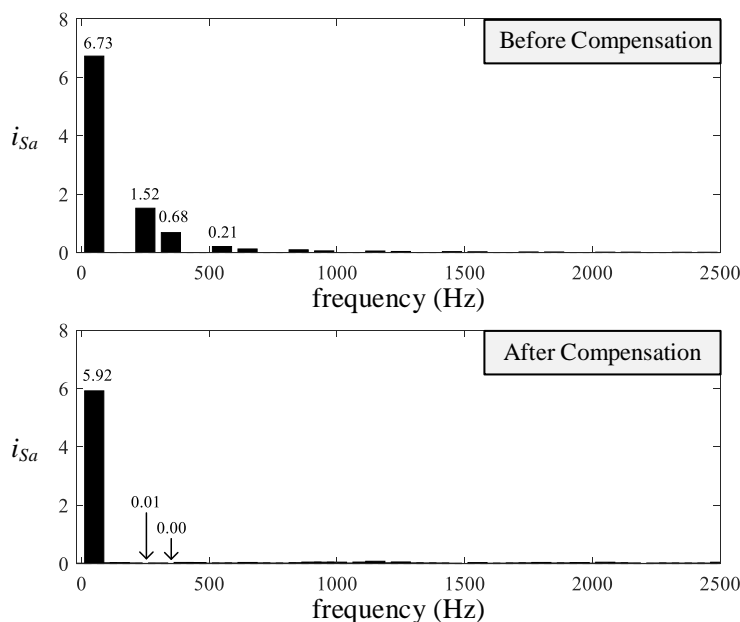
กรณี	กระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_s$ )			
	ก่อนการชดเชย		ภายหลังการชดเชย	
	%THD <sub>i,av</sub>	PF	%THD <sub>i,av</sub>	PF
กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ				
กระแสโหลดที่พิจารณา	25.09	0.7609	3.56	0.9978
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	24.06	0.8087	2.5	0.9989
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง				
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	3.75	0.9978
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	4.26	0.9969

สเปกตรัมของ  $i_{sa}$  กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ แสดงได้ ดังรูปที่ 7-29 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ปริมาณ  $i_{sa}$  ก่อนการชดเชยปรากฏที่ความถี่มูลฐาน โดยมีค่าเท่ากับ 6.73 A และความถี่ฮาร์มอนิกอันดับต่างๆ โดยมีฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 เป็นฮาร์มอนิกที่

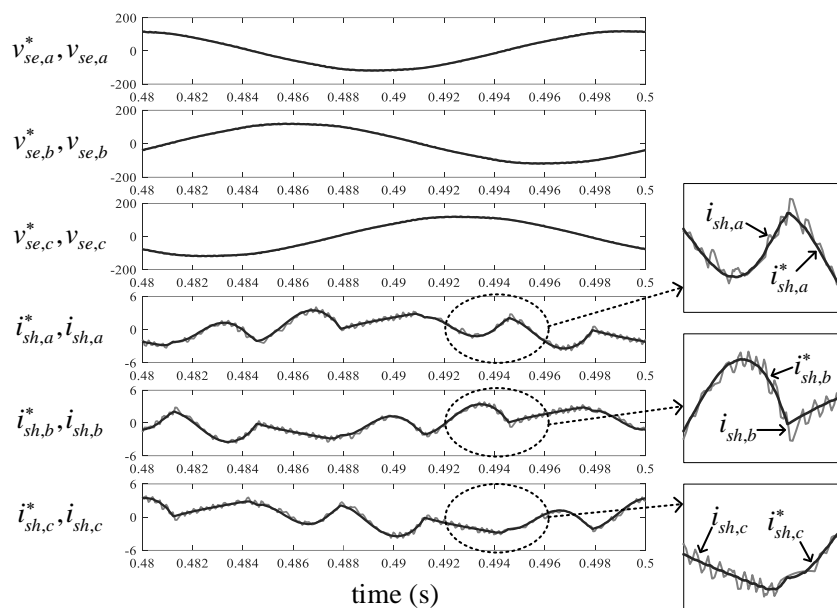
มีนัยสำคัญกับระบบที่พิจารณา ภายหลังจากชดเชย จะเห็นได้ว่า ปริมาณ  $i_{Sa}$  จะปรากฏที่ความถี่มูลฐานของระบบ เท่ากับ 5.92 A

สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยแสดงได้ ดังรูปที่ 7-30 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ตัวควบคุมฮีสเตอร์ซิสสามารถควบคุมให้รูปสัญญาณ  $i_{sh}$  คล้อยตามรูปสัญญาณ  $i_{sh}^*$  ได้ แต่อย่างไรก็ตาม สัญญาณ  $i_{sh}$  มีลักษณะแกว่งไกวในบางช่วงสัญญาณที่มีความชันของสัญญาณ  $i_{sh}^*$

ผลการชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  พิจารณาได้ ดังตารางที่ 7-11 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า กรณีกระแสไหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ ค่าความคลาดเคลื่อนแต่ละเฟส มีค่าเท่ากับ 0.2313 0.2564 และ 0.2418 ตามลำดับ ซึ่งค่าคลาดเคลื่อนดังกล่าวมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อเปรียบเทียบตัวควบคุมฮีสเตอร์ซิส ที่เวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ  $10 \mu s$  ทำให้สมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกลดลง ส่งผลให้ค่า  $\%THD_{i,av}$  มีค่าสูงขึ้น สำหรับการชดเชยแรงดันในสภาวะต่างๆ ด้วยวิธี PWM สังเกตได้ว่า แม้ว่าเวลาสุ่มตัวอย่างมีค่าเพิ่มขึ้น แต่วิธี PWM ยังคงสามารถสร้างสัญญาณ  $v_{se}$  มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณ  $v_{se}^*$  ตลอดย่านการทดสอบ ถึงแม้ว่าเวลาสุ่มตัวอย่างมีค่าเพิ่มขึ้น



รูปที่ 7-29 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส  $a$  กรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ เมื่อใช้เทคนิคการสวิตซ์วิธี HC (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$ )



รูปที่ 7-30 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  ด้วยวิธี HC  
กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$ )

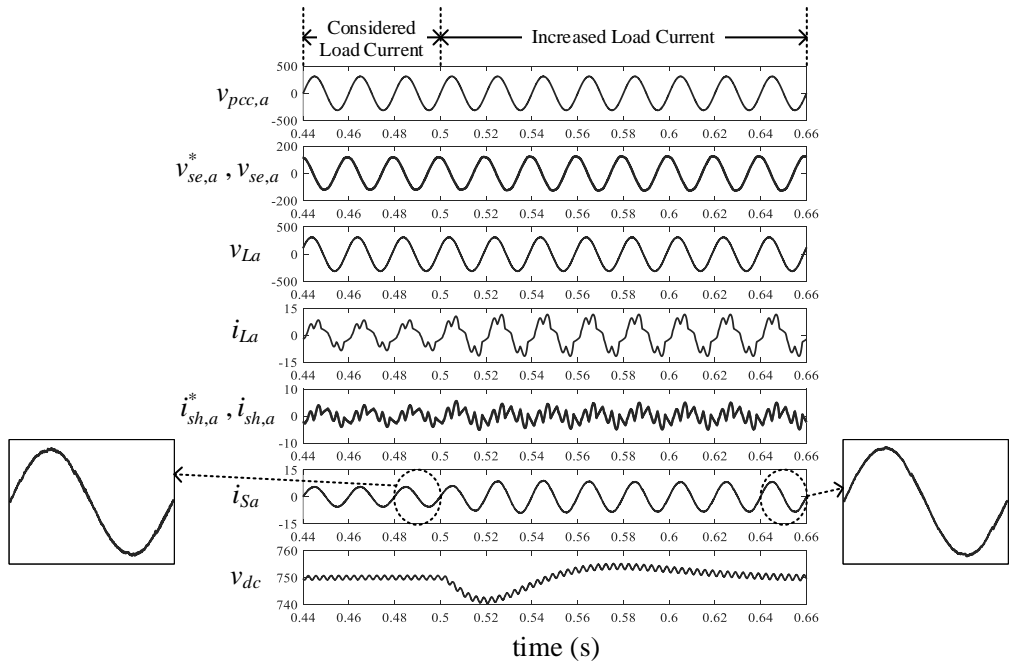
ตารางที่ 7-11 สมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  กรณีใช้วิธี HC  
(เวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ  $32 \mu s$ )

กรณี	ค่า %THD <sub>av</sub> ของกระแสที่แหล่งจ่าย		ค่าความคลาดเคลื่อน		
	ก่อนการชดเชย	หลังการชดเชย	เฟส a	เฟส b	เฟส c
กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ					
กระแสโหลดที่พิจารณา	25.09	3.56	0.2313	0.2564	0.2418
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	24.06	2.5	0.2645	0.2834	0.2673
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง					
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	3.75	0.2705	0.2756	0.2717
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	4.26	0.2341	0.2532	0.2683

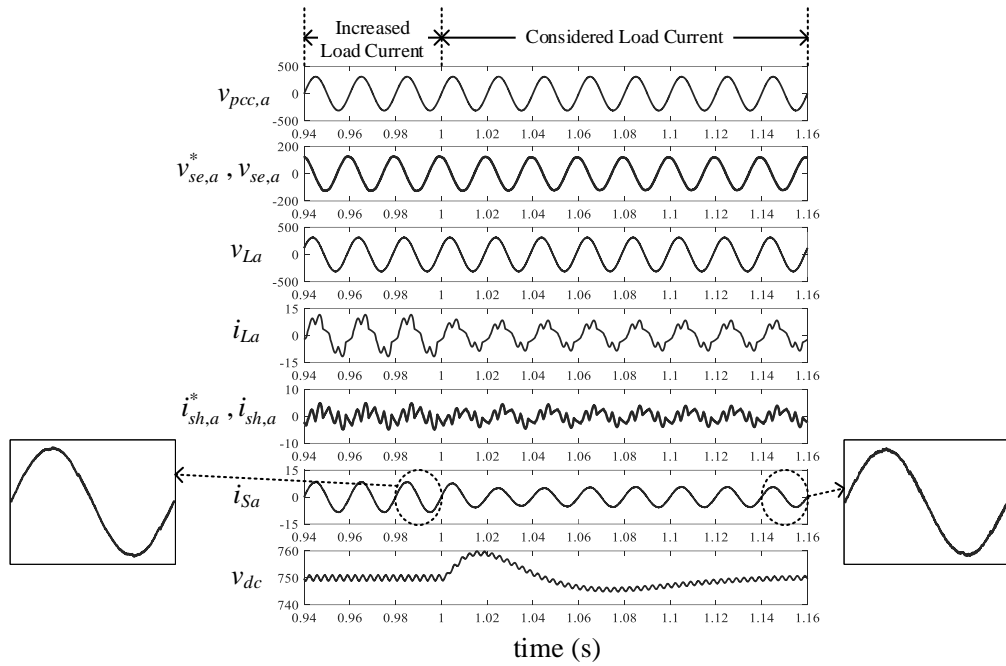
### 7.3.3 ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์ พีดีบีเบิลยูเอ็ม

ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$   
ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ  $10 \mu s$  กรณีเพิ่มกระแสโหลดขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ กรณีลดกระแส

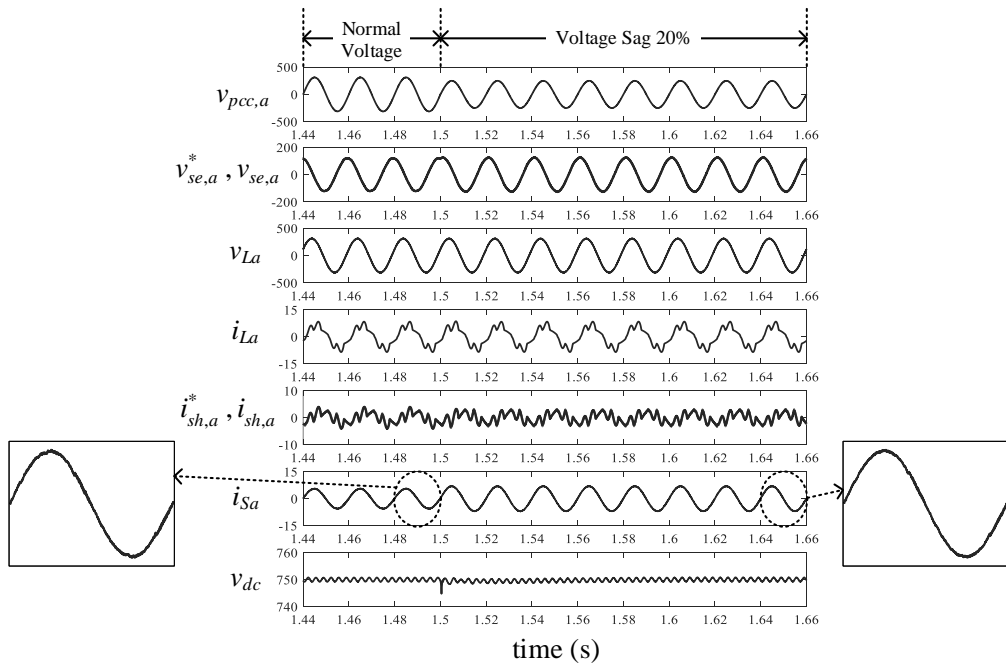
โพลต์กลับสู่กระแสโพลต์ที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติเปลี่ยนเป็นแรงดันตกชั่วขณะ 20% และกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติเปลี่ยนเป็นแรงดันเกินชั่วขณะ 20% แสดงได้ดังรูปที่ 7-31 ถึง 7-34 ตามลำดับ ผลการทดสอบก่อนการชดเชยกรณีกระแสโพลต์ที่พิจารณาในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติ พบว่า สัญญาณ  $i_{Sa}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ตามรูปสัญญาณ  $i_{La}$  โดยที่ค่า %THD<sub>i,av</sub> เท่ากับ 25.09 และค่า PF เท่ากับ 0.7609 ภายหลังการชดเชยปรากฏว่า สัญญาณ  $i_{Sa}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยที่ค่า %THD<sub>i,av</sub> เท่ากับ 1.51 และค่า PF ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.9995 และเมื่อเกิดปัญหาแรงดันตกหรือเกินชั่วขณะทางด้านแหล่งจ่าย วงจร UPQC จะป้อนแรงดันชดเชยให้กับระบบ เพื่อรักษาแรงดันทางโพลต์ให้คงที่เท่ากับค่าอ้างอิงตลอดเวลา และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ส่วนสัญญาณ  $i_{Sa}$  ภายหลังการชดเชย มีลักษณะใกล้เคียงกับรูปไซน์ โดยที่ค่า %THD<sub>i,av</sub> กรณีแรงดันตกชั่วขณะ เท่ากับ 1.12 และค่า %THD<sub>i,av</sub> กรณีแรงดันเกินชั่วขณะ เท่ากับ 1.91 และค่า PF เท่ากับ 0.9996 และ 0.9987 ตามลำดับ นอกจากนี้ระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ สามารถควบคุมค่า  $v_{dc}$  ให้ตรงตามค่าอ้างอิงได้ตลอดย่านการทดสอบ ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยค่า %THD<sub>i,av</sub> และ PF ทั้งก่อนและภายหลังการชดเชยในสภาวะต่างๆ แสดงได้ ดังตารางที่ 7-12



รูปที่ 7-31 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีกระแสโพลต์ที่เพิ่มขึ้น ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 10  $\mu$ s)

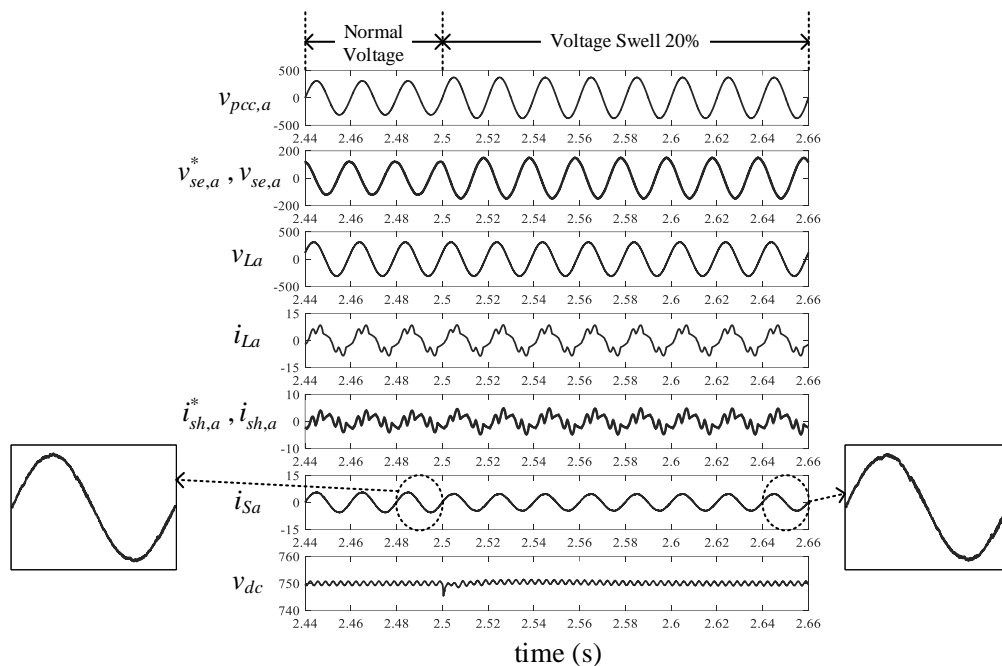


รูปที่ 7-32 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา ในสถานะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$ )



รูปที่ 7-33 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$ )





รูปที่ 7-34 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 10  $\mu$ s)

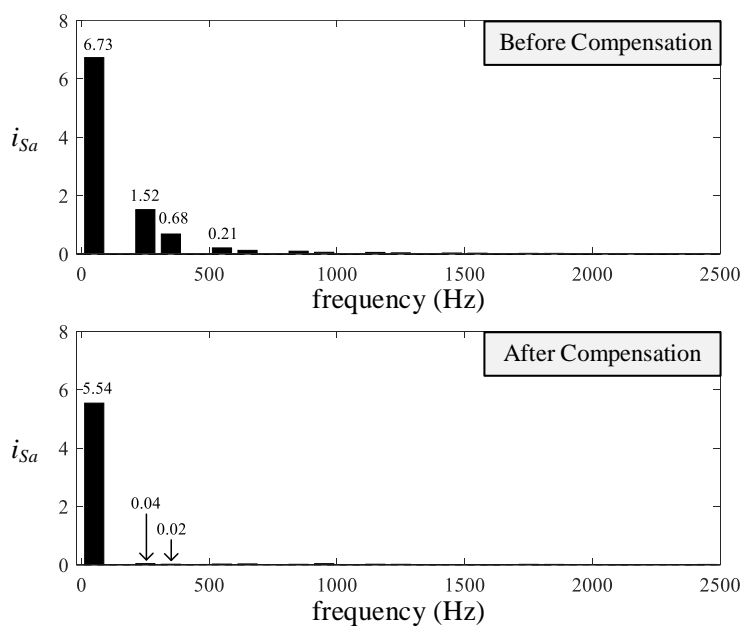
ตารางที่ 7-12 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก กรณีใช้วิธี SVPWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 10  $\mu$ s)

กรณี	กระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_s$ )			
	ก่อนการชดเชย		ภายหลังการชดเชย	
	%THD <sub>i,av</sub>	PF	%THD <sub>i,av</sub>	PF
กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ				
กระแสโหลดที่พิจารณา	25.09	0.7609	1.51	0.9992
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	24.06	0.8087	1.56	0.9995
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง				
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	1.12	0.9995
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	1.91	0.9987

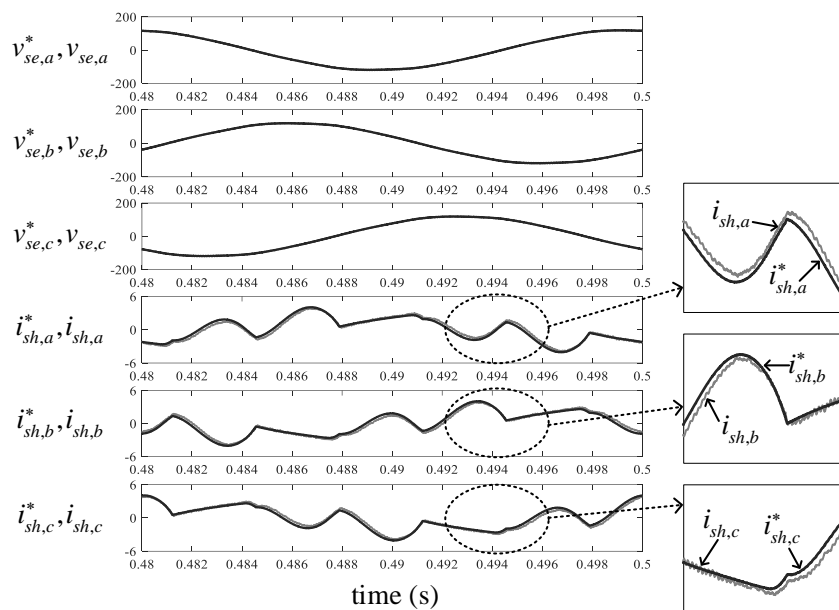
สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายสำหรับกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 7-35 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ปริมาณ  $i_{sa}$  ก่อนการชดเชยปรากฏที่ความถี่มูลฐาน โดยมีค่าเท่ากับ 6.73 A และความถี่ฮาร์มอนิกอันดับต่างๆ โดยมีฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 และ 5 เป็นฮาร์มอนิกที่

มีนัยสำคัญกับระบบที่พิจารณา ภายหลังจากชดเชย จะเห็นได้ว่า ปริมาณ  $i_{sa}$  ปรากฏเฉพาะที่ความถี่มูลฐานของระบบ โดยมีค่าเท่ากับ 5.54 A

ผลการชดเชยสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ตามตารางที่ 7-13 สังเกตได้ว่า ค่า  $\%THD_{i_{av}}$  ภายหลังจากชดเชยมีค่าต่ำกว่าวิธีอื่น ทั้งนี้ปัจจัยมาจากสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  บนแกนสามเฟส ดังรูปที่ 7-36 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า กรณีกระแสไหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ สัญญาณ  $i_{sh}$  มีลักษณะรูปสัญญาณคล้ายตามสัญญาณ  $i_{sh}^*$  โดยที่ค่าความคลาดเคลื่อนแต่ละเฟส เท่ากับ 0.3028 0.3022 และ 0.3037 ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาในช่วงที่รูปสัญญาณมีอัตราการเปลี่ยนแปลงสูง พบว่า ค่าคลาดเคลื่อนในการติดตามระหว่างสัญญาณ  $i_{sh}^*$  กับ  $i_{sh}$  ยังคงปรากฏขึ้นโดยเทคนิค SVPWM ดัชนีชดเชยสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  ในสภาวะต่างๆ พิจารณาได้ ดังตารางที่ 7-13 สำหรับการชดเชยแรงดันในสภาวะต่างๆ ด้วยวิธี PWM สังเกตได้ว่า แม้ว่าเวลาสุ่มตัวอย่างมีค่าเพิ่มขึ้น แต่วิธี PWM ยังคงสามารถสร้างสัญญาณ  $v_{se}$  ให้มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณ  $v_{se}^*$  ตลอดย่านการทดสอบ



รูปที่ 7-35 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส  $\alpha$  กรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ เมื่อเทคนิคการสวิตซ์วิธี SVPWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 10  $\mu$ s)



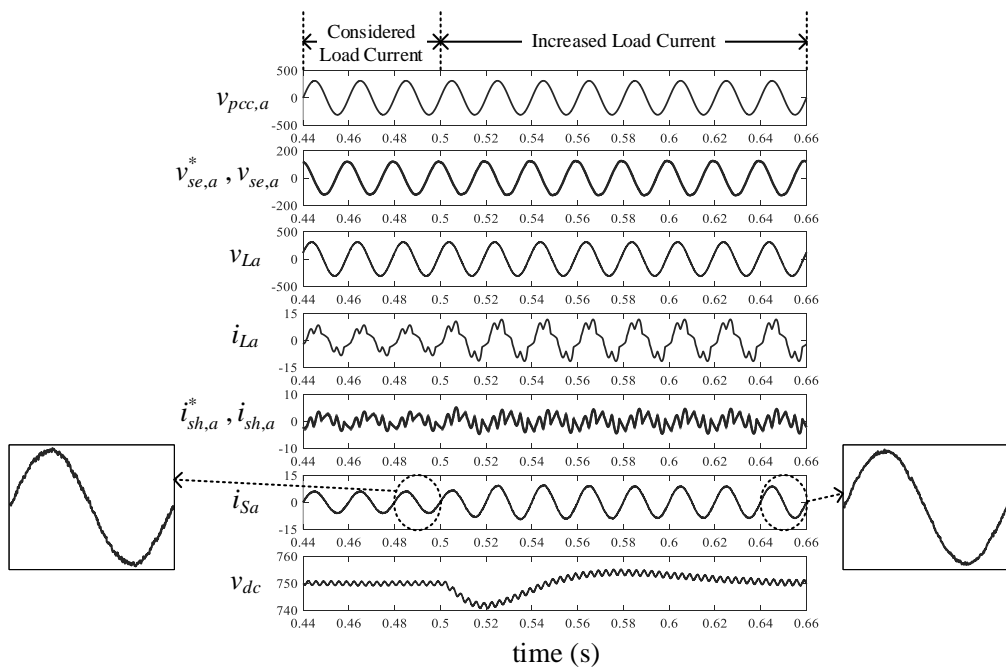
รูปที่ 7-36 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  ด้วยวิธี SVPWM  
กรณีกระแสไหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $10 \mu s$ )

ตารางที่ 7-13 สมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  กรณีใช้วิธี SVPWM  
(เวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ  $10 \mu s$ )

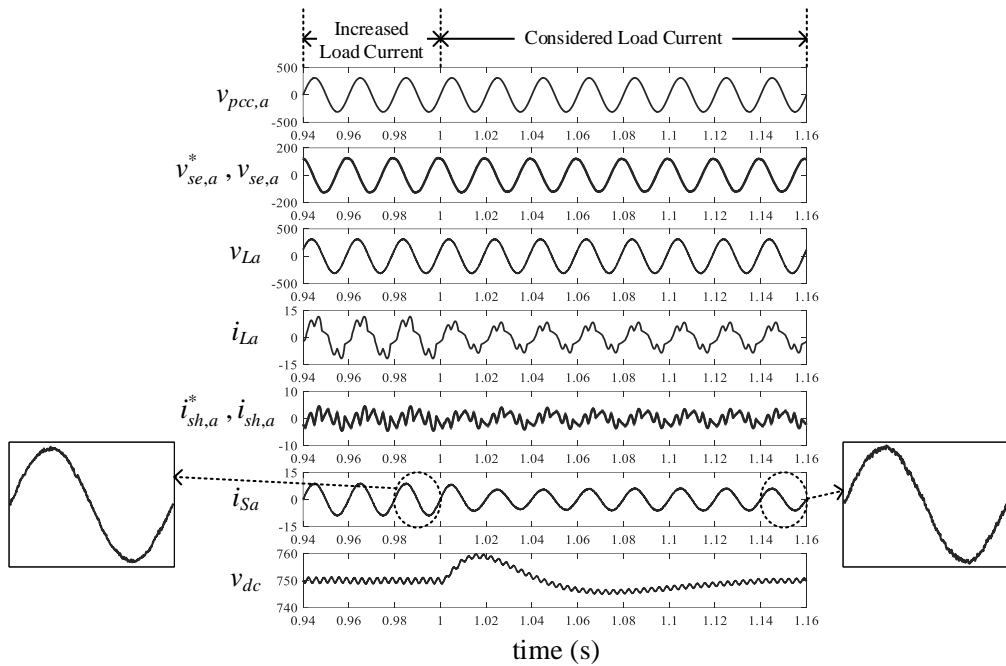
กรณี	ค่า %THD <sub>av</sub> ของกระแสที่แหล่งจ่าย		ค่าความคลาดเคลื่อน		
	ก่อนการชดเชย	หลังการชดเชย	เฟส a	เฟส b	เฟส c
กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ					
กระแสไหลดที่พิจารณา	25.09	1.51	0.3028	0.3022	0.3037
กระแสไหลดเพิ่มขึ้น	24.06	1.56	0.3211	0.3076	0.3186
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง					
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	1.12	0.2933	0.2952	0.2949
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	1.91	0.3002	0.3005	0.3021

ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$   
ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ  $32 \mu s$  กรณีเพิ่มกระแสไหลดขึ้นจากกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ กรณีลดกระแสไหลดกลับสู่กระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติเปลี่ยนเป็นแรงดันตกชั่วขณะ 20% และกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติเปลี่ยนเป็นแรงดันเกินชั่วขณะ 20% แสดง

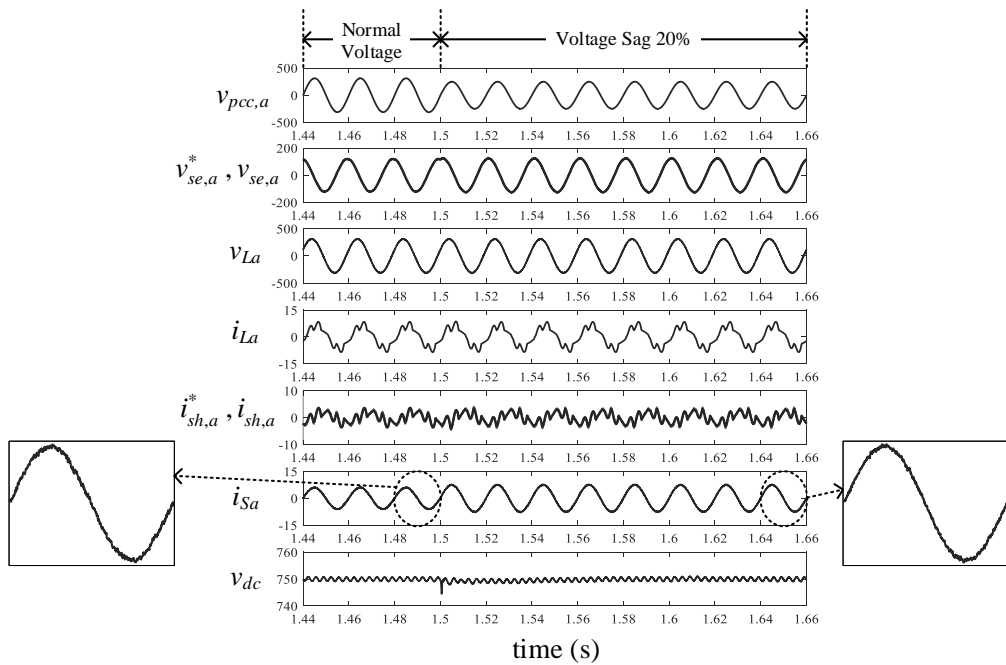
ได้ดังรูปที่ 7-37 ถึง 7-40 ตามลำดับ ผลการทดสอบก่อนการชดเชยกรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสถานะแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติ พบว่า สัญญาณ  $i_{Sa}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ตามรูปสัญญาณ  $i_{La}$  โดยที่ค่า  $\%THD_{i_{av}}$  เท่ากับ 25.09 และค่า PF เท่ากับ 0.7609 ภายหลังจากชดเชยปรากฏว่า สัญญาณ  $i_{Sa}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยที่ค่า  $\%THD_{i_{av}}$  เท่ากับ 2.47 และค่า PF หลังการชดเชย เท่ากับ 0.9988 และเมื่อเกิดปัญหาแรงดันตกและเกินชั่วขณะทางด้านแหล่งจ่าย วงจร UPQC จะป้อนแรงดันชดเชยเข้าสู่ระบบ เพื่อรักษาแรงดันทางไหลดให้คงที่เท่ากับค่าอ้างอิง และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ส่วนสัญญาณ  $i_{Sa}$  ภายหลังจากชดเชย มีลักษณะใกล้เคียงกับรูปไซน์ โดยที่ช่วงแรงดันตกชั่วขณะ  $\%THD_{i_{av}}$  มีค่าเท่ากับ 1.81 และช่วงแรงดันเกินชั่วขณะ  $\%THD_{i_{av}}$  มีค่าเท่ากับ 2.78 และยังสามารถปรับปรุงค่าประกอบกำลัง โดยที่ PF มีค่าเท่ากับ 0.9989 และ 0.9983 ตามลำดับ ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยค่า  $\%THD_{i_{av}}$  และ PF ทั้งก่อนและภายหลังจากชดเชยในสถานะต่างๆ แสดงได้ ดังตารางที่ 7-14 นอกจากนี้ ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ สามารถควบคุมค่า  $v_{dc}$  ให้ตรงตามค่าอ้างอิงได้ ตลอดย่านการทดสอบ



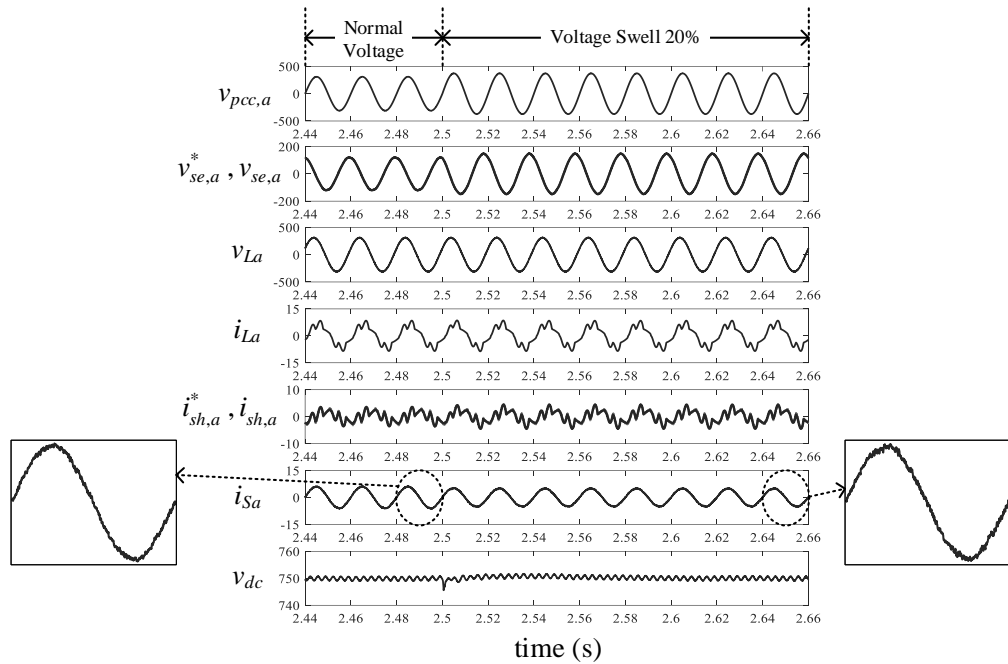
รูปที่ 7-37 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีกระแสไหลดที่เพิ่มขึ้น ในสถานะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 32  $\mu$ s)



รูปที่ 7-38 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$ )



รูปที่ 7-39 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$ )



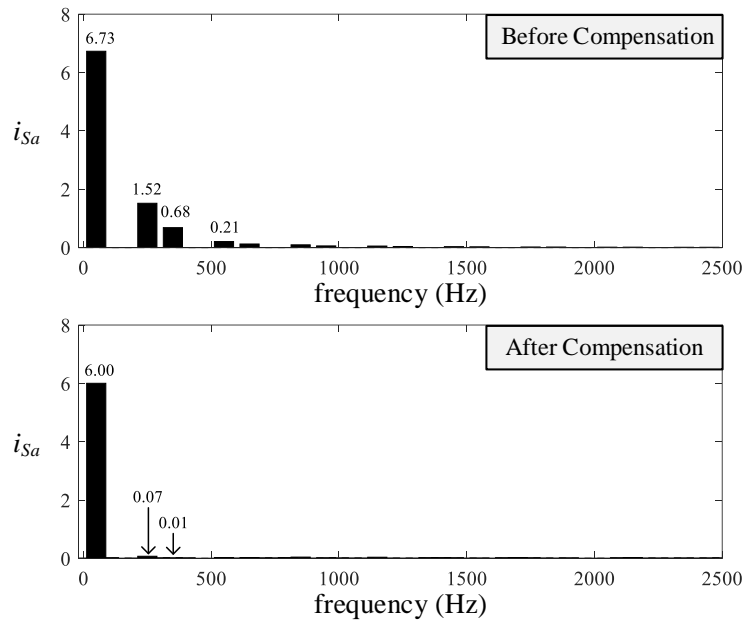
รูปที่ 7-40 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวิธี SVPWM กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 32  $\mu$ s)

ตารางที่ 7-14 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก กรณีใช้วิธี SVPWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 32  $\mu$ s)

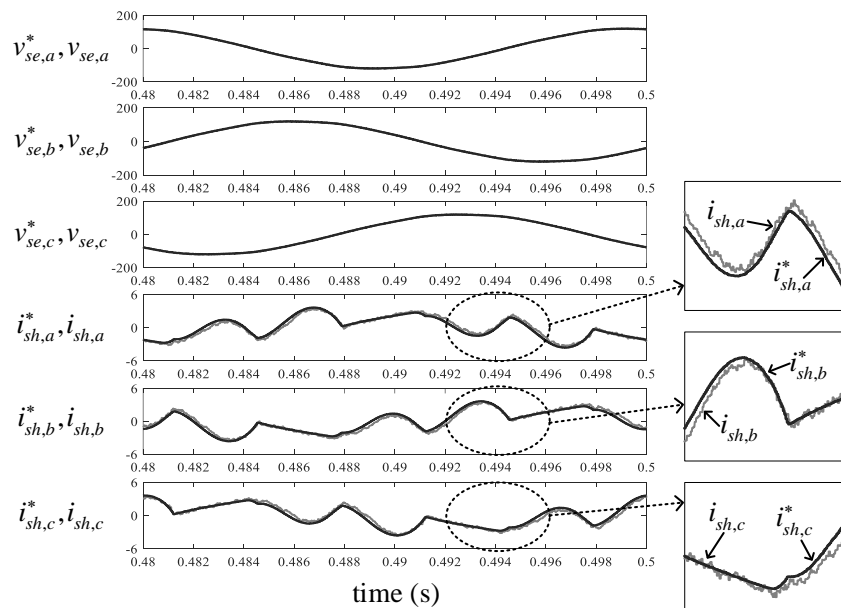
กรณี	กระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_s$ )			
	ก่อนการชดเชย		ภายหลังการชดเชย	
	%THD <sub>i,av</sub>	PF	%THD <sub>i,av</sub>	PF
กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ				
กระแสโหลดที่พิจารณา	25.09	0.7609	2.47	0.9988
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	24.06	0.8087	2.16	0.9993
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง				
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	1.86	0.9993
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	3.19	0.9983

สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายสำหรับกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 7-41 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ปริมาณ  $i_{sa}$  ก่อนการชดเชยปรากฏที่ความถี่มูลฐาน โดยมีค่าเท่ากับ 6.73 A และความถี่ฮาร์มอนิกอันดับต่างๆ โดยมีฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 เป็นฮาร์มอนิกที่

มีนัยสำคัญกับระบบที่พิจารณา ภายหลังจากชดเชย จะเห็นได้ว่า ปริมาณ  $i_{sa}$  ปรากฏเฉพาะที่ความถี่มูลฐานของระบบ โดยมีค่าเท่ากับ 6.00 A



รูปที่ 7-41 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส  $a$  กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ เมื่อใช้เทคนิคการสวิตซ์วิธี SVPWM (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$ )



รูปที่ 7-42 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  ด้วยวิธี SVPWM กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ (เวลาสุ่มตัวอย่างเท่ากับ  $32 \mu s$ )

ผลการชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ตามตารางที่ 7-15 สังเกตได้ว่า ค่า %THD<sub>i,av</sub> ภายหลังจากชดเชยมีค่าต่ำกว่าวิธีอื่น แม้ว่าเวลาสุ่มตัวอย่างมีค่าเพิ่มขึ้น สมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  บนแกนสามเฟสสามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 7-42 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า กรณีกระแสไหลดที่พิจารณา ในสภาวะแรงดันปกติ สัญญาณ  $i_{sh}$  มีลักษณะรูปสัญญาณคล้ายตามสัญญาณ  $i_{sh}^*$  โดยที่ค่าความคลาดเคลื่อนแต่ละเฟส เท่ากับ 0.3175 0.3236 และ 0.3299 ตามลำดับ เมื่อพิจารณาในช่วงที่รูปสัญญาณมีอัตราการเปลี่ยนแปลงสูง พบว่า วิธี SVPWM ไม่สามารถสร้างสัญญาณ  $i_{sh}$  ให้ใกล้เคียงกับสัญญาณอ้างอิงในช่วงดังกล่าวได้ ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  ในสภาวะต่างๆ พิจารณาได้ ดังตารางที่ 7-15 สำหรับการชดเชยแรงดันในสภาวะต่างๆ ด้วยวิธี PWM สังเกตได้ว่า แม้ว่าเวลาสุ่มตัวอย่างมีค่าเพิ่มขึ้น แต่วิธี PWM ยังคงสามารถสร้างสัญญาณ  $v_{se}$  ให้มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณ  $v_{se}^*$  ตลอดย่านการทดสอบ

ตารางที่ 7-15 สมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  กรณีใช้วิธี SVPWM

(เวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ 32  $\mu$ s)

กรณี	ค่า %THD <sub>av</sub> ของกระแสที่แหล่งจ่าย		ค่าความคลาดเคลื่อน		
	ก่อนการชดเชย	หลังการชดเชย	เฟส a	เฟส b	เฟส c
กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ					
กระแสไหลดที่พิจารณา	25.09	2.47	0.3175	0.3236	0.3299
กระแสไหลดเพิ่มขึ้น	24.06	2.16	0.3597	0.3484	0.3642
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง					
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	1.86	0.3088	0.3085	0.3035
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	3.19	0.3311	0.3373	0.3356

จากผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของแต่ละเทคนิคการสวิตซ์กรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ กรณีกระแสไหลดเพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ กรณีกระแสไหลดเพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ กรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันตกชั่วขณะ 20% และกรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันเกินชั่วขณะ 20% ที่ได้นำเสนอในข้างต้น สามารถสรุปเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานของแต่ละวิธีได้ ดังตารางที่ 7-16 ถึง 7-19 ตามลำดับ จากตารางดังกล่าว พบว่า เทคนิคการสวิตซ์วิธี SVPWM มีสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกดีที่สุด ในทุกสภาวะการทำงาน ถึงแม้ว่าค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างสัญญาณ  $i_{sh}^*$  กับสัญญาณ  $i_{sh}$  ของวิธี SVPWM



ตารางที่ 7-16 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของแต่ละเทคนิคการสวิตช์  
กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ

เทคนิคการ สวิตช์	เวลาสุ่ม ตัวอย่าง ( $\mu s$ )	ค่า %THD ของกระแสที่แหล่งจ่าย				PF
		เฟส a	เฟส b	เฟส c	เฉลี่ย	
		ก่อนการชดเชย				
		25.09	25.09	25.09	25.09	0.7609
		ภายหลังการชดเชย				
PWM	10	3.02	3.05	3.28	3.12	0.9977
HC		2.56	2.43	2.6	2.53	0.9987
SVPWM		1.48	1.55	1.49	1.51	0.9995
PWM	32	5.28	4.73	5.09	5.04	0.9969
HC		3.57	3.53	3.57	3.56	0.9978
SVPWM		2.4	2.55	2.46	2.47	0.9988

ตารางที่ 7-17 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของแต่ละเทคนิคการสวิตช์  
กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ

เทคนิคการ สวิตช์	เวลาสุ่ม ตัวอย่าง ( $\mu s$ )	ค่า %THD ของกระแสที่แหล่งจ่าย				PF
		เฟส a	เฟส b	เฟส c	เฉลี่ย	
		ก่อนการชดเชย				
		24.06	24.06	24.06	24.06	0.8087
		ภายหลังการชดเชย				
PWM	10	3.39	3.32	3.4	3.37	0.9985
HC		1.74	1.78	1.73	1.75	0.9994
SVPWM		1.64	1.51	1.52	1.56	0.9995
PWM	32	4.4	4.4	4.63	4.48	0.9981
HC		2.51	2.6	2.4	2.5	0.9989
SVPWM		2.14	2.09	2.24	2.16	0.9993

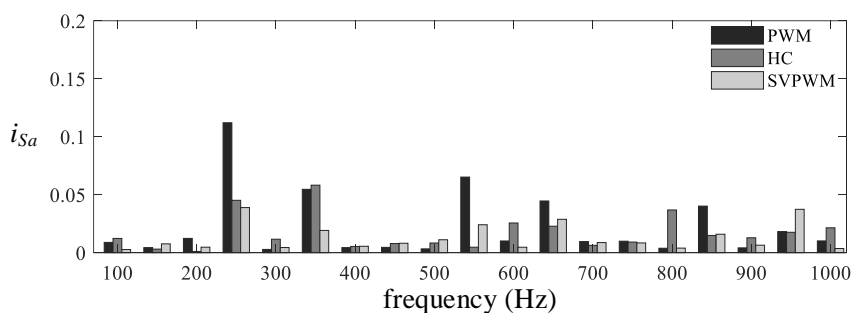
ตารางที่ 7-18 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของแต่ละเทคนิคการสวิตช์  
กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20%

เทคนิคการ สวิตช์	เวลาสุ่ม ตัวอย่าง ( $\mu s$ )	ค่า %THD ของกระแสที่แหล่งจ่าย				PF
		เฟส a	เฟส b	เฟส c	เฉลี่ย	
		ก่อนการชดเชย				
		25.09	25.09	25.09	25.09	0.7609
		ภายหลังการชดเชย				
PWM	10	2.39	2.33	2.41	2.38	0.9987
HC		2.18	2.28	2.22	2.23	0.9994
SVPWM		1.08	1.18	1.1	1.12	0.9995
PWM	32	3.74	3.66	3.75	3.72	0.9982
HC		3.98	3.52	3.75	3.75	0.9978
SVPWM		1.82	1.86	1.89	1.86	0.9983

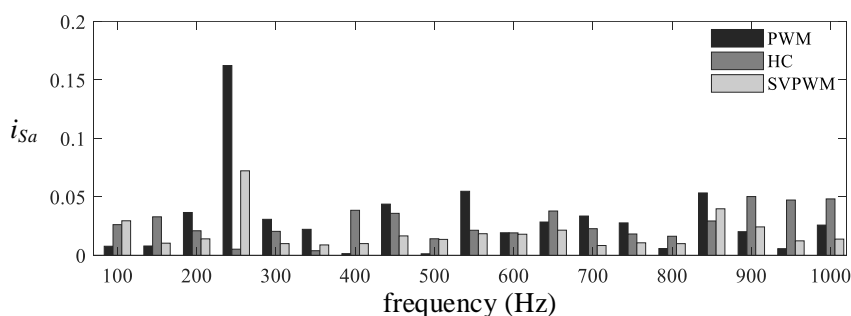
ตารางที่ 7-19 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของแต่ละเทคนิคการสวิตช์  
กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20%

เทคนิคการ สวิตช์	เวลาสุ่ม ตัวอย่าง ( $\mu s$ )	ค่า %THD ของกระแสที่แหล่งจ่าย				PF
		เฟส a	เฟส b	เฟส c	เฉลี่ย	
		ก่อนการชดเชย				
		25.09	25.09	25.09	25.09	0.7609
		ภายหลังการชดเชย				
PWM	10	4.18	4.13	3.92	4.08	0.9963
HC		2.57	2.82	2.81	2.74	0.9982
SVPWM		1.86	1.95	1.91	1.91	0.9987
PWM	32	5.96	5.97	6.17	6.03	0.9954
HC		4.23	4.2	4.34	4.26	0.9969
SVPWM		3.37	3.2	2.99	3.19	0.9983

จะมีค่ามากกว่าวิธี HC แต่เนื่องด้วยค่าเวลาสุ่มตัวอย่างที่เพิ่มขึ้น ทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนของวิธี SVPWM มีอัตราการเปลี่ยนแปลงน้อยกว่าวิธี HC โดยที่วิธี PWM มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของความคลาดเคลื่อนมากกว่าวิธีอื่น เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่างมีค่าเพิ่มขึ้น จะเห็นได้ว่า ภายหลังจากชดเชย ค่า %THD<sub>i</sub> ของกระแสที่แหล่งจ่าย ยังอยู่คงอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE Std.519-2014 แม้ว่าแหล่งจ่ายแรงดันและโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง และเมื่อพิจารณาในส่วนของสเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_{Sa}$ ) กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ แสดงได้ ดังรูปที่ 7-43 จากรูปดังกล่าว พบว่า ปริมาณ  $i_{Sa}$  ปริมาณที่ความถี่ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญ มีปริมาณน้อยกว่าวิธีอื่น



(ก) เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ  $10 \mu s$



(ข) เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่าง เท่ากับ  $32 \mu s$

รูปที่ 7-43 ปริมาณฮาร์มอนิกของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส  $a$  ภายหลังจากชดเชย  
กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ

#### 7.4 บทสรุป

บทนี้ได้นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานของเทคนิคการสวิตช์สำหรับ วงจร UPQC บนระบบสามเฟสสมมูล ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นการศึกษาสมรรถนะการกำจัด กระแสฮาร์มอนิกด้วยเทคนิคการสวิตช์สามวิธี ซึ่งประกอบด้วยวิธี PWM HC และ SVPWM เทคนิค การสวิตช์ดังกล่าวถูกนำมาใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์ไอจีบีทีเพื่อสร้างสัญญาณกระแสชดเชยให้ ใกล้เคียงกับกระแสชดเชยอ้างอิง จากผลการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink พบว่า วิธี SVPWM เป็นวิธีที่มีสมรรถนะการสร้างสัญญาณกระแสชดเชยใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงที่ดี แม้ว่าเวลาสุ่มตัวอย่างจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้วงจร UPQC มีสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดี โดยที่ค่า %THD<sub>i</sub> อยู่ในเกณฑ์มาตรฐาน IEEE Std.519-2014 ถึงแม้ว่าแหล่งจ่ายแรงดันและโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง นอกจากนี้ วงจร UPQC ยังสามารถปรับปรุค่าตัวประกอบกำลังให้มีค่าใกล้เคียง หนึ่ง อย่างไรก็ตาม การสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี SVPWM มีขั้นตอนที่ซับซ้อน ทำให้การประมวลผล การทำงานใช้เวลาค่อนข้างนาน ถ้าหากนำวิธี SVPWM ไปใช้งานร่วมกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ จึงต้องคำนึงถึงความสามารถในประมวลผลของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ งาน สำหรับวิธี PWM และ HC มีโครงสร้างการทำงานไม่ซับซ้อน ทำให้มีผลการตอบสนองที่เร็ว แต่สมรรถนะการทำงาน ของทั้งสองวิธี ขึ้นอยู่กับเวลาสุ่มตัวอย่าง จากผลการทดสอบ จะเห็นได้ว่า เมื่อเวลาสุ่มตัวอย่างมีค่า เพิ่มขึ้น ทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนการติดตามระหว่างกระแสชดเชยกับกระแสอ้างอิงมีค่าค่อนข้างสูง ค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจึงนำไปสู่สมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ไม่ดี ถึงแม้ว่าวิธี SVPWM จะเป็นวิธีที่มีสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกดีที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับวิธี PWM และ HC แต่เนื่องด้วยระบบควบคุมแบบ PWM ของวงจร UPQC ไม่สามารถควบคุมกระแสชดเชยให้คล้อย ตามกระแสอ้างอิงได้ตลอดรูปสัญญาณ โดยเฉพาะในช่วงรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงมีอัตรา การเปลี่ยนแปลงที่สูง ซึ่งส่งผลสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ไม่ดี ข้อบกพร่องดังกล่าวจะได้รับการพัฒนาในบทต่อไป

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในบทที่ 7 การเปรียบเทียบสมรรถนะของเทคนิคการ สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม ได้รับการตีพิมพ์ ดังนี้

- [1] Nippit Kimkaew and Phonsit Santiprapan, “The Performance Comparison of Switching Techniques for Unified Power Quality Conditioner,” in *Proceedings of 2021 9th International Electrical Engineering Congress (iEECON 2021)*, Pattaya, Thailand, 10-12 March 2021, pp. 9-12

## บทที่ 8

### การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย สำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟารวม

#### 8.1 บทนำ

คุณลักษณะของตัวควบคุมในส่วนระบบควบคุมกระแสชดเชย มีผลต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจร UPQC งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว [58] จุดเด่นของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย คือ ความสามารถในการลดความคลาดเคลื่อนระหว่างกระแสชดเชยกับกระแสอ้างอิง อันเนื่องมาจากการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัล นอกจากนี้ยังมีผลการตอบสนองเชิงพลวัตที่ดีอีกด้วย การพิจารณาตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว อาศัยแบบจำลองคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF บนแกนดีคิวที่ได้นำเสนอในบทที่ 5 ข้อดีของการพิจารณาบนแกนดีคิว คือ ทำให้สามารถลดสมการในการคำนวณสำหรับการควบคุมจาก 3 แกน ให้เหลือเพียง 2 แกน และค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานจะถูกแปลงอยู่ในรูปปริมาณของสัญญาณตรง ทำให้การวิเคราะห์หาค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์มอนิกได้ง่ายขึ้น บทนี้ได้แนะนำหลักการพื้นฐาน ขั้นตอนการควบคุมกระแสชดเชย และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว นอกจากนี้ ยังได้นำเสนอผลการทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย โดยอาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคโพรเซสเซอร์ในลูป (Processor in Loop: PIL) เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบทำนายบนบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์

#### 8.2 การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบทำนาย

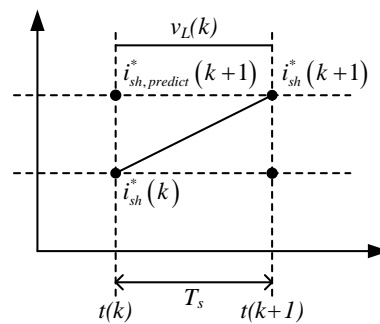
การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบทำนายเป็นเทคนิคการควบคุมแบบดิจิทัลที่สามารถลดความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากการประวิงเวลาของระบบควบคุมแบบดิจิทัล การควบคุมดังกล่าวจะทำให้กระแสชดเชยที่ฉีดเข้าสู่ระบบ มีลักษณะใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมมุมกำลังแบบใหม่ หลักการของการควบคุมกระแสแบบทำนาย เริ่มแรกพิจารณาจากโครงสร้างของวงจร Shunt APF ดังรูปที่ 5-1 เพื่อหาค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจร Shunt APF สำหรับควบคุมกระแสชดเชยบนแกนสามเฟส จากรูปดังกล่าว จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตของวงจร Shunt APF แสดงได้ ดังสมการที่ (8-1) (รายละเอียดสามารถศึกษาได้ในหัวข้อที่ 5.2.1)

$$v_{inv,abc} = L_{sh} \left( \frac{di_{sh,abc}}{dt} \right) + i_{sh,abc} R_{sh} + v_{L,abc} \quad (8-1)$$

เทอมอนุพันธ์อันดับหนึ่งของกระแสชดเชยที่ปรากฏขึ้นในสมการที่ (8-1) สามารถประมาณค่าด้วยวิธีการประมาณค่าอนุพันธ์แบบไปข้างหน้า (Forward Difference Approximation) แสดงได้ ดังสมการที่ (8-2) กำหนดให้ วงจร Shunt APF ฉีดกระแสชดเชย  $i_{sh}(k+1)$  เข้าสู่ระบบที่เวลา  $t(k+1)$  เท่ากับกระแสอ้างอิง  $i_{shpred}^*(k+1)$  แสดงได้ ดังสมการที่ (8-3) แต่เนื่องจากค่า  $i_{shpred}^*(k+1)$  เป็นค่าในอนาคต และยังไม่มีทราบค่า จึงต้องมีการประมาณค่าดังกล่าว โดยอาศัยสมการของลากรานจ์ (Lagrange's Equation) ดังสมการที่ (8-3) ซึ่งค่า  $i_{shpred}^*(k+1)$  จะต้องมีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับค่า  $i_{sh}^*(k+1)$  แสดงได้ ดังรูปที่ 8-1

$$v_{inv,abc}(k) = \frac{L_{sh}}{T_s} [i_{sh,abc}^*(k+1) - i_{sh,abc}(k)] + i_{sh,abc}(k) R_{sh} + v_{L,abc}(k) \quad (8-2)$$

$$i_{shpred,abc}^*(k+1) = a_0 i_{sh,abc}^*(k) + a_1 i_{sh,abc}^*(k-1) + \dots + a_n i_{sh,abc}^*(k-n) \quad (8-3)$$



รูปที่ 8-1 หลักการของการควบคุมกระแสแบบทำนาย

จากสมการที่ (8-3) จะเห็นได้ว่า สมการดังกล่าวติดอยู่ในรูปของตัวแปรค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ ( $a_0, a_1, \dots, a_n$ ) ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์จะมีค่าแตกต่างกัน ซึ่งขึ้นอยู่กับอันดับของสมการลากรานจ์แต่ละอันดับ สำหรับการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ลากรานจ์ สามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (8-4) โดยที่ ค่า  $n$  คือ อันดับสมการของลากรานจ์ ผลการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ในสมการที่ (8-4) สามารถแสดงได้ ดังตารางที่ 8-1

$$i_{shpred,abc}^*(k+1) = \sum_{l=0}^n (-1)^{n-l} \frac{n!}{l!(n+1-l)!} \cdot i_{shpred,abc}^*(k+l-n) \quad (8-4)$$

ตารางที่ 8-1 ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์สำหรับสมการของลากรานจ์ อันดับต่างๆ

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

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (8-1) จะเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตของวงจร Shunt APF ส่งผลโดยตรงต่อการฉีดกระแสชดเชยของวงจร ทั้งนี้เพื่อควบคุมให้การฉีดกระแสชดเชยมีลักษณะเป็นไปตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมมุมกำลังแบบใหม่ ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจร Shunt APF ที่ได้จากสมการที่ (8-2) จะถูกนำไปเข้าสู่กระบวนการสวิตช์วิธี SVPWM เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ในการควบคุมการทำงานของสวิตช์ไอจีบีที เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามค่าอ้างอิง

การควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนสามเฟส ตามผลเฉลยในสมการที่ (8-1) ถูกนำมาพิจารณาบนแกนดีคิว เพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณสำหรับการควบคุมจาก 3 แกน เหลือเพียง 2 แกน โดยการแปลงสมการดังกล่าวให้อยู่บนแกนดีคิวผ่านเมตริกซ์การแปลงของปาร์ค แสดงได้ ดังสมการที่ (8-5) (รายละเอียดสามารถศึกษาได้ในหัวข้อที่ 5.2.2) จากสมการดังกล่าว พบว่า เทอมอนุพันธ์อันดับหนึ่งของกระแสชดเชยที่ปรากฏขึ้นในสมการ จะต้องใช้ในการประมาณค่าด้วยวิธีประมาณค่าอนุพันธ์แบบไปข้างหน้า ดังสมการที่ (8-6)

$$v_{inv,dq} = L_{sh} \left( \frac{di_{sh,dq}}{dt} \right) + \omega L_{sh} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} i_{sh,dq} + R_{sh} i_{sh,dq} + v_{L,dq} \quad (8-5)$$

$$v_{inv,dq}(k) = \frac{L_{sh}}{T_s} [i_{shpred,dq}^*(k+1) - i_{sh,dq}(k)] + \omega L_{sh} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} i_{sh,dq}(k) + R_{sh} i_{sh,dq}(k) + v_{L,dq}(k) \quad (8-6)$$

การคำนวณค่า  $i_{shpred}^*(k+1)$  ในสมการที่ (8-6) อาศัยสมการของลากรานจ์ ดังสมการที่ (8-7) โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์สามารถพิจารณาได้จากตารางที่ 8-1 เช่นเดียวกับกรณีพิจารณาระบบบนแกนสามเฟส

$$i_{shpred,dq}^*(k+1) = a_0 i_{sh,dq}^*(k) + a_1 i_{sh,dq}^*(k-1) + \dots + a_n i_{sh,dq}^*(k-n) \quad (8-7)$$

จากการควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวในสมการที่ (8-7) เมื่อแยกพิจารณาบนแกนแต่ละแกน แสดงได้ ดังสมการที่ (8-8) และ (8-9) ตามลำดับ ผลเฉลยที่ได้จากสมการทั้งสอง จะถูกนำไปเข้าสู่กระบวนการสวิตช์วิธี SVPWM เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ในการควบคุมการทำงานของสวิตช์ไอจีบีทีเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามค่าอ้างอิง

$$v_{inv,d}(k) = \frac{L_{sh}}{T_s} [i_{shpred,d}^*(k+1) - i_{sh,d}(k)] - \omega L_{sh} i_{sh,q}(k) + R_{sh} i_{sh,d}(k) + v_{L,d}(k) \quad (8-8)$$

$$v_{inv,q}(k) = \frac{L_{sh}}{T_s} [i_{shpred,q}^*(k+1) - i_{sh,q}(k)] + \omega L_{sh} i_{sh,d}(k) + R_{sh} i_{sh,q}(k) + v_{L,q}(k) \quad (8-9)$$

### 8.3 การออกแบบพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสแบบทำนาย

อันดับของสมการลากรานจ์เป็นปัจจัยหนึ่งที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะการควบคุมกระแสขดเคยของตัวควบคุมแบบทำนาย การเลือกใช้สมการของลากรานจ์จึงควรเลือกอันดับของสมการดังกล่าวให้มีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา ดังนั้น ในหัวข้อนี้จึงนำเสนอวิธีการเลือกอันดับของสมการลากรานจ์ที่เหมาะสมที่สุด ด้วยการทดสอบสมการของลากรานจ์อันดับต่างๆ กับระบบที่พิจารณา โดยพิจารณาจากค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างกระแสอ้างอิงที่ได้จากการประมาณด้วยสมการของลากรานจ์กับกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการควบคุมมุลำลั้ง ซึ่งค่าดังกล่าวถูกเปรียบเทียบบนแกนดีคิว แสดงได้ ดังสมการที่ (8-10) โดยที่  $N$  คือ จำนวนข้อมูลในหนึ่งคาบ และค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ย (%THD<sub>i,av</sub>) ภายหลังการขดเคย เป็นดัชนีชี้วัดสมรรถนะการทำงานของตัวควบคุมแบบทำนาย ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสขดเคยด้วยตัวควบคุมแบบทำนายบนแกนดีคิว เมื่อใช้สมการของลากรานจ์แต่ละอันดับ ถูกนำเสนอไว้ ดังตารางที่ 8-2



$$Error = \left\{ \sum_{k=1}^N |i_{shpred}^*(k) - i_{sh}^*(k)| \right\} / N \quad (8-10)$$

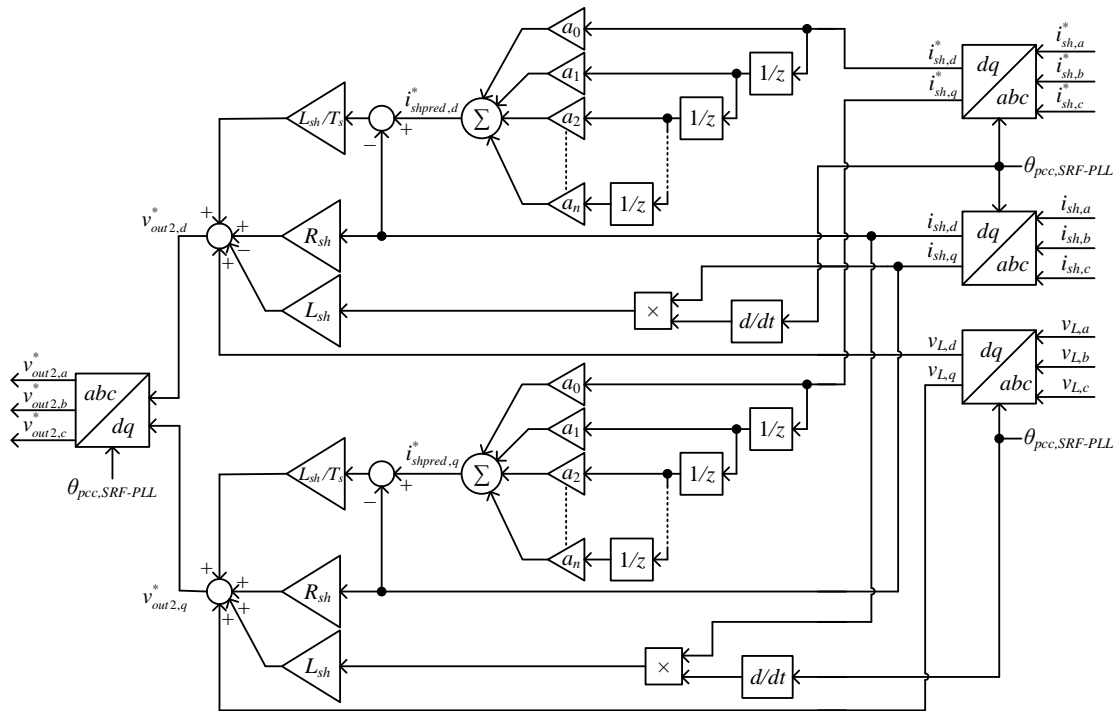
ตารางที่ 8-2 สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบทำนาย เมื่อใช้สมการของ  
ลากรานจ์แต่ละอันดับ

อันดับสมการของ ลากรานจ์ ( $n$ )	ค่า % THD <sub>i,av</sub> ของกระแสที่แหล่งจ่าย		ค่าความคลาดเคลื่อน	
	ก่อนการชดเชย	หลังการชดเชย	แกน d	แกน q
1	25.09	1.80	0.1083	0.0483
2		1.98	0.1168	0.0823
3		2.73	0.1329	0.2167
4		4.13	0.1831	0.5414
5		7.23	0.3101	1.0813

จากตารางที่ 8-2 สังเกตได้ว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมีสมรรถนะการกำจัด  
กระแสฮาร์มอนิกดีที่สุดในเมื่อใช้สมการของลากรานจ์อันดับที่ 1 เนื่องจากค่า %THD<sub>i,av</sub> ภายหลังการ  
ชดเชย มีค่าต่ำสุด ซึ่งสอดคล้องกับค่าความคลาดเคลื่อนทั้งบนแกนดีและควมมีค่าต่ำสุดเช่นกัน ด้วย  
เหตุนี้ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้สมการของลากรานจ์อันดับที่ 1 ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์ของ  
ลากรานจ์ คือ  $a_0$  เท่ากับ 2 และ  $a_1$  เท่ากับ -1 แสดงได้ ดังสมการที่ (8-11)

$$i_{shpred,dq}^*(k+1) = 2i_{shpred,dq}^*(k) - i_{shpred,dq}^*(k-1) \quad (8-11)$$

บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย  
บนแกนดีคิว แสดงได้ ดังรูปที่ 8-2



รูปที่ 8-2 ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว

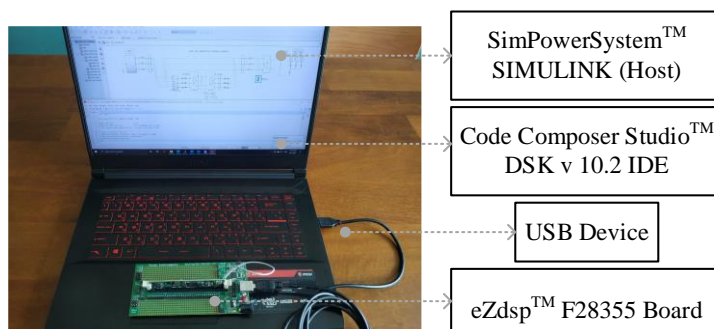
### 8.4 การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม

การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในบทนี้ ได้อาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคโพรเซสเซอร์ในลูป (Processor in the Loop) ที่ใช้โปรแกรม MATLAB & Simulink ร่วมกับบอร์ด eZdsp™ F28335 รายละเอียดการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคดังกล่าวจะนำเสนอในหัวข้อที่ 8.4.1 การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของวงจร UPQC ด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว ได้รับการทดสอบสมรรถนะกับโหลดสองแบบ ได้แก่ โหลดเชิงเส้นสมดุลกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อที่ 8.4.2 ถึง 8.4.3 ตามลำดับ

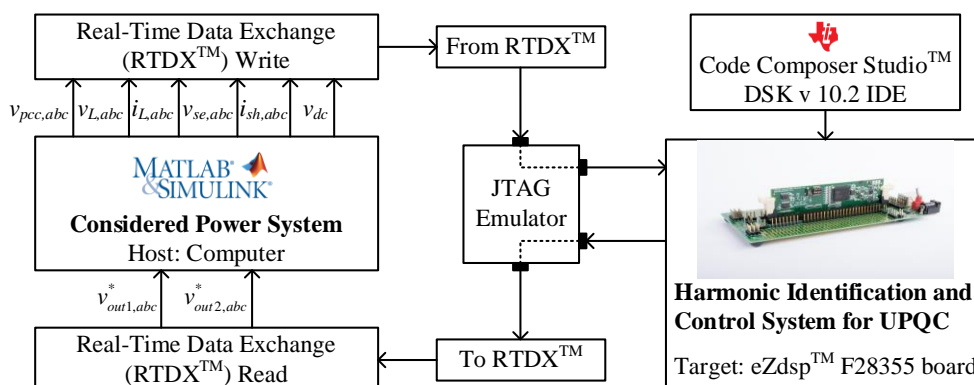
#### 8.4.1 การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคโพรเซสเซอร์ในลูปและระบบที่พิจารณาทดสอบ

การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคโพรเซสเซอร์ในลูป มีข้อดีอยู่หลายประการ เช่น การตรวจสอบความถูกต้องของระบบควบคุมที่ได้รับการออกแบบบนบอร์ด DSP การคาดการณ์ผลกระทบที่เกิดขึ้นก่อนการทดสอบจริงในห้องปฏิบัติการ ทั้งนี้เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับชุดฮาร์ดแวร์ เป็นต้น เครื่องมือที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคนี้ ประกอบด้วยโปรแกรม MATLAB & Simulink โปรแกรม Code Composer Studio เวอร์ชัน 10.2 (CCstudio

v10.2) และบอร์ด DSP รุ่น eZdsp™ F28335 การเชื่อมต่ออุปกรณ์สำหรับเทคนิคโปรเซสเซอร์ในรูปแสดงได้ ดังรูปที่ 8-3 การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคโปรเซสเซอร์ในรูป มีขั้นตอนการดำเนินการตามแผนภาพไดอะแกรม ดังรูปที่ 8-4



รูปที่ 8-3 การเชื่อมต่อระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™ F28335



รูปที่ 8-4 แผนภาพไดอะแกรมการทำงานของการทำงานของการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคโปรเซสเซอร์ในรูป

จากรูปที่ 8-4 สังเกตได้ว่า กระบวนการแลกเปลี่ยนข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์หลัก (Host) กับบอร์ด eZdsp™ F28335 เชื่อมต่อกันด้วย JTAG Emulator (Joint Test Action Group) ผ่านทางพอร์ต USB การรับส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์กับบอร์ดมีลักษณะแบบ RTDX (Real-Time Data Exchange) กระบวนการทำงานเริ่มต้นจากการรับค่าแรงดันสามเฟสที่จุด PCC ( $v_{pcc,abc}$ ) ค่ากระแสที่แหล่งจ่ายสามเฟส ( $i_{s,abc}$ ) ค่าแรงดันโวลต์สามเฟส ( $v_{L,abc}$ ) ค่ากระแสโวลต์สามเฟส ( $i_{L,abc}$ ) ค่าแรงดันชดเชยสามเฟส ( $v_{se,abc}$ ) ค่ากระแสชดเชยสามเฟส ( $i_{sh,abc}$ ) และค่าแรงดันบัสไฟตรง ( $v_{dc}$ ) ซึ่งค่าดังกล่าวตรวจวัดได้จากระบบที่พิจารณาในโปรแกรม Simulink จากนั้นค่าดังกล่าวจะถูกส่งไปยังบล็อก Real-Time Data Write (RTDX™ Write) บล็อกดังกล่าวทำหน้าที่เขียนข้อมูลที่ได้รับจากโปรแกรม Simulink และส่งต่อไปยังบล็อก From RTDX™ บล็อกดังกล่าวทำหน้าที่รับข้อมูลจาก

โปรแกรม Simulink แล้วส่งมาประมวลผลในบอร์ด eZdsp™ F28335 ผ่านทางพอร์ต USB ขั้นตอนถัดไป คือ การนำข้อมูลค่า  $v_{pcc,abc}$ ,  $v_{L,abc}$ ,  $i_{L,abc}$ ,  $v_{se,abc}$ ,  $i_{sh,abc}$  และ  $v_{dc}$  จากโปรแกรม Simulink เข้าสู่ระบบควบคุมสำหรับวงจร UPQC เพื่อประมวลผลบนบอร์ด eZdsp™ F28335 ระบบควบคุมดังกล่าวถูกเขียนด้วยชุดคำสั่งภาษาซีบนโปรแกรม CCstudio v10.2 แผนภาพการโปรแกรมของระบบควบคุมสำหรับวงจร UPQC แสดงได้ ดังรูปที่ 8-5 การโปรแกรมจากรูปดังกล่าวมีลำดับการคำนวณ ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 ประกาศเรียกฟังก์ชันที่เกี่ยวข้องกับการใช้งานบอร์ด eZdsp™ F28335 และรวมถึงการกำหนดค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นต่างๆ ของฟังก์ชันต่างๆ

ขั้นตอนที่ 2 ประกาศตัวแปร และกำหนดค่าเริ่มต้นต่างๆ ของระบบควบคุมวงจร UPQC

ขั้นตอนที่ 3 รับค่า  $v_{pcc,abc}$ ,  $v_{L,abc}$ ,  $i_{L,abc}$ ,  $v_{se,abc}$ ,  $i_{sh,abc}$  และ  $v_{dc}$  จากระบบไฟฟ้าที่พิจารณาบนโปรแกรม Simulink

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณค่า  $\theta_{pcc}$  ของแรงดันที่จุด PCC ด้วยวงจร SRF-PLL

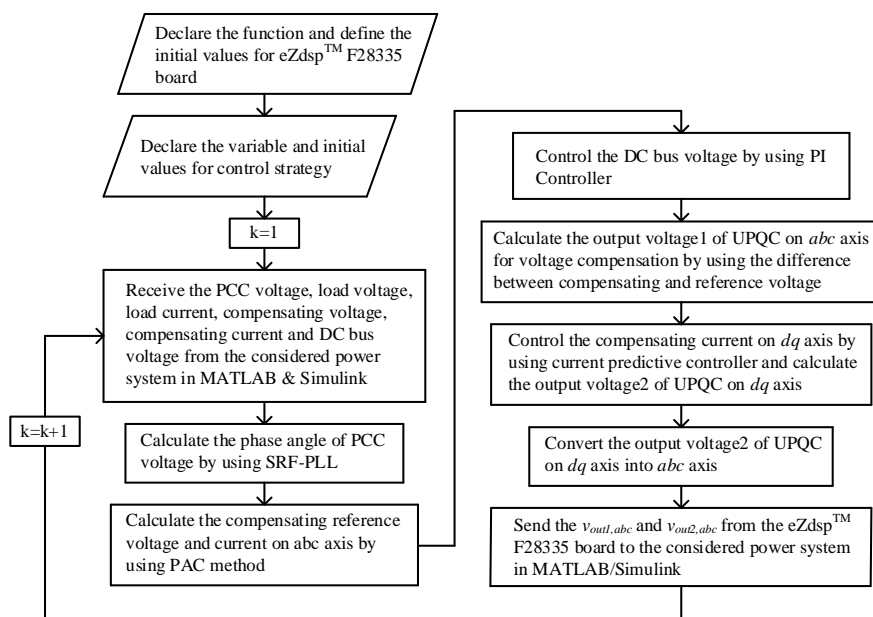
ขั้นตอนที่ 5 คำนวณค่าแรงดันและกระแสอ้างอิงบนแกนสามเฟส ( $v_{se,abc}^*$ ,  $i_{sh,abc}^*$ ) โดยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC

ขั้นตอนที่ 6 คำนวณค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอ ( $p_{loss}$ ) สำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจร UPQC

ขั้นตอนที่ 7 คำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงบนแกนสามเฟสของวงจร Series APF สำหรับใช้ควบคุมแรงดันชดเชย ( $v_{out1,abc}^*$ ) และคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงบนแกนดีคิวของวงจร Shunt APF สำหรับใช้ควบคุมกระแสชดเชย ( $v_{out2,dq}^*$ )

ขั้นตอนที่ 8 แปลงค่า  $v_{out2,dq}^*$  ให้อยู่บนแกนสามเฟส ( $v_{out2,abc}^*$ ) ด้วยฟังก์ชันการแปลงของปาร์คผกผัน

ค่า  $v_{out1,abc}^*$  และค่า  $v_{out2,abc}^*$  ที่คำนวณได้จะถูกส่งไปยังโปรแกรม Simulink โดยอาศัยการทำงานของบล็อก To RTDX™ หลังจากนั้นบล็อก RTDX™ Read จะทำหน้าที่อ่านค่า  $v_{out1,abc}^*$  เพื่อใช้เป็นค่าอ้างอิงให้กระบวนการสวิตช์ด้วยเทคนิค PWM สำหรับสร้างสัญญาณแรงดันชดเชย และค่า  $v_{out2,abc}^*$  เพื่อใช้เป็นค่าอ้างอิงให้กระบวนการสวิตช์ด้วยเทคนิค SVPWM สำหรับสร้างสัญญาณกระแสชดเชย รายละเอียดการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคโปรเซสเซอร์ในรูป สามารถศึกษาภาคผนวกที่ ค

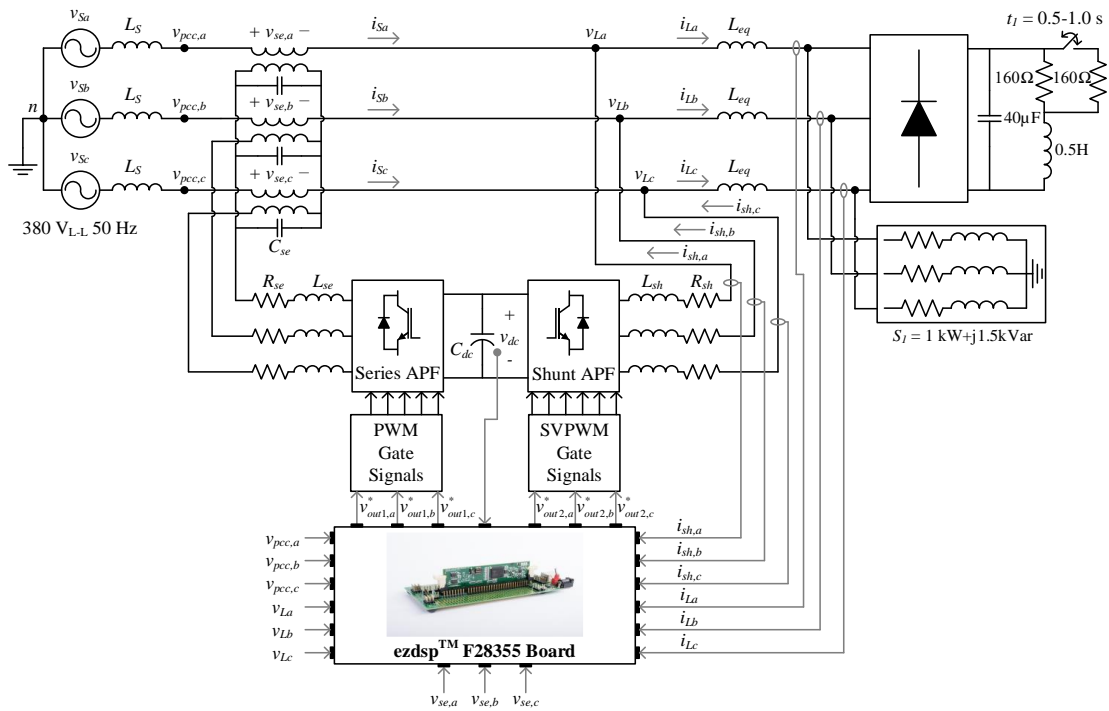


รูปที่ 8-5 โปรแกรมของระบบควบคุมสำหรับวงจร UPQC

#### 8.4.2 ผลการทดสอบกับโหลดเชิงเส้นสมดุลและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น

ระบบทดสอบกับโหลดเชิงเส้นแบบสมดุลและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น โดยใช้วงจร UPQC ที่มีตัวควบคุมกระแสแบบทำนายแสดงได้ ดังรูปที่ 8-6 โหลดเชิงเส้นแบบสมดุลที่พิจารณา คือ โหลดตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และโหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่พิจารณา คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทาน และตัวเหนี่ยวนำ ขนานกับตัวเก็บประจุ

ระบบควบคุมวงจร UPQC แสดงได้ ดังรูปที่ 8-7 จากรูปดังกล่าว ระบบควบคุมของวงจร UPQC สำหรับระบบสามเฟสสามสาย สามารถแบ่งได้สี่ส่วนสำคัญ ส่วน A คือ การระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีควบคุมมุมกำลังร่วมกับวิธี SWFA (PAC+SWFA) ส่วน B คือ วงจรเฟสล็อกวิธีกรอบอ้างอิงซิงโครนัส (SRF-PLL) ส่วน C คือ ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ ส่วน D1 คือ ระบบควบคุมแรงดันชดเชยด้วยวิธี UVTG บนแกนสามเฟส และส่วน D2 คือ ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบทำนายบนแกนดีคิว

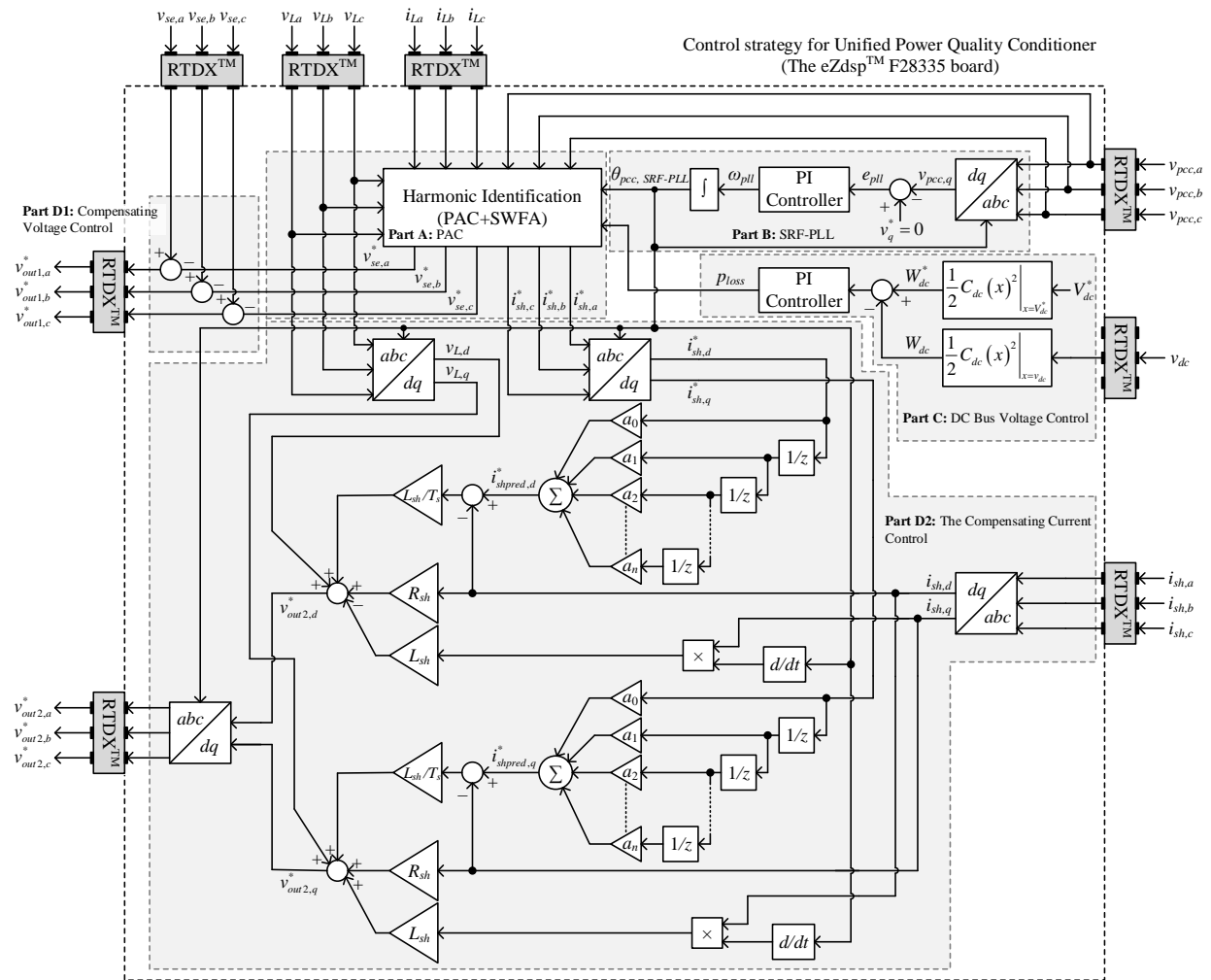


รูปที่ 8-6 โครงสร้างระบบทดสอบการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าของวงจร UQC (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

การทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย จะดำเนินการทดสอบ โดยแบ่งออกเป็นสองกรณี ได้แก่

กรณีที่ 1 กระแสโหลดเปลี่ยนแปลงในสถานะแรงดันปกติ การทดสอบแบ่งออกเป็นสองช่วง ช่วงแรกตั้งแต่เวลา 0.1 ถึง 0.5 วินาที คือ ช่วงกระแสโหลดที่พิจารณาในสถานะแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติ และช่วงที่สองตั้งแต่เวลา 0.5 ถึง 1.0 วินาที คือ ช่วงกระแสโหลดเพิ่มขึ้นในสถานะแรงดันปกติ โดยการปรับเปลี่ยนโหลดตัวต้านทานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ จากตัวต้านทาน เท่ากับ 160 โอห์ม เป็น 80 โอห์ม

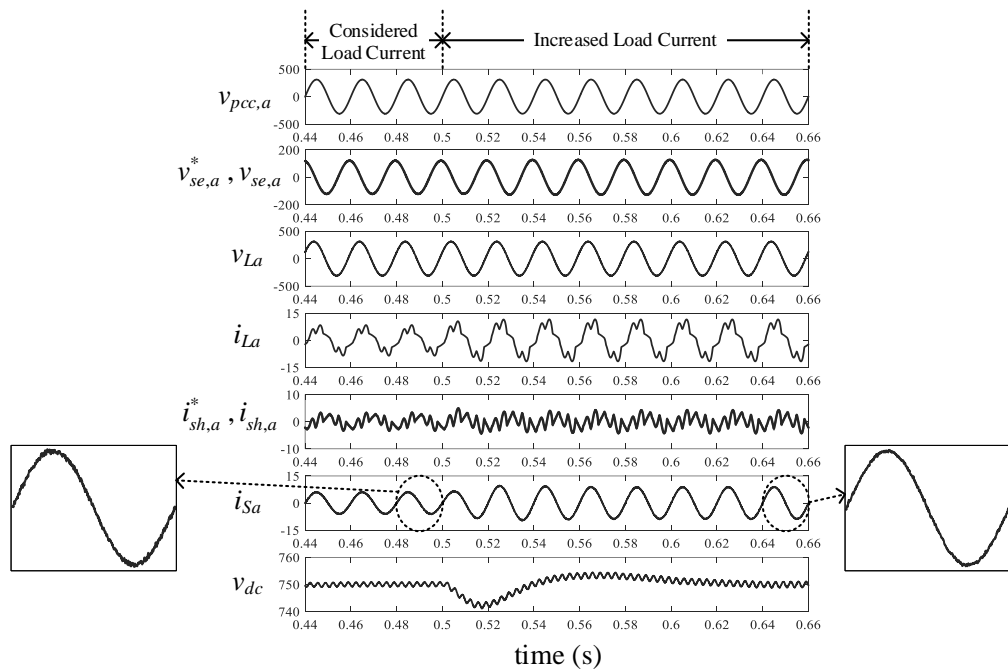
กรณีที่ 2 แรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลงในสถานะกระแสโหลดที่พิจารณา การทดสอบแบ่งออกเป็นสามช่วง ช่วงแรกตั้งแต่เวลา 1.0 ถึง 1.5 วินาที คือ ช่วงแรงดันที่แหล่งจ่ายปกติ ช่วงที่สองตั้งแต่เวลา 1.5 ถึง 2.0 วินาที คือ ช่วงแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% และช่วงสุดท้าย ตั้งแต่เวลา 2.5 ถึง 3.0 วินาที คือ ช่วงแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20%



รูปที่ 8-7 แผนภาพไดอะแกรมสำหรับระบบควบคุมวงจร UPQC บนบอร์ด eZdsp™ F28335

ผลการทดสอบกรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ

ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีกระแสไหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสไหลดที่พิจารณา และกรณีลดกระแสกลับสู่กระแสไหลดที่พิจารณา แสดงได้ ดังรูปที่ 8-8 และ 8-9 โดยรูปดังกล่าวได้ยกตัวอย่างกรณีเฟส  $a$  สังเกตได้ว่า ก่อนการชดเชย ในกรณีกระแสไหลดที่พิจารณา รูปสัญญาณ  $v_{pcc,a}$  มีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ แรงดันดังกล่าวถูกต่อเข้ากับโหลดเชิงเส้นสมดุล และโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ส่งผลให้รูปสัญญาณ  $i_{La}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์ โดยที่ค่า  $\%THD_{i,av}$  ก่อนการชดเชย เท่ากับ 25.09 ภายหลังการชดเชย พบว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสามารถควบคุมค่า  $i_{sh,a}$  ที่ถูกฉีดเข้าระบบ ให้มีลักษณะคล้ายตามรูปสัญญาณ  $i_{sh,a}^*$  ดังนั้น รูปสัญญาณ  $i_{sa}$  ภายหลังการชดเชยจึงมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น โดยที่  $\%THD_{i,av}$  มีค่าเท่ากับ 1.80 ในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสไหลดลดลง พบว่า สัญญาณ  $i_{sa}$  ใช้เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว ประมาณ 0.14 วินาที

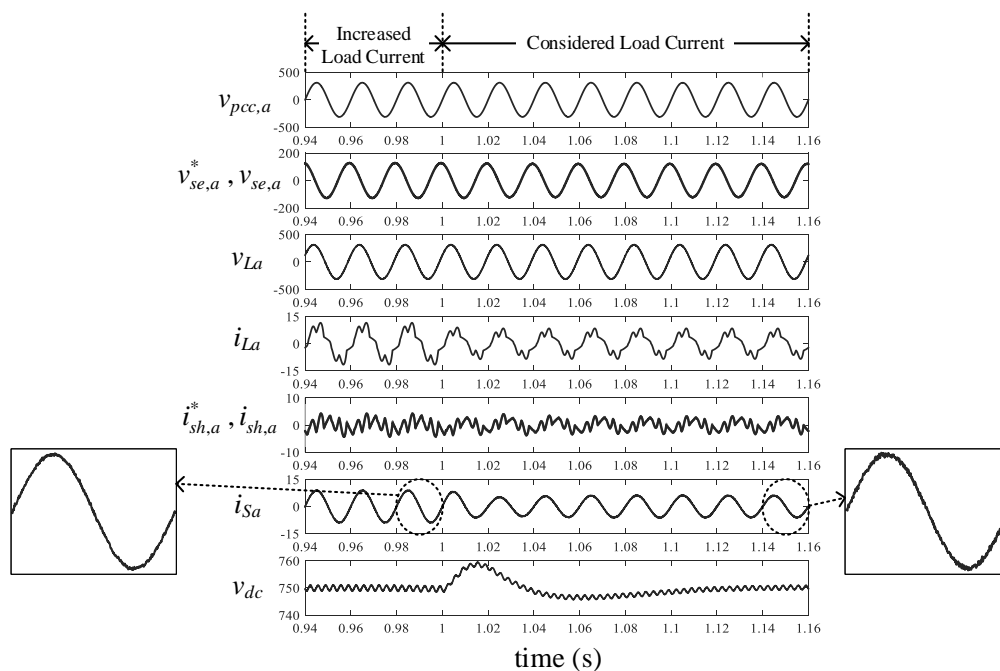


รูปที่ 8-8 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีกระแสไหลดเพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังในกรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ ก่อนการชดเชย มีค่า PF เท่ากับ 0.7609 ภายหลังการชดเชย วงจร UPQC ทำหน้าที่จ่ายแรงดันชดเชย เพื่อชดเชยค่ากำลังไฟฟ้ร้แอกทีฟให้กับระบบ เนื่องจากค่ากำลังไฟฟ้ร้แอกทีฟของโหลดมีค่ามากกว่าพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF ซึ่งสอดคล้องกับหลักการทํางานของวิธีการระบุเอกลักษณ์



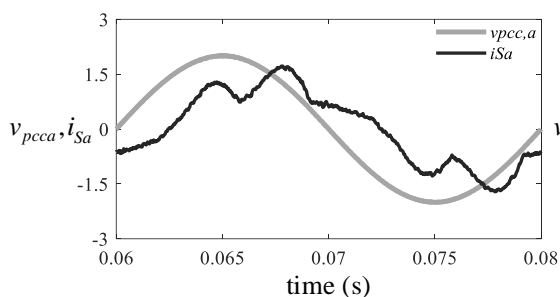
ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC ที่ได้นำเสนอรายละเอียดในบทที่ 4 สำหรับการออกแบบในงานวิจัยนี้ได้ กำหนดพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF เท่ากับ 1 kVar ดังนั้น วงจร Series APF จึงจ่ายแรงดันชดเชยเข้าสู่ระบบ เพื่อช่วยแบ่งเบาภาระการทำงานของวงจร Shunt APF ส่งผลให้ค่า PF ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.9994



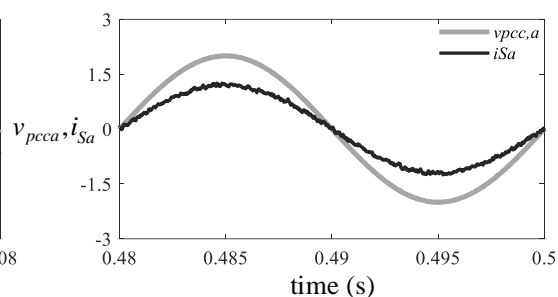
รูปที่ 8-9 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายกรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

จากนั้น ทำการเพิ่มกระแสโหลดในสภาวะแรงดันปกติ โดยการปรับลดค่าความต้านทานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ จาก 160 โอห์ม เป็น 80 โอห์ม ที่เวลา 0.5 วินาที การเพิ่มกระแสโหลดในช่วงเวลาดังกล่าว ส่งผลให้ค่า  $\%THD_{i_{av}}$  ก่อนการชดเชย มีค่าเท่ากับ 24.06 ภายหลังการชดเชย พบว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายยังคงสามารถควบคุมกระแสชดเชยได้ตามลักษณะรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิงที่เปลี่ยนแปลงได้ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณ  $i_{Sa}$  ยังคงมีลักษณะเป็นรูปไซน์ต่อเนื่อง โดยที่ค่า  $\%THD_{i_{av}}$  ภายหลังการชดเชย มีค่าเท่ากับ 1.50 นอกจากนี้ การปรับปรุงค่า PF ก่อนการชดเชย มีค่าเท่ากับ 0.8087 ภายหลังการชดเชย วงจร UPQC ยังคงป้อนแรงดันและกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ตามหลักการทำงานของวิธี PAC เนื่องจาก  $q_L$  มีค่ามากกว่าพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF โดยที่ค่า PF ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.9997 ในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้น พบว่า สัญญาณ  $i_{Sa}$  ใช้เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว ประมาณ 0.14 วินาที

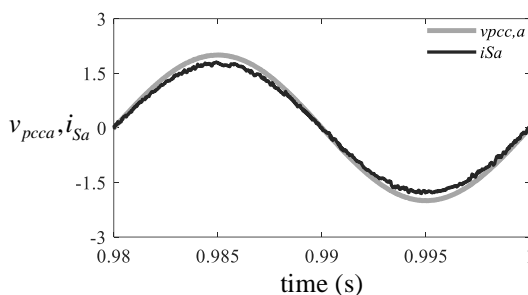
ผลการทดสอบการปรับปรุงค่า PF กรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ และกรณีกระแสไหลดเพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ แสดงได้ ดังรูปที่ 8-10 จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่า สัญญาณ  $v_{pcc,a}$  กับสัญญาณ  $i_{Sa}$  ก่อนการชดเชยเกิดมุมต่างเฟส ภายหลังจากชดเชยพบว่า สัญญาณ  $v_{pcc,a}$  กับสัญญาณ  $i_{Sa}$  มีมุมเฟสที่ใกล้เคียงกัน



(ก) ก่อนการชดเชย



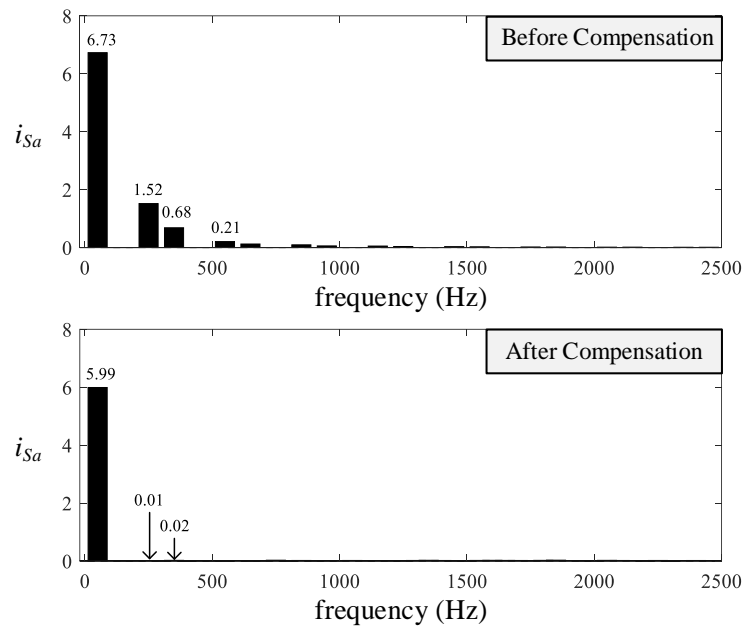
(ข) หลังการชดเชย กระแสไหลดที่พิจารณา



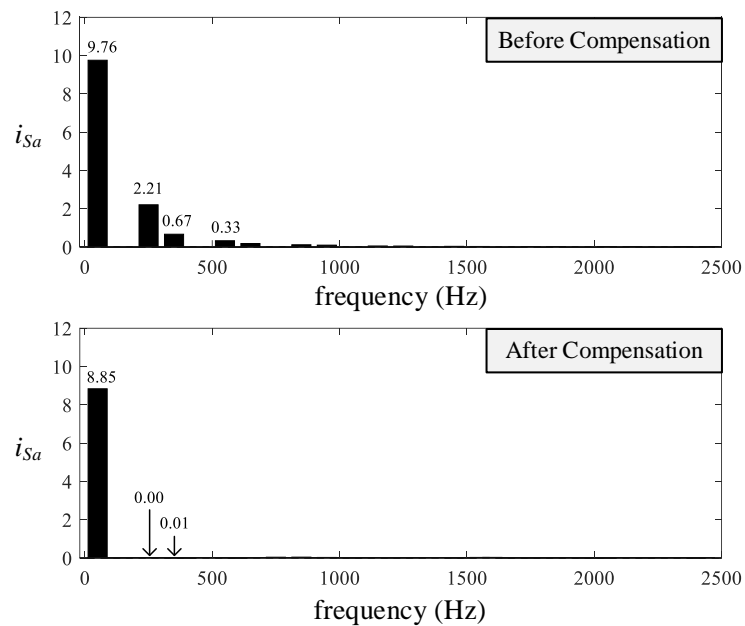
(ค) หลังการชดเชย กระแสไหลดเพิ่มขึ้น

รูปที่ 8-10 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณ  $v_{pcc,a}$  กับ  $i_{Sa}$  กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)  
อัตราส่วน:  $v_{pcc,a}$  (155.56 V/div)  $i_{Sa}$  (5 A/div)

การปรับเพิ่มกระแสไหลดในสภาวะแรงดันปกติ ส่งผลให้ค่าแรงดันบัสไฟตรง ( $v_{dc}$ ) มีแนวโน้มลดลงจากค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง ( $v_{dc}^*$ ) โดยที่  $v_{dc}$  มีค่าลดลง ประมาณ 740 V ส่วนการปรับลดกระแสไหลดกลับสู่กระแสไหลดที่พิจารณา ที่เวลา 1.0 วินาที ส่งผลให้ค่า  $v_{dc}$  มีค่าเพิ่มขึ้น ประมาณ 760 V อย่างไรก็ตาม ภายหลังจากการปรับโหลดทั้ง 2 ลักษณะข้างต้น ตัวควบคุมพีไอ ยังคงสามารถควบคุมแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่ เท่ากับ 750 V



(ก) กรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ



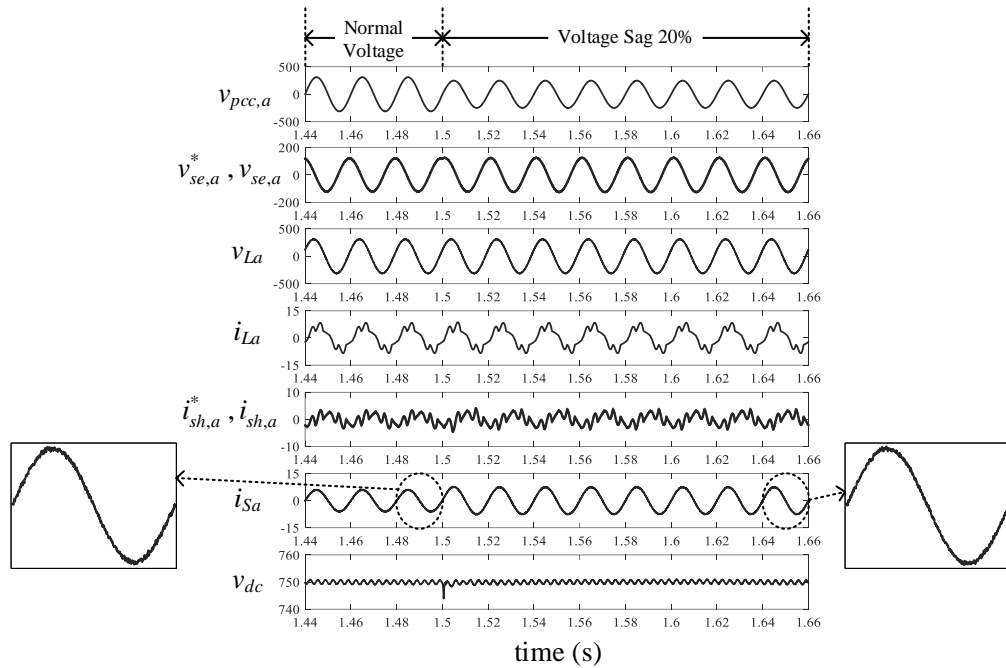
(ข) กรณีกระแสไหลดเพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ

รูปที่ 8-11 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส  $a$  กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง  
ในสภาวะแรงดันปกติ (ไหลดเชิงเส้นและไหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

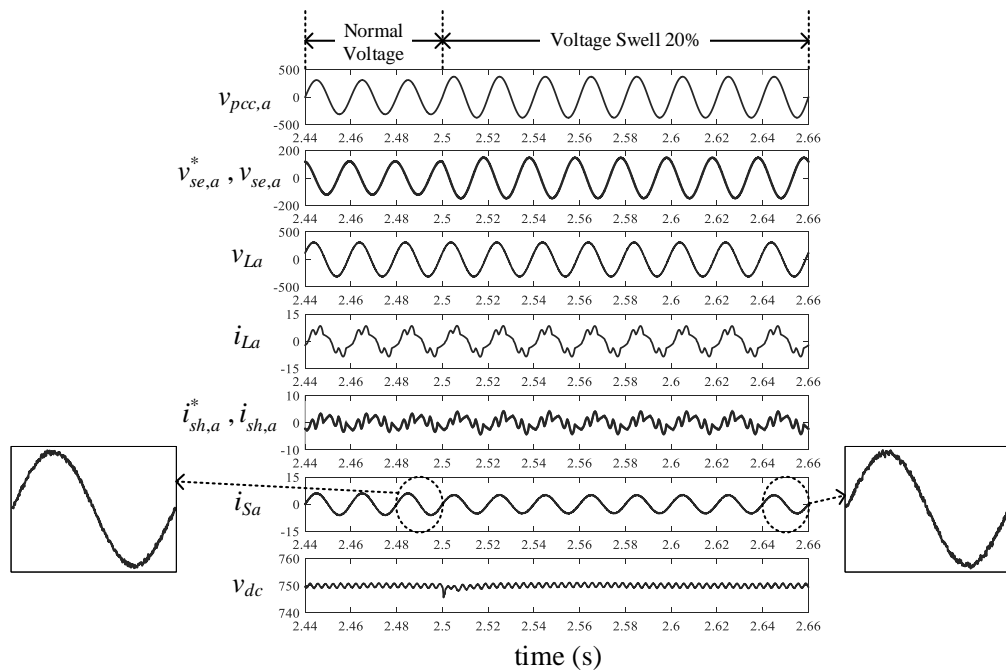
สเปกตรัมของ  $i_{sa}$  ทั้งก่อนและหลังการชดเชย กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ แสดงได้ ดังรูปที่ 8-11 จากรูปดังกล่าว พบว่า ก่อนการชดเชย ปริมาณ  $i_{sa}$  ปรากฏที่ความถี่มูลฐาน รวมทั้งปริมาณ  $i_{sa}$  ได้ปรากฏที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับต่างๆ โดยเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 ภายหลังจากชดเชย พบว่า ปริมาณ  $i_{sa}$  ปรากฏที่ความถี่มูลฐาน และปรากฏที่ความถี่ฮาร์มอนิกเพียงเล็กน้อย

#### ผลการทดสอบกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง

ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% แสดงได้ ดังรูปที่ 8-12 สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณ  $v_{pcc,a}$  ยังคงมีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ แต่ขนาดของแรงดันมีค่าลดลง เท่ากับ 0.8 เท่าของขนาดแรงดันในสภาวะปกติ ก่อนการชดเชย แหล่งจ่ายแรงดันยังต่อกับโหลดเชิงเส้นสมดุลและโหลดไม่เป็นเชิงเส้นเหมือนเดิม ทำให้รูปสัญญาณ  $i_{La}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ โดยที่ค่า  $\%THD_{i,av}$  เท่ากับ 25.09 และค่า PF เท่ากับ 0.7609 ภายหลังจากชดเชย พบว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสามารถควบคุม  $i_{sh,a}$  ให้ฉีดเข้าสู่ระบบได้ ซึ่งผลจากการฉีดกระแสชดเชยดังกล่าวทำให้รูปสัญญาณ  $i_{sa}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น และมีขนาดของกระแสเพิ่มขึ้น เนื่องจากในสภาวะดังกล่าว โหลดไม่มีการเปลี่ยนแปลง ดังนั้นแหล่งจ่ายจึงต้องจ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟให้กับโหลดเท่าเดิม ตามหลักการทำงานของวิธี PAC ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายจะมีการเปลี่ยนแปลง ส่งผลให้ค่า  $\%THD_{i,av}$  ภายหลังจากชดเชย เท่ากับ 1.70 นอกจากนี้ ผลจากการฉีดแรงดันชดเชยและกระแสชดเชยของวงจร UPQC ทำให้สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยมีค่า PF เท่ากับ 0.9995 จากนั้นเมื่อเกิดแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% ที่เวลา 2.5 วินาที เป็นต้นไป ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย แสดงได้ ดังรูปที่ 8-13 จากรูปดังกล่าว พบว่า รูปสัญญาณ  $v_{pcc,a}$  ยังคงมีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ แต่ขนาดของแรงดันมีค่าเพิ่มขึ้น เท่ากับ 1.2 เท่าของขนาดแรงดันในสภาวะปกติ ก่อนการชดเชย รูปสัญญาณ  $i_{La}$  ยังคงมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์ โดยที่ค่า  $\%THD_{i,av}$  เท่ากับ 25.09 และ PF เท่ากับ 0.7609 ภายหลังจากชดเชย ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายยังคงสามารถควบคุม  $i_{sh,a}$  ได้ตามลักษณะรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิงที่เปลี่ยนแปลงได้ ส่งผลให้  $i_{sa}$  ยังคงมีลักษณะเป็นรูปไซน์ต่อเนื่อง อย่างไรก็ตาม ขนาดของ  $i_{sa}$  มีค่าลดลง เนื่องจากโหลดไม่มีการเปลี่ยนแปลง ดังนั้นแหล่งจ่ายจึงต้องจ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟให้กับโหลดเท่าเดิม ตามหลักการทำงานของวิธี PAC เช่นเดียวกับกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% ส่งผลให้ค่า  $\%THD_{i,av}$  ภายหลังจากชดเชย มีค่าเท่ากับ 2.35 นอกจากนี้ การป้อนแรงดันชดเชยและกระแสชดเชยของวงจร UPQC เข้าสู่ระบบ ยังช่วยปรับปรุงค่า PF โดยมีค่า PF เท่ากับ 0.9991 ในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแหล่งจ่ายแรงดัน สัญญาณ  $i_{sa}$  ใช้เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว ประมาณ 0.04 วินาที

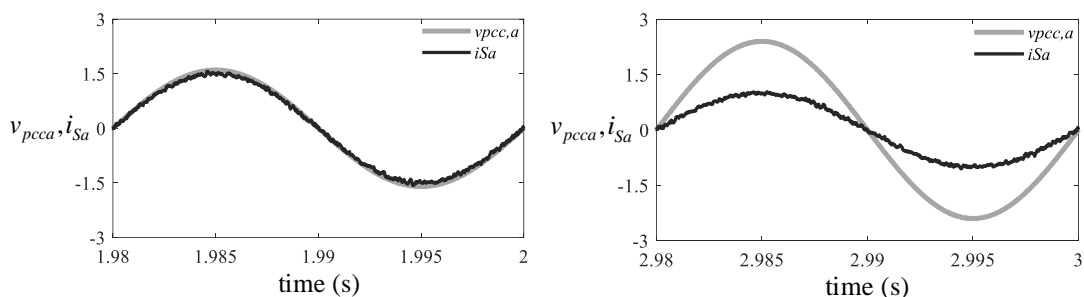


รูปที่ 8-12 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)



รูปที่ 8-13 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

ผลการปรับปรุงค่า PF กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง แสดงได้ ดังรูปที่ 8-14 จากรูปดังกล่าว ภายหลังจากชดเชยทั้งสองกรณี พบว่า สัญญาณ  $v_{pcc,a}$  กับสัญญาณ  $i_{Sa}$  มีมุมเฟสที่ใกล้เคียงกัน



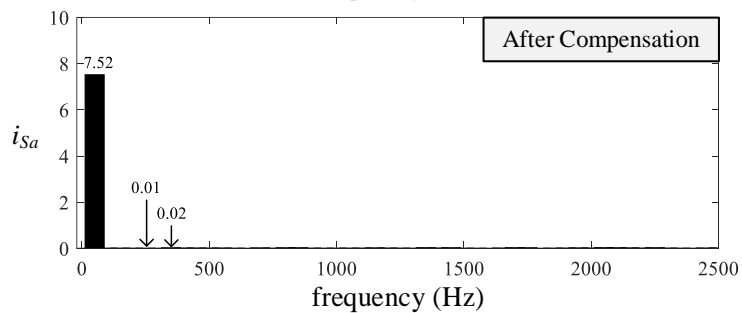
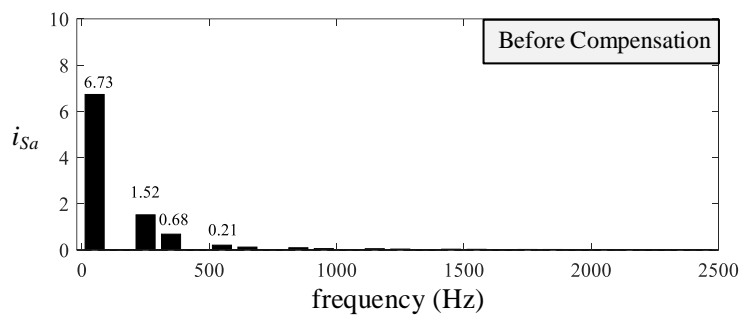
(ก) หลังการชดเชย แรงดันตกชั่วขณะ 20%      (ข) หลังการชดเชย แรงดันตกชั่วขณะ 20%

รูปที่ 8-14 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง  $v_{pcc,a}$  กับ  $i_{Sa}$  กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น) อัตราส่วน:  $v_{pcc,a}$  (155.56 V/div)  $i_{Sa}$  (5 A/div)

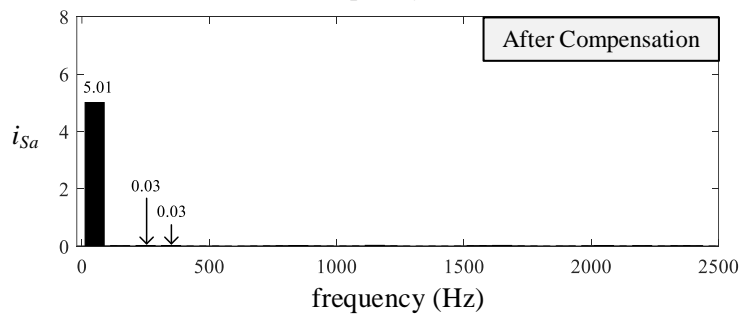
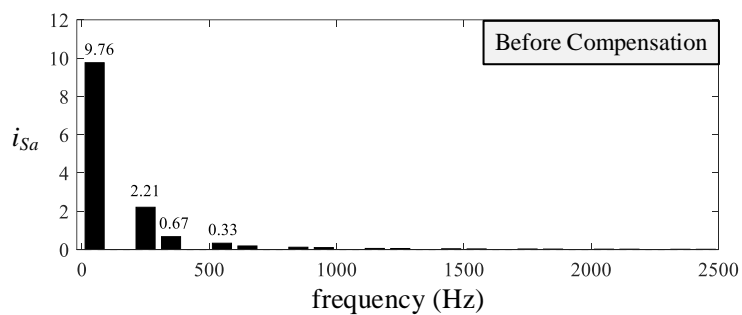
ผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่แหล่งจ่ายทั้งสองกรณี ทำให้ค่า  $v_{dc}$  มีการแกว่งไกวเล็กน้อย อย่างไรก็ตาม ภายหลังจากชดเชย ตัวควบคุมพีไอยังคงสามารถควบคุมแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่ตามค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่กำหนดไว้ เท่ากับ 750 V

การตรวจวัดสเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งก่อนและหลังการชดเชยในกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง แสดงได้ ดังรูปที่ 8-15 จากรูปสังเกตได้ว่า ก่อนการชดเชย ในกรณีแรงดันตกชั่วขณะ และแรงดันเกินชั่วขณะ ปริมาณ  $i_{Sa}$  ประกอบด้วย ปริมาณที่ความถี่มูลฐาน และความถี่ฮาร์มอนิก โดยที่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 มีนัยสำคัญมากที่สุดในระบบ ซึ่งภายหลังจากชดเชย พบว่า ปริมาณ  $i_{Sa}$  ปรากฏที่ความถี่มูลฐาน และปริมาณดังกล่าวยังคงปรากฏที่ความถี่ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญเพียงเล็กน้อย

ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ และกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง ได้ถูกนำเสนอไว้ ดังตารางที่ 8-3



(ก) กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20%



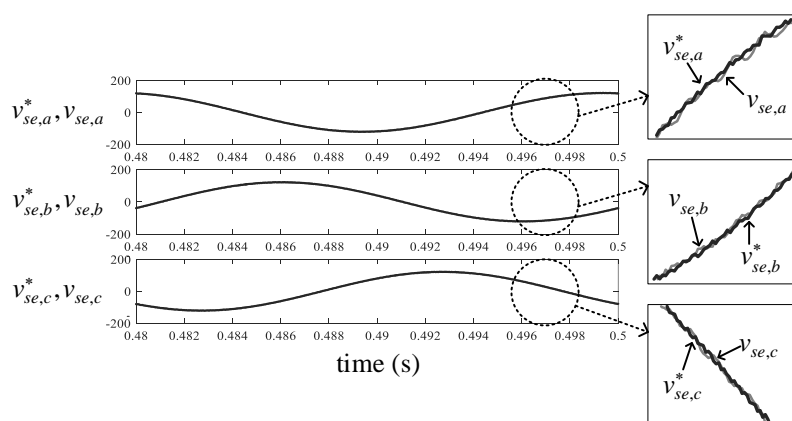
(ข) กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20%

รูปที่ 8-15 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส  $a$  กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

ตารางที่ 8-3 ค่าดัชนีวัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของตัวควบคุมแบบทำนาย  
เมื่อเทียบกับโหลดเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น

กรณี	กระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_s$ )			
	ก่อนการชดเชย		ภายหลังการชดเชย	
	%THD $_{i,av}$	PF	%THD $_{i,av}$	PF
กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสถานะแรงดันปกติ				
กระแสโหลดที่พิจารณา	25.09	0.7609	1.80	0.9994
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	24.06	0.8087	1.50	0.9997
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง				
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	1.70	0.9995
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	2.35	0.9991

ผลทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า  $v_{se}^*$  ของ  $v_{se}$  บนแกนสามเฟส แสดงได้ ดังรูปที่ 8-16 รูปดังกล่าวได้ยกตัวอย่างกรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสถานะแรงดันปกติ พบว่า รูปสัญญาณ  $v_{se,a}$ ,  $v_{se,b}$  และ  $v_{se,c}$  มีลักษณะคล้ายตามรูปสัญญาณ  $v_{se,a}^*$ ,  $v_{se,b}^*$  และ  $v_{se,c}^*$  ที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC โดยมีค่าความคลาดเคลื่อนแต่ละเฟส เท่ากับ 1.1005 1.0758 และ 1.1269 ตามลำดับ ซึ่งค่าความคลาดเคลื่อนดังกล่าวมีค่าน้อย จึงส่งผลให้วงจร UPQC สามารถป้อนแรงดันชดเชย เพื่อรักษา  $v_L$  คงที่ตามค่าอ้างอิง แม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายจะมีการเปลี่ยนแปลง ผลทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า  $v_{se}^*$  ของ  $v_{se}$  ในแต่ละกรณี แสดงได้ ดังตารางที่ 8-4



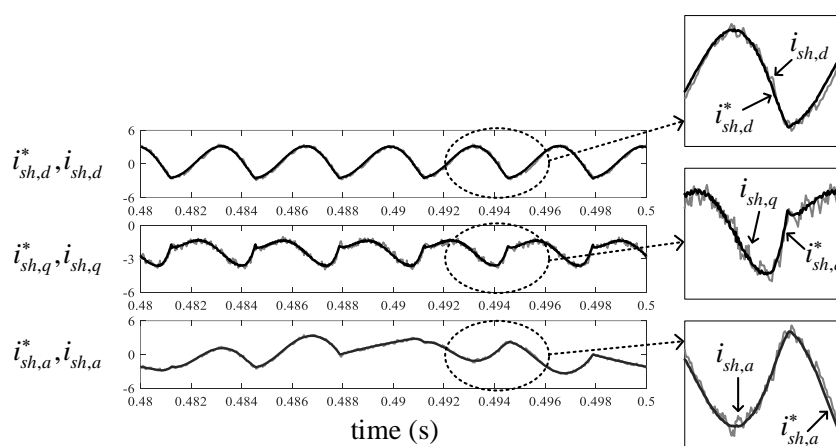
รูปที่ 8-16 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า  $v_{se}^*$  ของ  $v_{se}$  กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา  
ในสถานะแรงดันปกติ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)



ตารางที่ 8-4 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า  $v_{se}^*$  ของ  $v_{se}$  บนแกนสามเฟส  
เมื่อเทียบกับโหลดเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น

กรณี	แรงดันทางด้านโหลด ( $v_L$ )		ค่าความคลาดเคลื่อน		
	ขนาด	มุมเฟส	เฟส a	เฟส b	เฟส c
กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ					
กระแสโหลดที่พิจารณา	311	22.5	1.1005	1.0758	1.1269
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	311	23.6	1.1259	1.0891	1.0539
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง					
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	311	22.4	1.1956	1.1464	1.1532
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	311	22.6	1.1179	1.1345	1.1171

สมรรถนะการควบคุม  $i_{sh}$  บนแกนดีควด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย แสดงได้ดังรูปที่ 8-17 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสามารถควบคุมให้รูปสัญญาณ  $i_{sh,d}$  และ  $i_{sh,q}$  ให้คล้ายตามรูปสัญญาณ  $i_{sh,d}^*$  และ  $i_{sh,q}^*$  ที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC ซึ่งส่งผลให้สามารถควบคุมกระแสบนแกนสามเฟสได้ แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณ  $i_{sh}$  มีลักษณะแกว่งไกวในบางช่วงสัญญาณที่มีความชันของสัญญาณ  $i_{sh}^*$  ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ในแต่ละกรณี แสดงได้ ดังตารางที่ 8-5

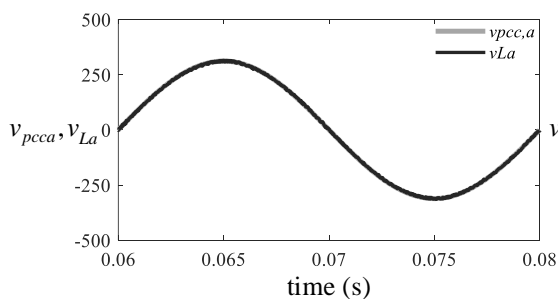


รูปที่ 8-17 การทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย  
กรณีกระแสโหลดที่เพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

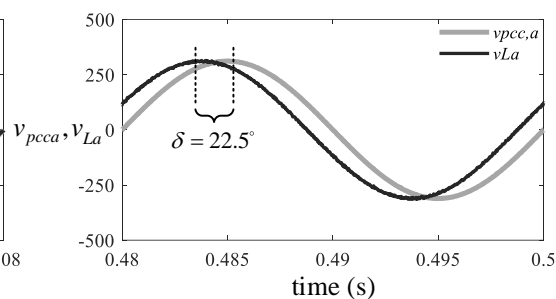
ตารางที่ 8-5 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  ด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย  
เมื่อเทียบกับโหลดเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น

กรณี	ค่า %THD <sub>av</sub> ของ กระแสที่แหล่งจ่าย		ค่าความคลาดเคลื่อน	
	ก่อนการชดเชย	หลังการชดเชย	แกน d	แกน q
กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ				
กระแสโหลดที่พิจารณา	25.09	0.7609	0.1083	0.0483
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	24.06	0.8087	0.1395	0.0919
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง				
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	0.1111	0.0585
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	25.09	0.7609	0.1075	0.0458

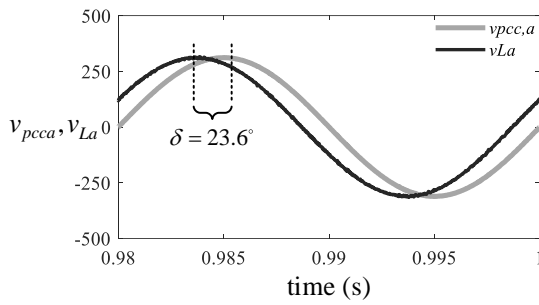
การเปรียบเทียบรูปสัญญาณระหว่าง  $v_{pcc,a}$  กับ  $v_{La}$  ในสภาวะต่างๆ แสดงได้ ดังรูปที่ 8-18 สังเกตได้ว่า ก่อนการชดเชย สัญญาณ  $v_{pcc,a}$  กับสัญญาณ  $v_{La}$  มีมุมเฟสเท่ากัน ภายหลังการชดเชยในกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา กรณีแรงดันตกชั่วขณะ 20% และกรณีแรงดันเกินชั่วขณะ 20% สัญญาณ  $v_{pcc,a}$  กับสัญญาณ  $v_{La}$  เกิดมุมต่างเฟส ( $\delta$ ) ประมาณ 22.5 องศา เนื่องจากกำลังไฟฟ้าของโหลดในกรณีดังกล่าว มีค่าเท่ากัน ส่วนกรณีกระแสโหลดที่เพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ ภายหลังการชดเชย สัญญาณ  $v_{La}$  มีมุมต่างเฟสเกิดขึ้น เท่ากับ 23.6 เมื่อเทียบกับรูปสัญญาณ  $v_{pcc,a}$  จะเห็นได้ว่า มุม  $\delta$  ที่เกิดขึ้นในสภาวะต่างๆ เป็นไปตามหลักการทํางานของวิธี PAC โดยที่มุม  $\delta$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4-6)



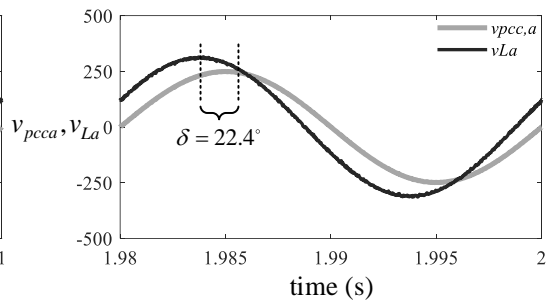
(ก) ก่อนการชดเชย



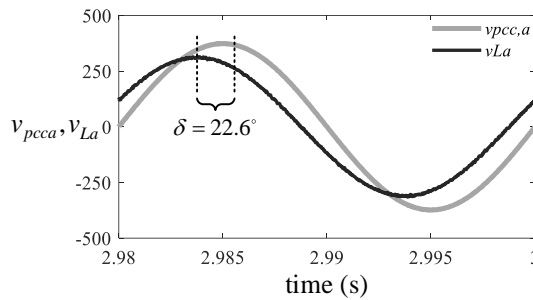
(ข) ภายหลังการชดเชย กระแสโหลดที่พิจารณา



(ค) หลังการชดเชยกระแสไหลตที่เพิ่มขึ้น



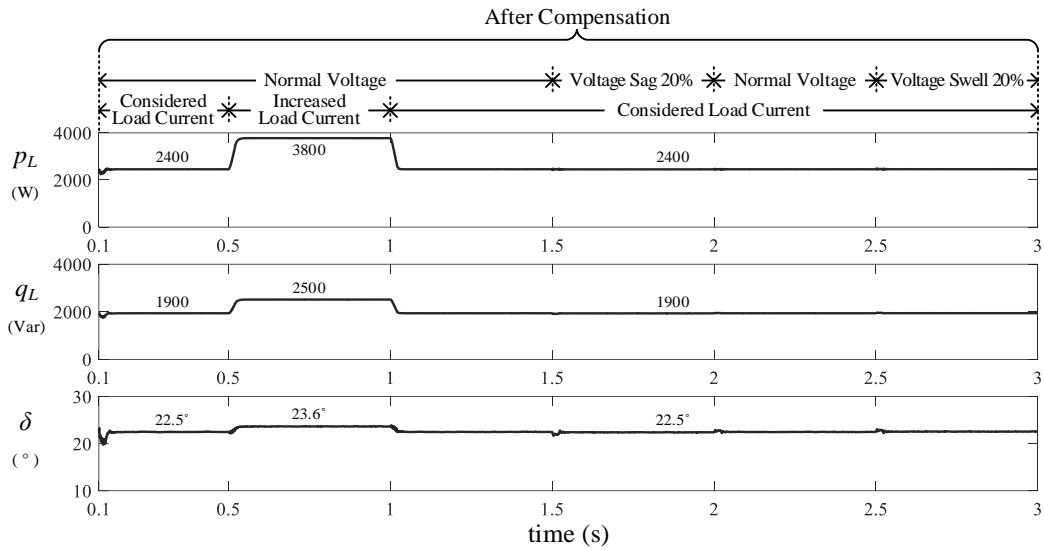
(ง) หลังการชดเชย แรงดันตกชั่วขณะ 20%



(ฉ) หลังการชดเชย แรงดันเกินชั่วขณะ 20%

รูปที่ 8-18 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง  $v_{pcc,a}$  กับ  $v_{La}$  ในสภาวะต่างๆ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

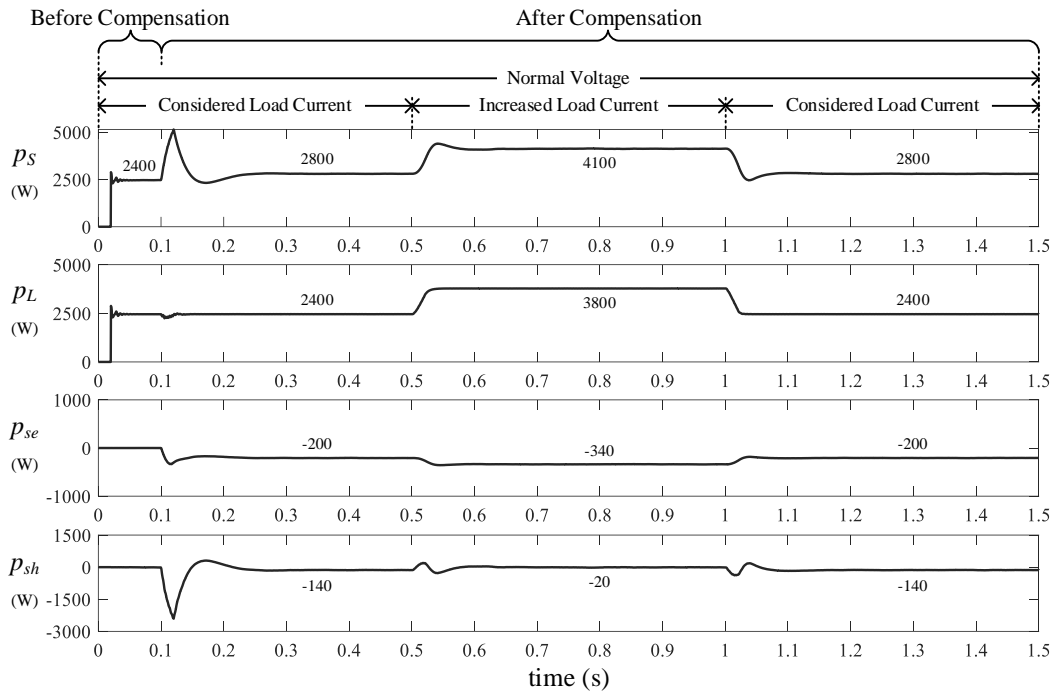
ความสัมพันธ์ระหว่างมุม  $\delta$  กับกำลังไฟฟ้าของโหลดที่พิจารณา ในสภาวะต่างๆ ดังรูปที่ 8-19 สังเกตได้ว่า ภายหลังจากชดเชย กรณีกระแสไหลตที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ ตั้งแต่เวลา 0.1 ถึง 0.5 วินาที ค่า  $p_L$  และ  $q_L$  มีค่าเท่ากับ 2.4 kW และ 1.9 kVar ซึ่งค่า  $q_L$  มีค่ามากกว่าพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF ที่ออกแบบไว้ (1 kVar) ทำให้วงจร Series APF ป้อนแรงดันชดเชยเข้าสู่ระบบ เพื่อช่วยแบ่งเบาภาระของวงจร Shunt APF ส่งผลให้มุม  $\delta$  เปลี่ยนแปลง เท่ากับ 22.5 องศา ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.5 ถึง 1.0 วินาที กระแสไหลตมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น ค่า  $p_L$  และ  $q_L$  ที่วัดได้มีค่าเท่ากับ 3.8 kW และ 2.5 kVar ผลการเปลี่ยนแปลงดังกล่าว ทำให้มุม  $\delta$  เพิ่มขึ้น เท่ากับ 23.6 องศา และกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง ตั้งแต่เวลา 1.0 ถึง 3.0 วินาที จะเห็นได้ว่า ค่า  $p_L$  และ  $q_L$  มีค่าคงที่ ซึ่งเท่ากับกรณีกระแสไหลตที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ ดังนั้น มุม  $\delta$  จึงมีค่าเท่ากับ 22.5 องศา



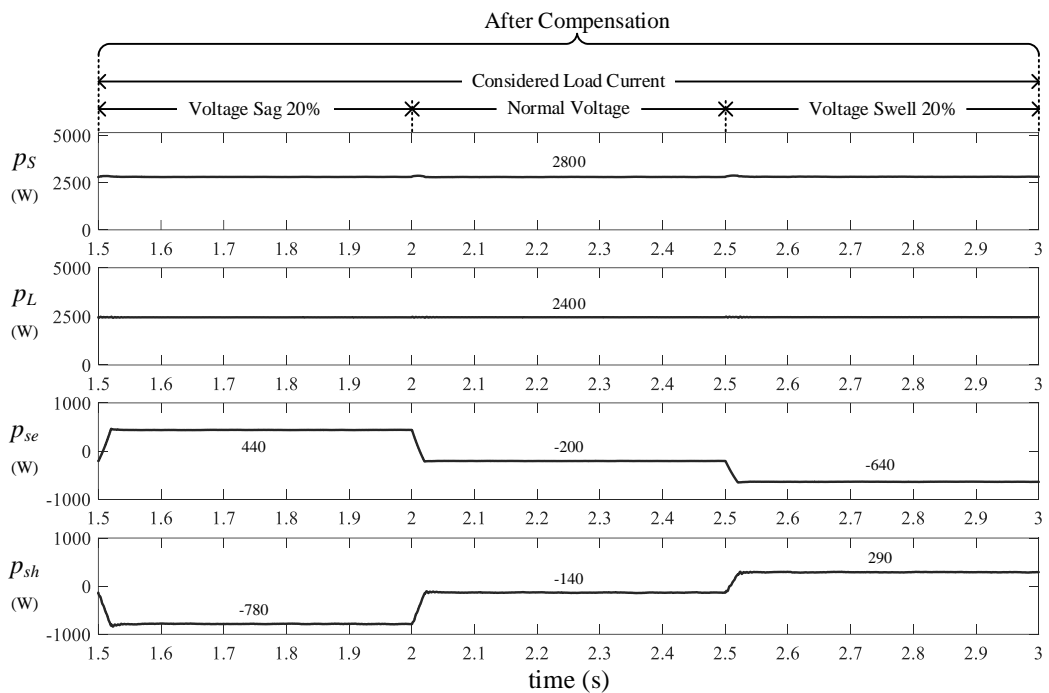
รูปที่ 8-19 ความสัมพันธ์ระหว่างมุม  $\delta$  กับกำลังไฟฟ้าของโหลด ในสภาวะต่างๆ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ เมื่อระบบทดสอบกับโหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ ตั้งแต่เวลา 0.0 ถึง 1.5 วินาที แสดงได้ ดังรูปที่ 8-20(ก) อธิบายได้ว่า ช่วงก่อนการชดเชย ตั้งแต่เวลา 0.0 ถึง 0.1 วินาที ระบบจ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟให้กับโหลด เท่ากับ 2.4 kW หลังการชดเชย ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.1 ถึง 0.5 วินาที วงจร Shunt APF ดึงค่า  $p_{sh}$  เท่ากับ 200 W และ วงจร Series APF ดึงค่า  $p_{se}$  จากระบบ เท่ากับ 140 W ซึ่งมาจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในระบบ ทำให้ระบบจำเป็นต้องจ่าย  $p_s$  เพิ่มขึ้น เท่ากับ 2.8 kW เพื่อชดเชยกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้น ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.5 ถึง 1.0 วินาที กระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ระบบต้องจ่าย  $p_s$  เพิ่มขึ้น เท่ากับ 4.1 kW เพื่อจ่ายให้กับโหลด และชดเชยกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในช่วงดังกล่าว โดยที่ ค่า  $p_L$  มีค่าเท่ากับ 3.7 kW จากนั้นเมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลง ตั้งแต่เวลา 1.5 ถึง 3.0 วินาที ทิศทาง การไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟในสภาวะดังกล่าว แสดงได้ ดังรูปที่ 8-20(ข) พบว่า ช่วงเวลาตั้งแต่ 1.5 ถึง 2.0 วินาที เกิดแรงดันตกชั่วขณะ 20% ทำให้วงจร Series APF ต้องจ่าย  $p_{se}$  เท่ากับ 440 W เพื่อรักษา  $v_L$  ให้คงที่ตามค่าอ้างอิง ทำให้  $v_{dc}$  มีแนวโน้มลดลง วงจร Shunt APF จึงรับ  $p_{sh}$  เท่ากับ 780 W เพื่อควบคุมค่า  $v_{dc}$  ให้คงที่ตามค่าอ้างอิงที่ออกแบบไว้ และช่วงเวลาตั้งแต่ 2.5 ถึง 3.0 วินาที เกิดแรงดันเกินชั่วขณะ 20% เพื่อรักษา  $v_L$  ให้คงที่ตามค่าอ้างอิง วงจร Series APF จึงต้องรับ  $p_{se}$  เท่ากับ 640 W ทำให้  $v_{dc}$  มีแนวโน้มเพิ่มขึ้น วงจร Shunt APF จะจ่าย  $p_{sh}$  เท่ากับ 290 W เพื่อควบคุมค่า  $v_{dc}$  ให้คงที่ตามค่าอ้างอิง สังเกตได้ว่า ค่า  $p_{se}$  และ  $p_{sh}$  มีค่าไม่เท่ากัน เนื่องจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียในระบบ

เช่น ค่าพารามิเตอร์ของวงจร UPQC กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดในการสวิตช์ เป็นต้น ด้วยเหตุดังกล่าว ระบบจึงต้องจ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟเพื่อชดเชยกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้น



(ก) กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ

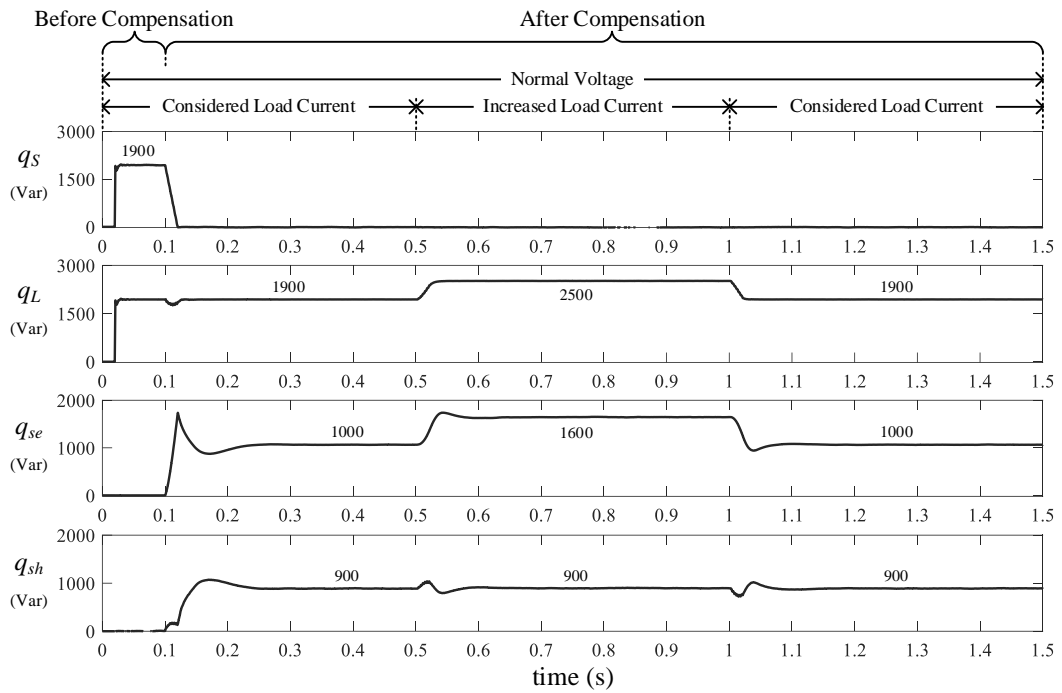


(ข) กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง

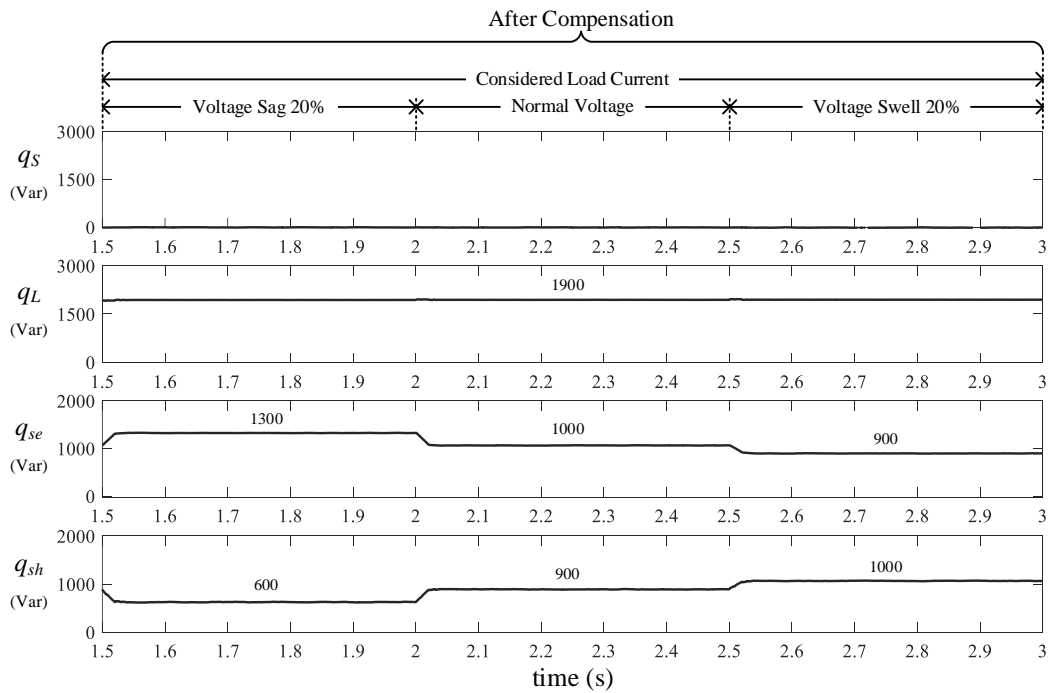
รูปที่ 8-20 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟในสภาวะต่างๆ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ เมื่อระบบทดสอบกับโหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ ตั้งแต่เวลา 0.0 ถึง 1.5 วินาที แสดงได้ ดังรูปที่ 8-21(ก) สังเกตได้ว่า ช่วงก่อนการชดเชย ตั้งแต่เวลา 0.0 ถึง 0.1 วินาที ระบบจ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้กับโหลด เท่ากับ 1.9 kW ภายหลังการชดเชย ช่วงเวลาดังกล่าว ตั้งแต่ 0.1 ถึง 0.5 วินาที คือ ช่วงกระแสโหลดที่พิจารณา วงจร Series APF และ Shunt APF ช่วยจ่ายค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้โหลดแทนระบบ โดยที่มีค่า  $q_{se}$  และ  $q_{sh}$  มีค่าเท่ากับ 1 และ 0.9 kVar ตามลำดับ ส่งผลให้ค่า  $q_s$  ลดลง เหลือประมาณ 10 Var ช่วงเวลาดังกล่าว ตั้งแต่ 0.5 ถึง 1.0 วินาที คือ ช่วงกระแสโหลดเพิ่มขึ้น ค่า  $q_L$  เพิ่มขึ้น เท่ากับ 2.5 kVar ทำให้วงจร Series APF ต้องจ่าย  $q_{se}$  เพิ่มขึ้น เท่ากับ 1.6 kVar . ในขณะที่วงจร Shunt APF ยังคงจ่าย  $q_{sh}$  เท่ากับ 0.9 kVar ช่วงเวลาดังกล่าว ตั้งแต่ 1.0 ถึง 1.5 วินาที กระแสโหลดที่เพิ่มขึ้นมีการเปลี่ยนแปลงกลับสู่กระแสโหลดที่พิจารณา ทำให้วงจร Series APF ลดการจ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้กับโหลด โดยที่วงจร Shunt APF ยังคงจ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟเท่าเดิม

เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายเกิดการเปลี่ยนแปลง ตั้งแต่เวลา 1.5 ถึง 3.0 วินาที ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟในสภาวะดังกล่าว แสดงได้ ดังรูปที่ 8-21(ข) พบว่า ช่วงเวลาดังกล่าว ตั้งแต่ 1.5 ถึง 2.0 วินาที คือ ช่วงแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% วงจร Series APF ยังคงช่วยแบ่งเบาภาระของวงจร Shunt APF ในการชดเชยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้กับระบบ โดยที่ค่า  $q_{se}$  และ  $q_{sh}$  มีค่าเท่ากับ 1.3 และ 0.6 kVar ตามลำดับ ในช่วงดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่า  $q_{se}$  เพิ่มขึ้น เนื่องจากกระแสที่แหล่งจ่ายเพิ่มขึ้น เพื่อรักษากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟที่จ่ายให้กับโหลดคงที่ตลอดเวลา ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายจะมีการเปลี่ยนแปลง ด้วยเหตุผลดังกล่าว จึงทำให้  $q_{sh}$  มีค่าลดลง ช่วงเวลาดังกล่าว ตั้งแต่ 2.0 ถึง 2.5 วินาที คือ ช่วงแรงดันที่แหล่งจ่ายกลับสู่สภาวะปกติ วงจร Series APF และ Shunt APF จ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้กับโหลด เท่ากับ 1.3 และ 0.9 kVar และช่วงสุดท้าย ตั้งแต่เวลา 2.5 วินาที เป็นต้นไป คือ ช่วงแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% วงจร Series APF และ Shunt APF ยังคงช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้กับโหลด โดยมีค่า  $q_{se}$  และ  $q_{sh}$  เท่ากับ 0.9 และ 1.0 kVar ในช่วงดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่า  $q_{se}$  ลดลง เนื่องจากกระแสที่แหล่งจ่ายลดลง เพื่อรักษากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟที่จ่ายให้กับโหลดคงที่ตลอดเวลา แม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายจะมีการเปลี่ยนแปลง ด้วยเหตุผลดังนี้ ส่งผลให้  $q_{sh}$  มีค่าเพิ่มขึ้น



(ก) กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ

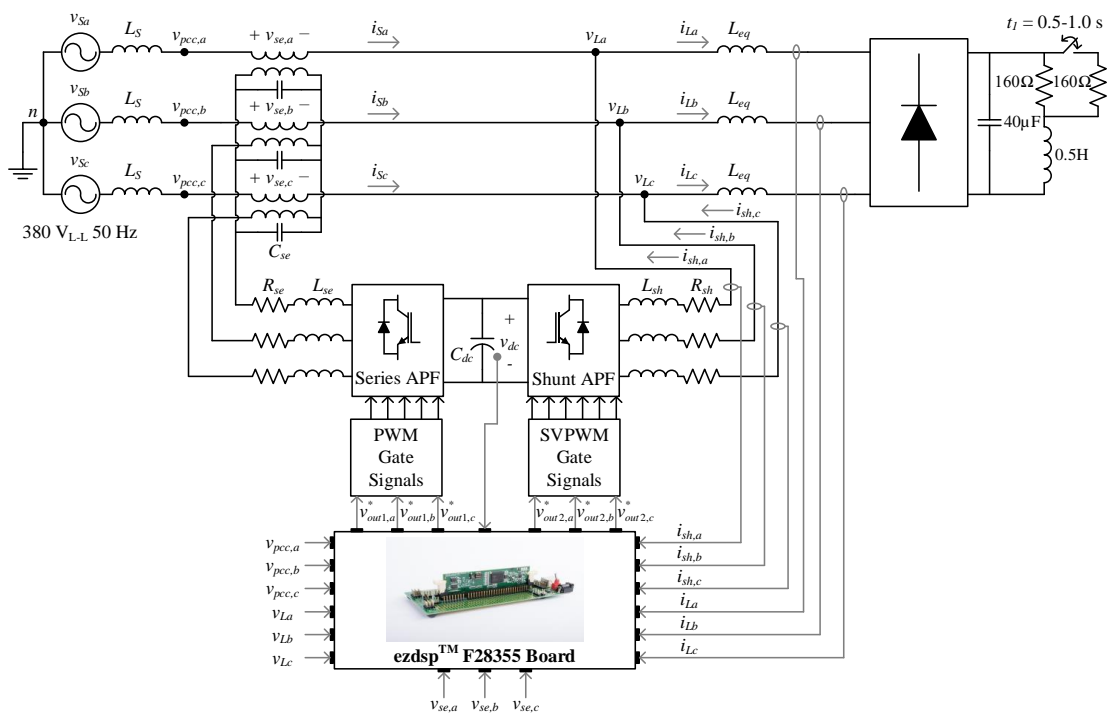


(ข) กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง

รูปที่ 8-21 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟในสภาวะต่างๆ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

### 8.4.3 ผลการทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น

ระบบทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น โดยใช้วงจร UPOC ที่มีตัวควบคุมกระแสแบบ ทำนายแสดงได้ ดังรูปที่ 8-22 โหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่พิจารณา คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับตัวต้านทาน และตัวเหนี่ยวนำ ขนานกับตัวเก็บประจุ โดยมีค่าพารามิเตอร์ชุดเดียวกับการทดสอบในหัวข้อที่ 8.4.2 สำหรับการทดสอบในหัวข้อนี้ มีวัตถุประสงค์ เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชุดเซย์สำหรับตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ในกรณีที่ปริมาณฮาร์มอนิกเพิ่มขึ้นในระบบ การทดสอบระบบการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นถูกกำหนดให้ทดสอบในสถานการณ์ที่แตกต่างสองกรณี เช่นเดียวกับการทดสอบในหัวข้อที่ 8.4.2 ซึ่งประกอบด้วยกรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ และกรณีที่แรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง ผลการทดสอบถูกนำเสนอรายละเอียดไว้ ดังนี้



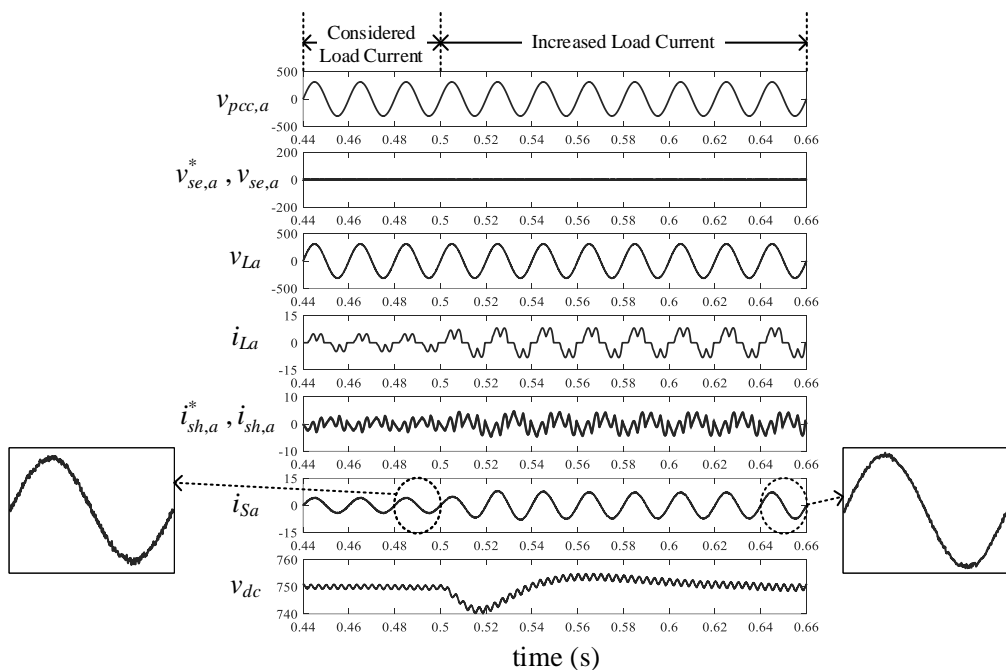
รูปที่ 8-22 โครงสร้างระบบทดสอบการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าของวงจร UPOC (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)



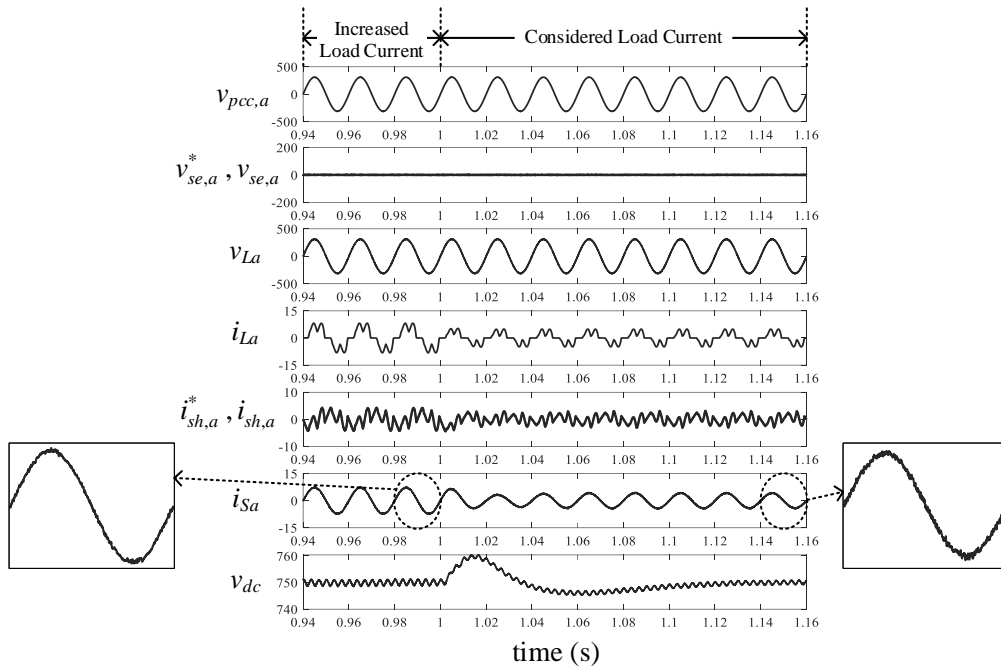
ผลการทดสอบกรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ

ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีเพิ่มกระแสไหลดขึ้นจากกระแสไหลดที่พิจารณา และกรณีลดกระแสกลับสู่กระแสไหลดที่พิจารณา แสดงได้ ดังรูปที่ 8-23 และ 8-24 สังเกตได้ว่า ก่อนการชดเชย รูปสัญญาณ  $v_{pcc,a}$  มีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ แรงดันดังกล่าวถูกต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ส่งผลให้รูปสัญญาณ  $i_{La}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์ โดยมีค่า  $\%THD_{i,av}$  ก่อนการชดเชย เท่ากับ 49.42 อย่างไรก็ตาม ภายหลังจากการชดเชย พบว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย สามารถควบคุมให้วงจร UPQC ฉีดกระแส  $i_{sh,a}$  คล้อยตามลักษณะรูปสัญญาณ  $i_{sh,a}^*$  ได้ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณ  $i_{sa}$  มีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น โดยมีค่า  $\%THD_{i,av}$  เท่ากับ 2.69

การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง กรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ ผลการตรวจวัดค่า PF ก่อนการชดเชย เท่ากับ 0.8637 แต่เนื่องจากกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของโหลดมีค่าน้อยกว่าพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF จึงมีเฉพาะวงจร Shunt APF เท่านั้นที่ทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้โหลด สังเกตได้จาก รูปสัญญาณ  $v_{se}$  มีค่าเท่าศูนย์ ภายหลังจากการชดเชย ค่า PF วัดได้เท่ากับ 0.9988 ในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสไหลดเพิ่มขึ้น พบว่า สัญญาณ  $i_{sa}$  ใช้เวลาลู่เข้าสู่สภาวะคงตัว ประมาณ 0.14 วินาที



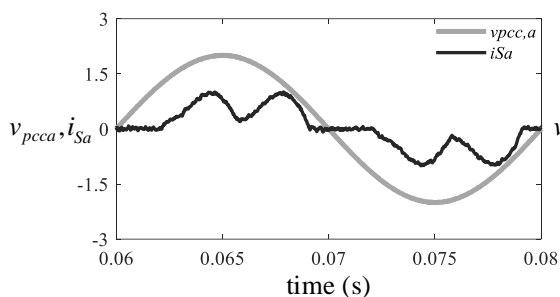
รูปที่ 8-23 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีกระแสไหลดเพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)



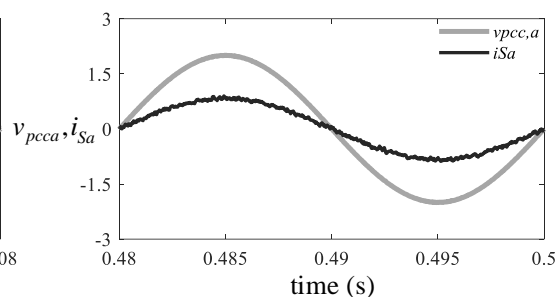
รูปที่ 8-24 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายกรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

จากนั้นเมื่อโหลดของระบบที่พิจารณามีการเปลี่ยนแปลงขนาดกระแสเพิ่มขึ้น ตั้งแต่เวลา 0.5 วินาที โดยมีค่า  $\%THD_{i,av}$  ก่อนการชดเชย มีค่าเท่ากับ 35.75 ภายหลังการชดเชย ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายยังคงสามารถควบคุม  $i_{sh,a}$  ได้ตามลักษณะของ  $i_{sh,a}^*$  ที่เปลี่ยนแปลงได้ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณ  $i_{sa}$  ยังคงมีลักษณะเป็นรูปไซน์ต่อเนื่อง โดยมีค่า  $\%THD_{i,av}$  เท่ากับ 1.84 นอกจากนี้การปรับปรุงค่า PF ก่อนการชดเชย มีค่าเท่ากับ 0.8087 ภายหลังการชดเชย ยังคงมีเฉพาะวงจร Shunt APF เท่านั้น ที่จ่ายกำลังไฟฟ้ร้แอกทีฟให้กับโหลดแทนแหล่งจ่าย เนื่องจากค่า  $q_L$  ที่เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น ยังคงมีค่าน้อยกว่าพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF ผลจากการชดเชยกำลังไฟฟ้ร้แอกทีฟ ทำให้สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้ โดยที่ค่า PF เท่ากับ 0.9995 ในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดลดลง พบว่า สัญญาณ  $i_{sa}$  ใช้เวลาลู่เข้าสู่สภาวะคงตัว ประมาณ 0.14 วินาที

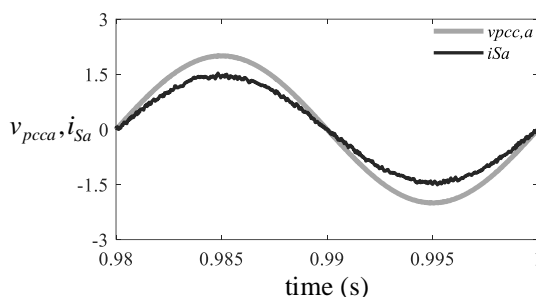
ผลทดสอบการปรับปรุงค่า PF กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ และกรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ แสดงได้ ดังรูปที่ 8-25 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า สัญญาณ  $v_{pcc,a}$  กับสัญญาณ  $i_{sa}$  ก่อนการชดเชยเกิดมุมต่างเฟส ภายหลังการชดเชย พบว่าสัญญาณ  $v_{pcc,a}$  กับสัญญาณ  $i_{sa}$  มีมุมเฟสที่ใกล้เคียงกัน



(ก) ก่อนการชดเชย



(ข) หลังการชดเชย กระแสไหลดที่พิจารณา

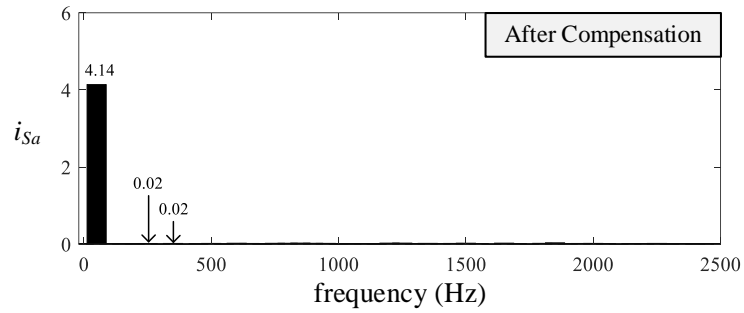
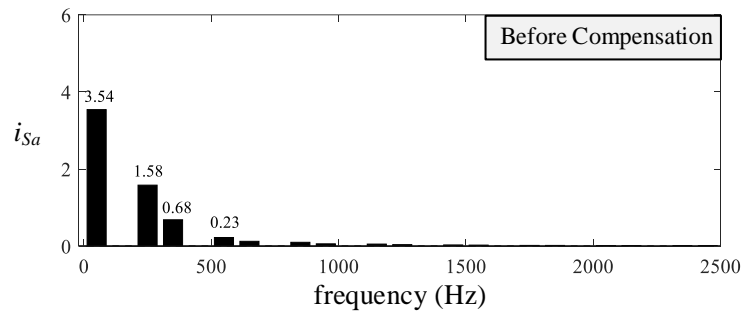


(ค) หลังการชดเชย กระแสไหลดเพิ่มขึ้น

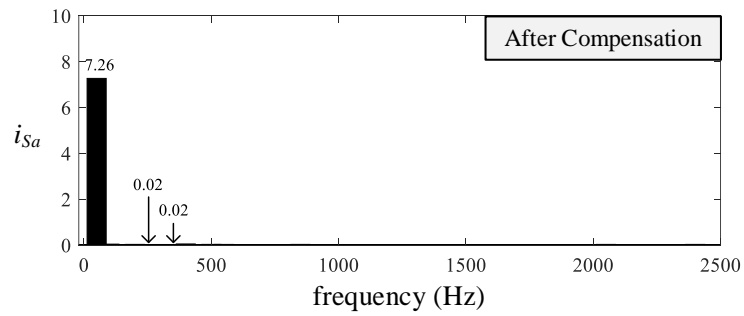
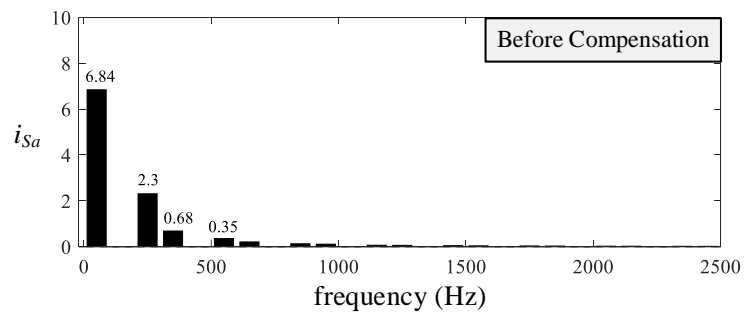
รูปที่ 8-25 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง  $v_{pcc,a}$  กับ  $i_{Sa}$  กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ (ไหลดไม่เป็นเชิงเส้น) อัตราส่วน:  $v_{pcc,a}$  (155.56 V/div)  $i_{Sa}$  (5 A/div)

การปรับโหนดเพื่อเพิ่มกระแสไหลดในสภาวะแรงดันปกติ ส่งผลให้ค่า  $v_{dc}$  มีแนวโน้มลดลงจากค่า  $v_{dc}^*$  โดยที่  $v_{dc}$  มีค่าลดลง ประมาณ 740 V ส่วนการปรับลดกระแสไหลดกลับสู่กระแสไหลดที่พิจารณา ที่เวลา 1.0 วินาที ส่งผลให้ค่า  $v_{dc}$  มีค่าเพิ่มขึ้น ประมาณ 760 V อย่างไรก็ตาม ภายหลังจากการปรับโหนดทั้ง 2 ลักษณะข้างต้น ตัวควบคุมพีไอยังคงสามารถควบคุมแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่ เท่ากับ 750 V

สเปกตรัมของ  $i_{Sa}$  ทั้งก่อนและหลังการชดเชย กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ แสดงได้ ดังรูปที่ 8-26 จากรูปดังกล่าว พบว่า ก่อนการชดเชย ปริมาณ  $i_{Sa}$  ปรากฏที่ความถี่มูลฐาน รวมทั้งปริมาณ  $i_{Sa}$  ได้ปรากฏที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับต่างๆ โดยเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 อย่างไรก็ตาม เมื่อวงจร UPOC ทำการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ พบว่า ปริมาณ  $i_{Sa}$  ปรากฏที่ความถี่มูลฐาน และปรากฏที่ความถี่ฮาร์มอนิกเพียงเล็กน้อย



(ก) กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ



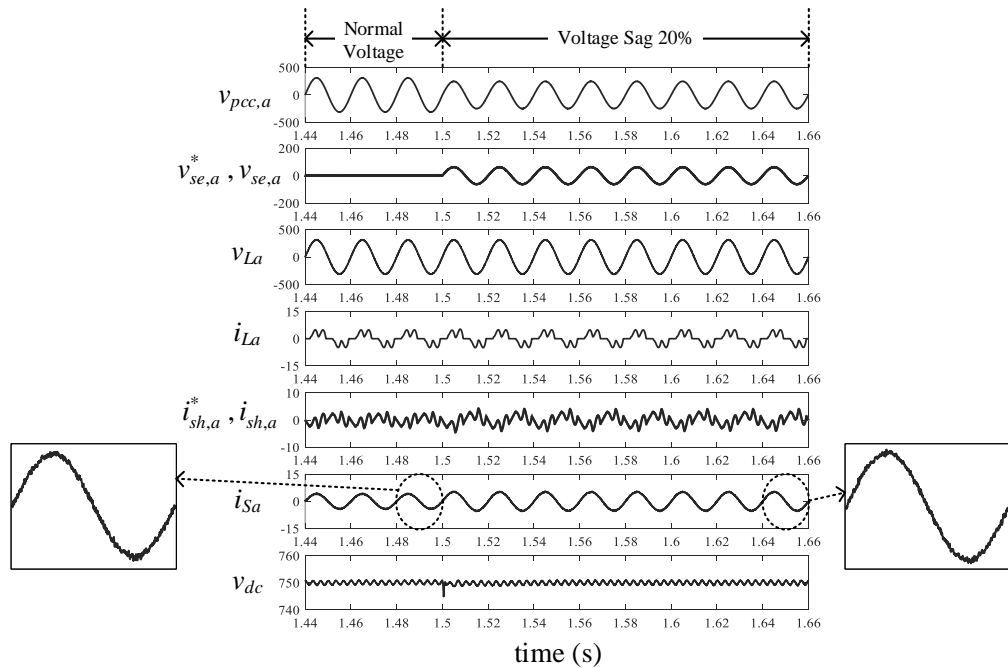
(ข) กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ

รูปที่ 8-26 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส  $\alpha$  กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

ผลการทดสอบกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง

ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% แสดงได้ ดังรูปที่ 8-27 สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณ  $v_{pcc,a}$  ยังคงมีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ แต่ขนาดของแรงดันมีค่าลดลง เท่ากับ 0.8 เท่าของขนาดแรงดันในสภาวะปกติ ก่อนการชดเชย ผลจากการต่อแหล่งจ่ายแรงดันเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้รูปสัญญาณ  $i_{La}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์ โดยที่ค่า  $\%THD_{i,av}$  เท่ากับ 49.42 อย่างไรก็ตาม ภายหลังจากการชดเชย พบว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสามารถควบคุม  $i_{sh,a}$  ให้ฉีตเข้าสู่ระบบได้ ซึ่งผลจากการฉีตกระแสชดเชยดังกล่าวทำให้รูปสัญญาณ  $i_{Sa}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยที่ ค่า  $\%THD_{i,av}$  หลังการชดเชย มีค่าเท่ากับ 2.33

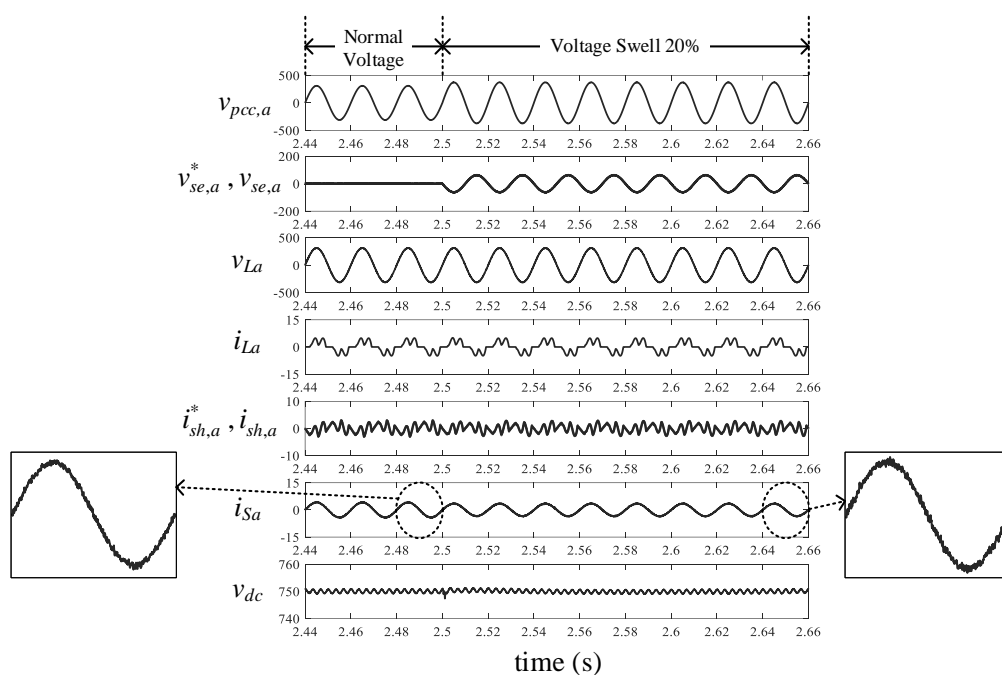
ผลการปรับปรุงค่า PF กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% กำลังไฟฟ้าของโหลด ยังคงมีขนาดเท่าเดิม โดยที่ ค่า PF ก่อนการชดเชย เท่ากับ 0.8637 ค่ากำลังไฟฟ้าในสภาวะดังกล่าวมีค่าน้อยกว่าพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF ทำให้วงจร Shunt APF ทำหน้าที่ปรับปรุงค่า PF เพียงวงจรเดียว หลังจากฉีตกระแสชดเชย ค่า PF จึงมีค่าเท่ากับ 0.9991



รูปที่ 8-27 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

จากนั้นเมื่อเกิดแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% ที่เวลา 2.5 วินาที เป็นต้นไป ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย แสดงได้ ดังรูป

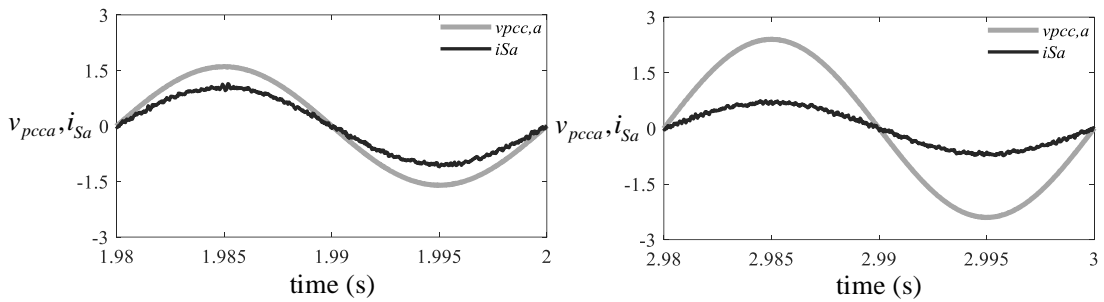
ที่ 8-28 จากรูปดังกล่าว พบว่า รูปสัญญาณ  $v_{pcc,a}$  ยังคงมีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ แต่มีขนาดของแรงดันเพิ่มขึ้น เท่ากับ 1.2 เท่าของขนาดแรงดันในสภาวะปกติ ก่อนการชดเชย รูปสัญญาณ  $i_{La}$  ยังคงมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์ โดยที่ค่า  $\%THD_{i_{av}}$  เท่ากับ 49.42 ภายหลังการชดเชย ตัวควบคุมแบบทำนายยังคงสามารถควบคุม  $i_{sh,a}$  ได้ ส่งผลให้  $i_{Sa}$  ยังคงมีลักษณะเป็นรูปไซน์ต่อเนื่อง โดยที่  $\%THD_{i_{av}}$  มีค่าเท่ากับ 3.13 ในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแหล่งจ่ายแรงดัน สัญญาณ  $i_{Sa}$  ใช้เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว ประมาณ 0.04 วินาที



รูปที่ 8-28 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

สมรรถนะการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% จะเห็นได้ว่า กำลังไฟฟ้าของโหลดยังคงมีขนาดเท่าเดิม โดยมีค่า PF ก่อนการชดเชย เท่ากับ 0.8637 ซึ่งค่ากำลังไฟฟ้าในสภาวะดังกล่าวมีค่าน้อยกว่าพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF ด้วยเหตุนี้ ทำให้มีวงจร Shunt APF เท่านั้น ที่หน้าที่จ่ายกำลังไฟรีแอกทีฟให้กับโหลดแทนแหล่งจ่าย โดยมีค่า PF ภายหลังชดเชย เท่ากับ 0.9983

ผลการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ  $v_{Sa}$  กับสัญญาณ  $i_{Sa}$  กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง แสดงได้ ดังรูปที่ 8-29 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ภายหลังการชดเชย สัญญาณ  $v_{pcc,a}$  กับสัญญาณ  $i_{Sa}$  มีมุมเฟสที่ใกล้เคียงกัน

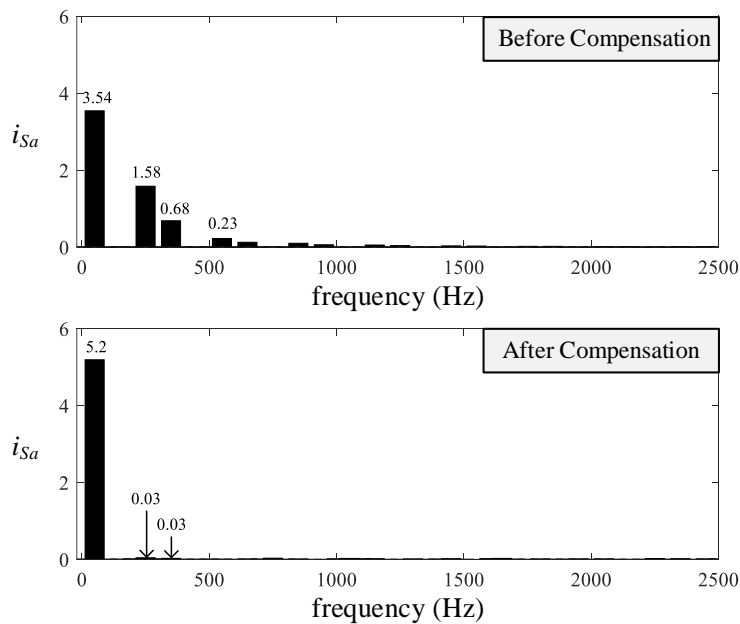


(ก) หลังการชดเชย แรงดันตกชั่วขณะ 20%      (ง) หลังการชดเชย แรงดันเกินชั่วขณะ 20%

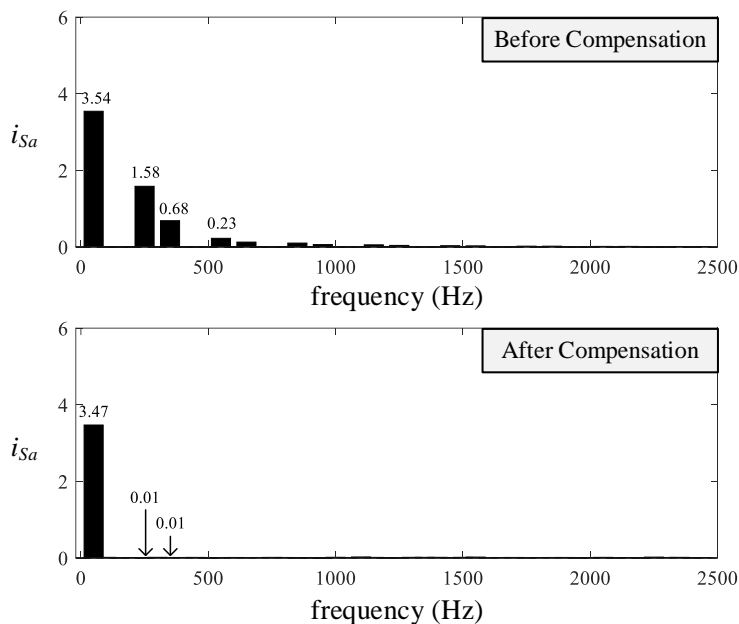
รูปที่ 8-29 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง  $v_{pcc,a}$  กับ  $i_{Sa}$  กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น) อัตราส่วน:  $v_{pcc,a}$  (155.56 V/div)  $i_{Sa}$  (5 A/div)

สเปกตรัมของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายทั้งก่อนและหลังการชดเชย ในกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลงแสดงได้ ดังรูปที่ 8-30 จากรูปดังกล่าว พบว่า ก่อนการชดเชย ปริมาณ  $i_{Sa}$  ปรากฏที่ความถี่มูลฐาน รวมทั้งปริมาณ  $i_{Sa}$  ได้ปรากฏที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับต่างๆ โดยเฉพาะอันดับที่ 5 และ 7 อย่างไรก็ตาม เมื่อวงจร UPOC ทำการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ พบว่า ปริมาณ  $i_{Sa}$  ปรากฏที่ความถี่มูลฐาน และปรากฏที่ความถี่ฮาร์มอนิกเพียงเล็กน้อย

ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยค่า %THD<sub>iaV</sub> และ PF ทั้งก่อนและภายหลังการชดเชย ในสถานะต่างๆ สำหรับระบบที่ทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ได้ถูกนำเสนอไว้ ดังตารางที่ 8-6



(ก) กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20%



(ข) กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20%

รูปที่ 8-30 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย เฟส *a* กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

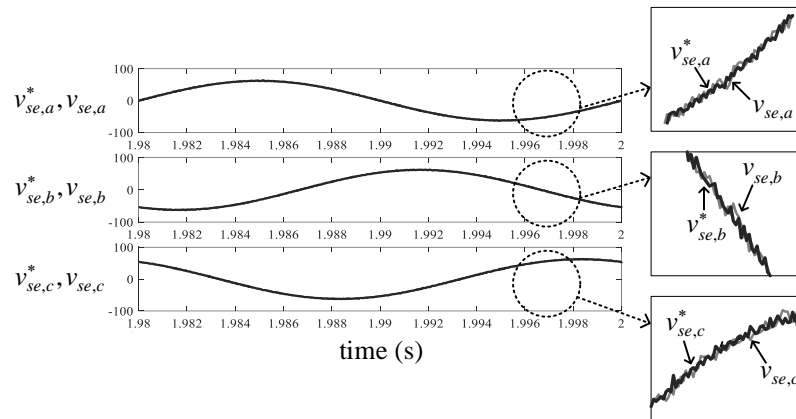
ตารางที่ 8-6 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของตัวควบคุมแบบทำนาย เมื่อเทียบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น

กรณี	กระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_s$ )			
	ก่อนการชดเชย		ภายหลังการชดเชย	
	%THD <sub><i>i,av</i></sub>	PF	%THD <sub><i>i,av</i></sub>	PF
กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ				
กระแสโหลดที่พิจารณา	49.42	0.8637	2.69	0.9988
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	35.75	0.8937	1.84	0.9995
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง				
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	49.42	0.8637	2.33	0.9991
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	49.42	0.8637	3.13	0.9983

ผลการชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า  $v_{se}^*$  ของ  $v_{se}$  บนแกนสามเฟสแสดงได้ ดังรูปที่ 8-31 รูปดังกล่าวได้ยกตัวอย่างกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% พบว่า รูปสัญญาณ  $v_{se,a}$ ,  $v_{se,b}$  และ  $v_{se,c}$  มีลักษณะคล้ายตามรูปสัญญาณ  $v_{se,a}^*$ ,  $v_{se,b}^*$  และ  $v_{se,c}^*$  ที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์



ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC โดยมีค่าความคลาดเคลื่อนแต่ละเฟส เท่ากับ 1.0102 1.0671 และ 1.0520 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่า ค่าคลาดเคลื่อนแต่ละเฟสมีค่าน้อยมาก จึงส่งผลให้  $v_L$  มีค่าคงที่ตลอดเวลา แม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายจะมีการเปลี่ยนแปลง ค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างค่า  $v_{se}^*$  ของ  $v_{se}$  บนแกนสามเฟส ในสภาวะต่างๆ แสดงได้ ดังตารางที่ 8-7



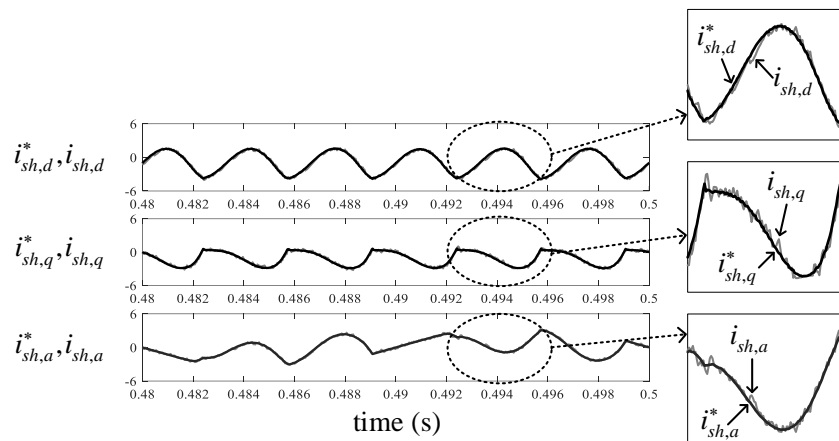
รูปที่ 8-31 การทดสอบสมรรถนะการติดตามค่า  $v_{se}^*$  ของ  $v_{se}$  กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

ตารางที่ 8-7 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า  $v_{se}^*$  ของ  $v_{se}$  บนแกนสามเฟส  
เมื่อเทียบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น

กรณี	แรงดันทางด้านโหลด ( $v_L$ )		ค่าความคลาดเคลื่อน		
	ขนาด	มุมเฟส	เฟส a	เฟส b	เฟส c
กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ					
กระแสโหลดที่พิจารณา	311	0	1.0643	1.0493	1.0211
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	311	0	1.0924	1.0436	1.0421
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง					
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	311	0	1.0102	1.0671	1.0520
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	311	0	1.0758	1.0405	1.0835

ผลการชี้วัดสมรรถนะการควบคุม  $i_{sh}$  บนแกนดีคิว ด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย แสดงได้ ดังรูปที่ 8-32 จากรูปดังกล่าว พบว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสามารถควบคุมให้รูปสัญญาณ  $i_{sh,d}$  และ  $i_{sh,q}$  มีลักษณะคล้ายตามรูปสัญญาณ  $i_{sh,d}^*$  และ  $i_{sh,q}^*$  ที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC ซึ่งส่งผลให้สามารถควบคุมกระแสบนแกนสามเฟสได้ แต่อย่างไรก็

ตาม สัญญาณ  $i_{sh}$  มีลักษณะแกว่งไกวในบางช่วงสัญญาณที่มีความชันของสัญญาณกระแสชดเชยอ้างอิง ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายในสถานะต่างๆ แสดงได้ ดังตารางที่ 8-8



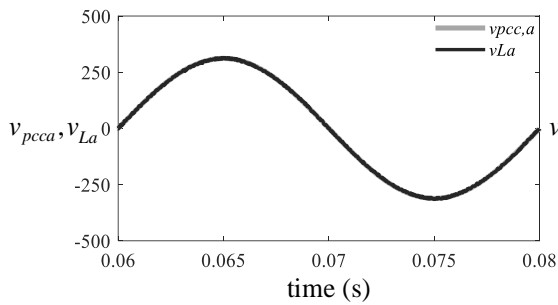
รูปที่ 8-32 การทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายกรณีกระแสไหลดที่พิจารณาในสถานะแรงดันปกติ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

ตารางที่ 8-8 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{sh}^*$  ของ  $i_{sh}$  ด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายเมื่อเทียบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น

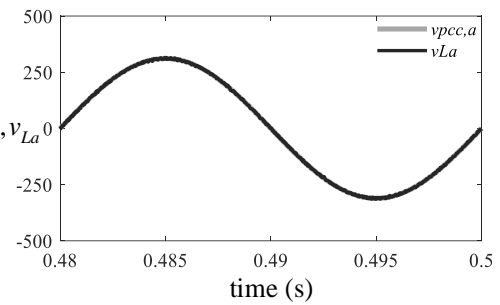
กรณี	ค่า %THD <sub>av</sub> ของกระแสที่แหล่งจ่าย		ค่าความคลาดเคลื่อน	
	ก่อนการชดเชย	หลังการชดเชย	แกน d	แกน q
กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง ในสถานะแรงดันปกติ				
กระแสไหลดที่พิจารณา	49.42	0.8637	0.1011	0.0651
กระแสไหลดเพิ่มขึ้น	35.75	0.8937	0.1174	0.1233
กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง				
แรงดันตกชั่วขณะ 20%	49.42	0.8637	0.1027	0.0691
แรงดันเกินชั่วขณะ 20%	49.42	0.8637	0.1004	0.0639

การเปรียบเทียบรูปสัญญาณระหว่าง  $v_{pcc,a}$  กับ  $v_{La}$  ในสถานะต่างๆ แสดงได้ ดังรูปที่ 8-33 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณ  $v_{pcc,a}$  กับ  $v_{La}$  มีมุมเฟสตรงกัน เนื่องจากกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟของโหลดมีค่าน้อยกว่าพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF ถึงแม้ว่าแรงดันที่

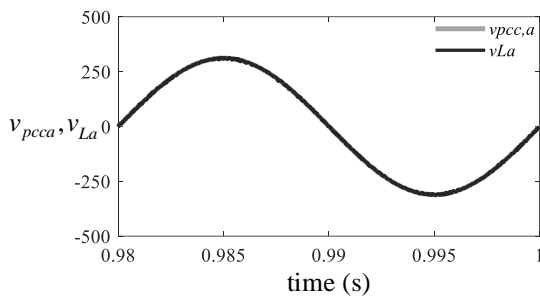
แหล่งจ่ายและโหลดมีการเปลี่ยนแปลง ด้วยเหตุผลนี้ วงจร Shunt APF จึงทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้กับโหลดแทนระบบ ตามหลักการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธี PAC



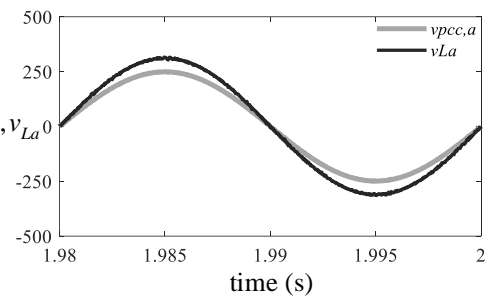
(ก) ก่อนการชดเชย



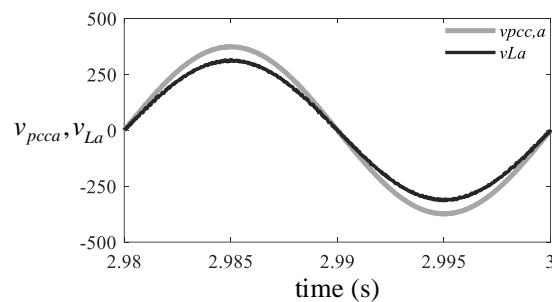
(ข) หลังการชดเชย กระแสโหลดที่พิจารณา



(ค) หลังการชดเชยกระแสโหลดที่เพิ่มขึ้น



(ง) หลังการชดเชย แรงดันตกชั่วขณะ 20%

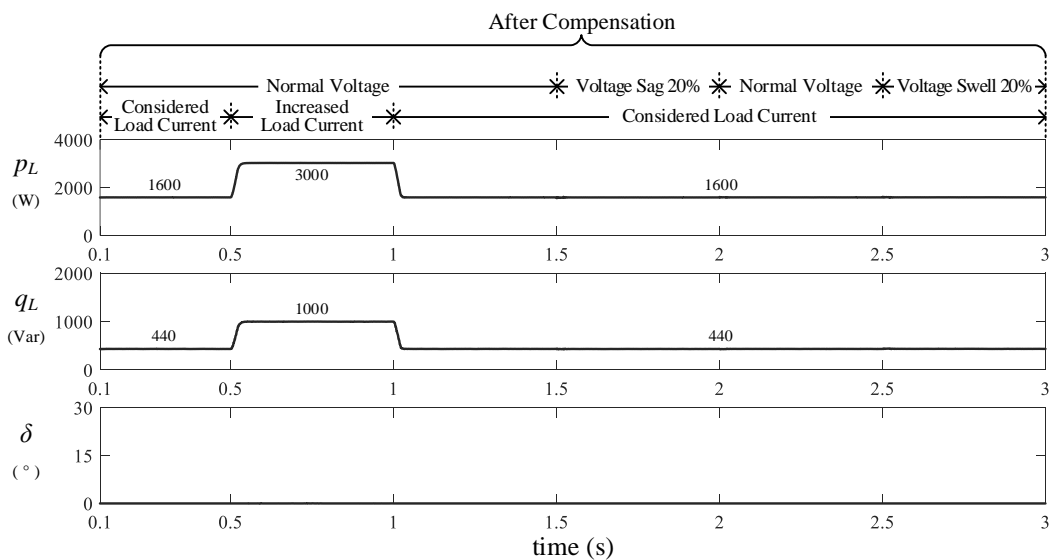


(ฉ) หลังการชดเชย แรงดันเกินชั่วขณะ

รูปที่ 8-33 ผลการเปรียบเทียบระหว่าง  $v_{pcc,a}$  กับ  $v_{La}$  ในสถานะต่างๆ  
(โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

ความสัมพันธ์ระหว่างมุม  $\delta$  กับกำลังไฟฟ้าของโหลดที่พิจารณา ในสถานะต่างๆ แสดงได้ ดังรูปที่ 8-34 สังเกตได้ว่า หลังการชดเชย ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.1 ถึง 0.5 วินาที คือ ช่วงกระแสโหลดที่พิจารณาในสถานะแรงดันปกติ ค่า  $p_L$  และ  $q_L$  มีค่าเท่ากับ 1.6 kW และ 440 Var ซึ่งค่า  $q_L$  ในช่วงดังกล่าว มีค่าน้อยกว่าพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF มุมต่างเฟสระหว่าง  $v_{pcc,a}$  กับ  $v_{La}$

จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ ตามหลักการทำงานของวิธี PAC ด้วยเหตุนี้ จึงมีเฉพาะวงจร Shunt APF ทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้กับโหลดแทนแหล่งจ่าย ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.5 ถึง 1.0 วินาที คือ ช่วงกระแสไหลดเพิ่มขึ้นในสภาวะแรงดันปกติ ค่า  $p_L$  และ  $q_L$  ในช่วงดังกล่าว มีค่าเท่ากับ 3 kW และ 1 kVar ซึ่งค่า  $q_L$  มีค่าเท่ากับพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF ดังนั้น มุมต่างเฟสระหว่าง  $v_{pcc,a}$  กับ  $v_{La}$  จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ ช่วงเวลาตั้งแต่ 1.5 ถึง 2.0 วินาที คือ ช่วงแรงดันที่แหล่งจ่ายตกชั่วขณะ 20% และช่วงสุดท้าย ตั้งแต่เวลา 2.5 วินาทีเป็นต้นไป คือ ช่วงแรงดันที่แหล่งจ่ายเกินชั่วขณะ 20% จะเห็นได้ค่า  $p_L$  และ  $q_L$  ยังคงมีค่าเท่ากับ 1.6 kW และ 440 Var ซึ่งเท่ากับช่วงกระแสไหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ ดังนั้น มุม  $\delta$  จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ แม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายจะมีการเปลี่ยนแปลง

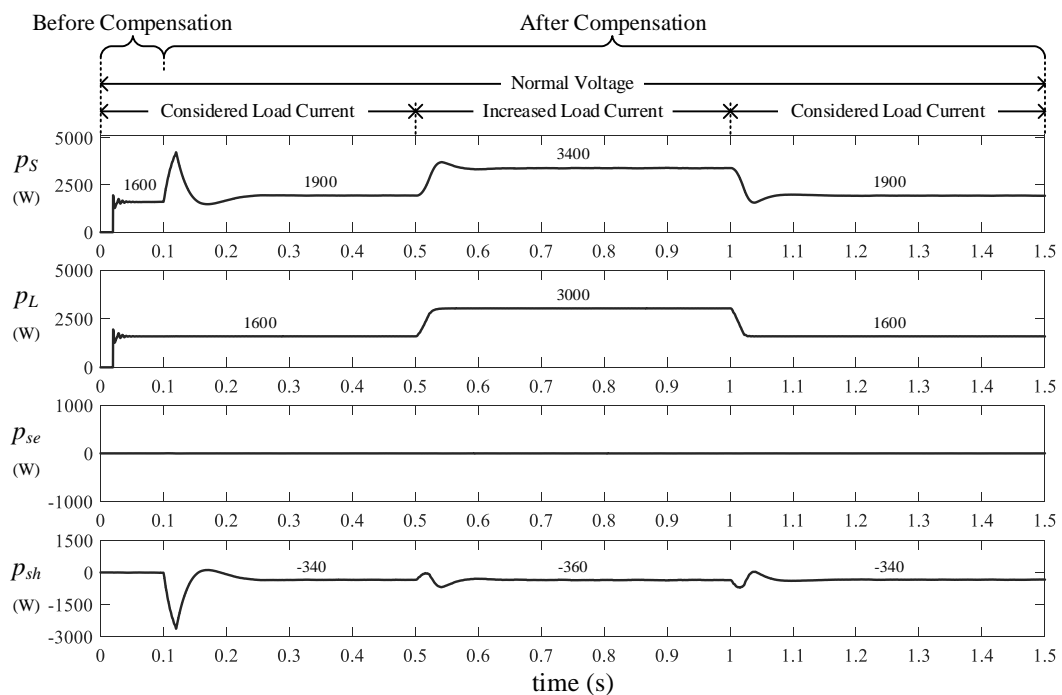


รูปที่ 8-34 ความสัมพันธ์ระหว่างมุม  $\delta$  กับกำลังไฟฟ้าของโหลด ในสภาวะต่างๆ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

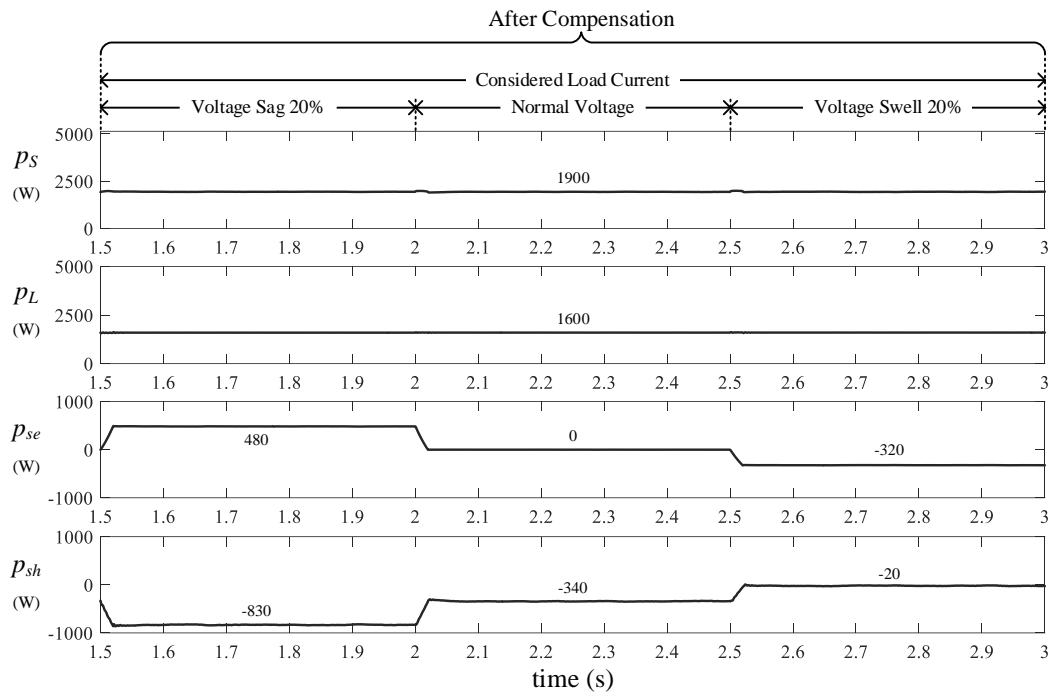
เมื่อพิจารณาทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลงในสภาวะแรงดันปกติ ตั้งแต่เวลา 0.0 ถึง 1.5 วินาที แสดงได้ ดังรูปที่ 8-35(ก) พบว่า ช่วงก่อนการชดเชย ตั้งแต่เวลา 0.0 ถึง 0.1 วินาที ระบบจ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟให้กับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น เท่ากับ 1.6 kW หลังการชดเชย ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.1 ถึง 0.5 วินาที วงจร Shunt APF ดึงค่า  $p_{sh}$  เท่ากับ 350 W เพื่อรักษา  $v_{dc}$  ให้คงที่ตามค่าอ้างอิงที่ออกแบบไว้ ด้วยเหตุนี้ ระบบจำเป็นต้องจ่าย  $p_s$  เพิ่มขึ้น เท่ากับ 1.9 kW ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.5 ถึง 1.0 วินาที กระแสไหลดมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ระบบต้องจ่าย  $p_s$  เพิ่มขึ้น เท่ากับ 3.7 kW ผลของกระแสไหลดที่เพิ่มขึ้น ยังทำให้ค่า  $v_{dc}$  ลดลง

วงจร Shunt APF จึงต้องรับกำลังไฟฟ้าแอกทีฟจากระบบ เท่ากับ 360 W เพื่อรักษา  $v_{dc}$  ให้คงที่ สำหรับค่า  $p_{se}$  จะมีค่าเท่าศูนย์ตลอดเวลา

จากนั้นเมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายเกิดการเปลี่ยนแปลงในช่วงตั้งแต่เวลา 1.5 ถึง 3.0 วินาที ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟในสภาวะดังกล่าว แสดงได้ ดังรูปที่ 8-35(ข) พบว่า ช่วงเวลาตั้งแต่ 1.5 ถึง 2.0 วินาที แหล่งจ่ายเกิดแรงดันตกชั่วขณะ 20% ทำให้วงจร Series APF ต้องจ่าย  $p_{se}$  เท่ากับ 480 W เพื่อรักษา  $v_L$  ให้คงที่ตามค่าอ้างอิง ส่งผลให้  $v_{dc}$  ลดลง วงจร Shunt APF จึงรับ  $p_{sh}$  เท่ากับ 830 W เพื่อควบคุมค่า  $v_{dc}$  ให้คงที่ตามค่าอ้างอิง และช่วงเวลาตั้งแต่ 2.5 ถึง 3.0 วินาที แหล่งจ่ายเกิดแรงดันเกินชั่วขณะ 20% เพื่อรักษา  $v_L$  ให้คงที่ตามค่าอ้างอิง วงจร Series APF จึงต้องรับ  $p_{se}$  เท่ากับ 320 W ทำให้  $v_{dc}$  เพิ่มขึ้น ด้วยเหตุนี้ วงจร Shunt APF จึงจ่าย  $p_{sh}$  เท่ากับ 20 W เพื่อควบคุมค่า  $v_{dc}$  ให้คงที่ตามค่าอ้างอิงที่กำหนดไว้ สังเกตได้ว่า ค่า  $p_{se}$  และ  $p_{sh}$  มีค่าไม่เท่ากัน เนื่องจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียในระบบ เช่น ค่าพารามิเตอร์ของวงจร UPQC กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดในการสวิตช์ เป็นต้น ด้วยเหตุดังกล่าว ระบบจึงต้องจ่ายกำลังไฟฟ้าแอกทีฟเพื่อชดเชยความสูญเสียดังกล่าว



(ก) กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ

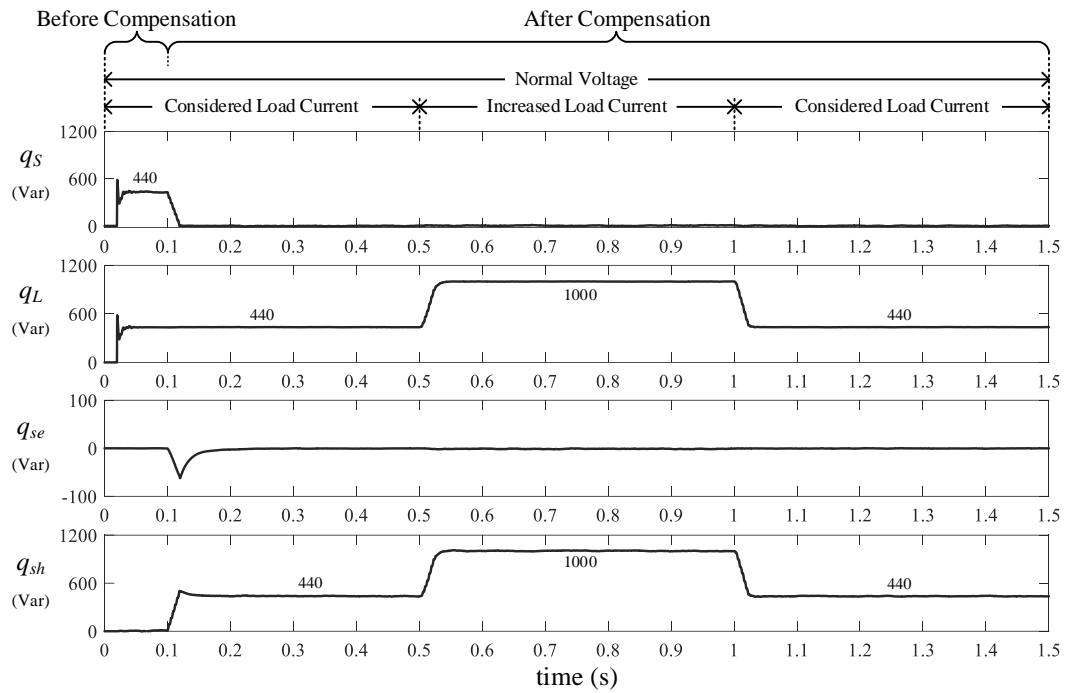


(ข) กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง

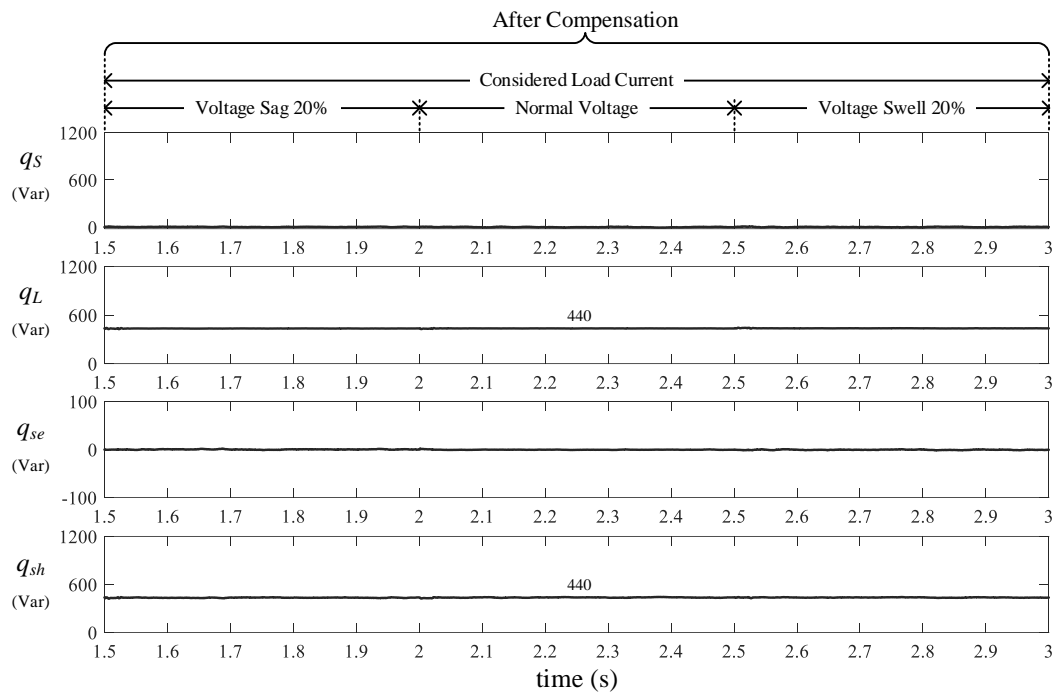
รูปที่ 8-35 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ในสถานะต่างๆ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

ในส่วนทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงในสถานะแรงดันปกติ ตั้งแต่เวลา 0.0 ถึง 1.5 วินาที แสดงได้ ดังรูปที่ 8-36(ก) พบว่า ช่วงก่อนการชดเชย ตั้งแต่เวลา 0.0 ถึง 0.1 วินาที ระบบจ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้กับโหลด เท่ากับ 440 Var ซึ่งมีค่าน้อยกว่าพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF ภายหลังการชดเชย ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.1 ถึง 0.5 วินาที คือ ช่วงกระแสโหลดที่พิจารณาในสถานะแรงดันปกติ จึงมีเฉพาะวงจร Shunt APF เท่านั้นที่จ่ายค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้โหลดแทนระบบ โดยมีค่า  $q_{sh}$  เท่ากับ 440 Var ส่งผลให้ค่า  $q_s$  ลดลง เท่ากับศูนย์ ช่วงเวลาตั้งแต่ 0.5 ถึง 1.0 วินาที คือ ช่วงกระแสโหลดเพิ่มขึ้นในสถานะแรงดันปกติ ทำให้ค่า  $q_L$  เพิ่มขึ้น เท่ากับ 1 kVar ช่วงเวลาตั้งแต่ 1.0 ถึง 1.5 วินาที กระแสโหลดที่เพิ่มขึ้นมีการเปลี่ยนแปลงกลับสู่กระแสโหลดที่พิจารณา ทำให้วงจร Shunt APF ลดการจ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้กับโหลด โดยมีค่า  $q_{sh}$  เท่ากับ 440 Var เช่นเดิม

เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายเกิดการเปลี่ยนแปลง ตั้งแต่เวลา 1.5 ถึง 3.0 วินาที ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าแอกทีฟในสถานะดังกล่าว แสดงได้ ดังรูปที่ 8-36(ข) สังเกตได้ว่า ช่วงเวลาดังกล่าว กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของโหลดมีค่าคงที่ตลอดเวลา แม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายจะมีการเปลี่ยนแปลง ด้วยเหตุนี้ วงจร Shunt APF จึงจ่ายค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้โหลดแทนระบบ โดยมีค่า  $q_{sh}$  เท่ากับ 440 Var



(ก) กรณีกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง ในสภาวะแรงดันปกติ



(ข) กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง

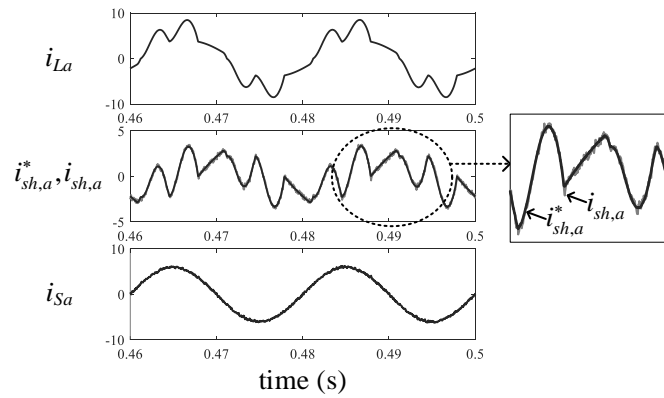
รูปที่ 8-36 ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ ในสภาวะต่างๆ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

#### 8.4.4 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยของวงจร UPQC

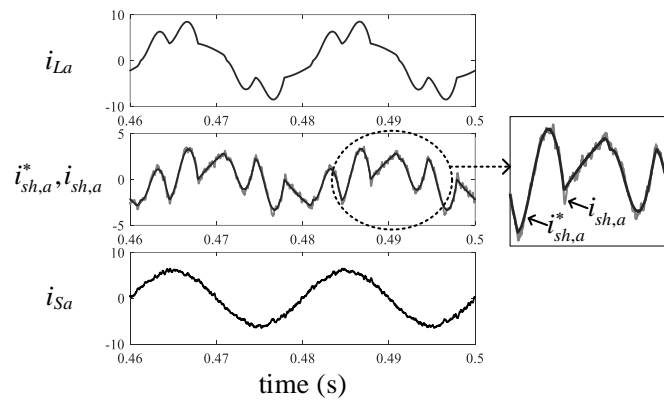
ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยของวงจร UPQC สำหรับระบบสามเฟสสามสายสมดุล โดยจะทำการเปรียบเทียบกับตัวควบคุมสามชนิด คือ ตัวควบคุมแบบทำนายบนแกนดีคิวร่วมกับเทคนิคการสวิตซ์วิธี SVPWM ตัวควบคุมพีโอบนแกนดีคิวร่วมกับเทคนิคการสวิตซ์วิธี SVPWM และตัวควบคุมแบบ SVPWM การทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมทั้งสามชนิดดังกล่าวจะใช้การจำลองสถานการณ์เหมือนในหัวข้อที่ 8.4.2 และ 8.4.3 โดยจะพิจารณาค่า %THD<sub>i</sub> ของกระแสที่แหล่งจ่าย และค่า PF ภายหลังการชดเชย เป็นตัวบ่งชี้สมรรถนะการควบคุม

ผลทดสอบการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมแบบทำนาย ตัวควบคุมพีโอ และตัวควบคุมแบบ SVPWM ในกรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ เมื่อทดสอบกับโหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น แสดงได้ ดังรูปที่ 8-37 จากรูปดังกล่าวได้ยกตัวอย่างกรณีเฟส  $a$  พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{La}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์ โดยมีค่า %THD<sub>i,av</sub> เท่ากับ 25.09 ภายหลังการชดเชย ตัวควบคุมกระแสชดเชยทั้งสามชนิดสามารถควบคุมการผิด  $i_{sh,a}$  ของวงจร UPQC ให้มีลักษณะตามกระแสอ้างอิงที่ได้จากกระบวนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธี PAC เมื่อพิจารณาผลการติดตามของกระแสชดเชยในช่วงที่รูปสัญญาณของกระแสอ้างอิงมีความชันสูง สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณ  $i_{sh,a}$  ที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบทำนายและตัวควบคุมแบบ SVPWM ดังรูปที่ 8-37(ก) และ (ค) มีค่าความคลาดเคลื่อนในการติดตามน้อยกว่ากรณีที่ใช้ตัวควบคุมพีโอ ดังรูปที่ 8-37(ข) จากผลดังกล่าว แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมแบบทำนายและตัวควบคุมแบบ SVPWM มีความไวในการตอบสนองที่ดีกว่าตัวควบคุมพีโอ ผลจากการผิด  $i_{sh,a}$  เข้าสู่ระบบ ส่งผลให้รูปสัญญาณ  $i_{sa}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยมีค่า %THD<sub>i,av</sub> เท่ากับ 1.80 4.75 และ 2.47 ตามลำดับ และเมื่อทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ในกรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ แสดงได้ ดังรูปที่ 8-38 สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณ  $i_{La}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์ โดยมีค่า %THD<sub>i,av</sub> เท่ากับ 49.42 อย่างไรก็ตาม ตัวควบคุมกระแสชดเชยทั้งสามชนิดยังคงสามารถควบคุม  $i_{sh,a}$  ให้มีลักษณะคล้ายตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิง เมื่อพิจารณาผลการติดตามของกระแสชดเชยในช่วงที่รูปสัญญาณของกระแสอ้างอิงมีความชันสูง พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{sh,a}$  ที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบทำนายและตัวควบคุมแบบ SVPWM ดังรูปที่ 8-38(ก) และ (ค) มีค่าความคลาดเคลื่อนในการติดตามน้อยกว่ากรณีที่ใช้ตัวควบคุมพีโอ ดังรูปที่ 8-38(ข) ผลจากการผิดกระแสชดเชย ส่งผลให้รูปสัญญาณ  $i_{sa}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยมีค่า %THD<sub>i,av</sub> เท่ากับ 2.69 6.42 และ 3.91 ตามลำดับ ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของตัวควบคุมกระแสชดเชยทั้งสามชนิด ในสภาวะต่างๆ แสดงได้ ดังตารางที่ 8-9 ถึง 8-12

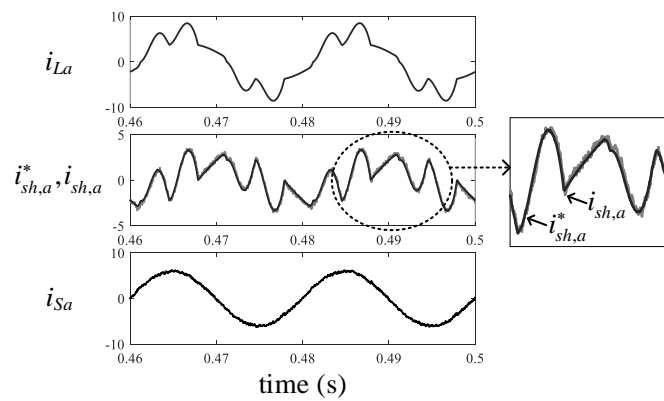




(ก) ตัวควบคุมแบบทำนาย

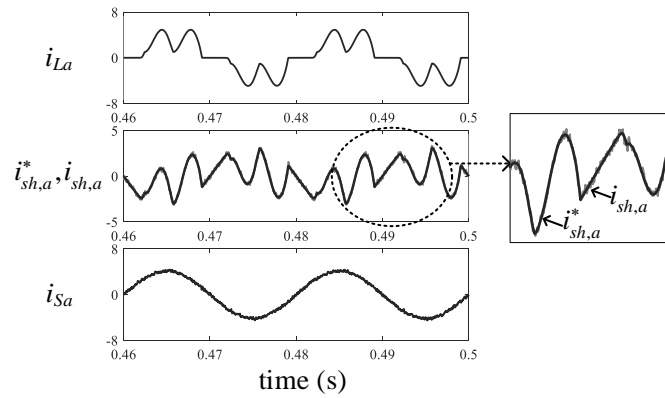


(ข) ตัวควบคุมพีไอ

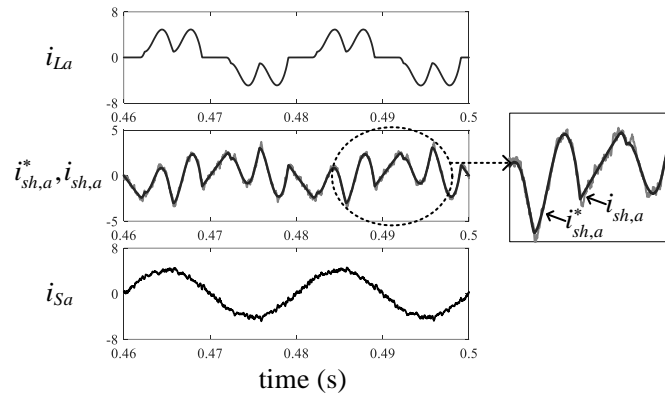


(ค) ตัวควบคุมแบบ SVPWM

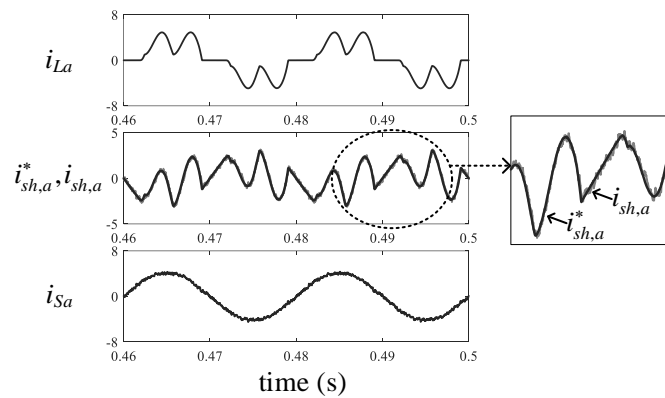
รูปที่ 8-37 ผลทดสอบการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมทำนาย ตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมแบบ SVPWM กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา ในสถานะแรงดันปกติ (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)



(ก) ตัวควบคุมแบบทำนาย



(ข) ตัวควบคุมพีไอ



(ค) ตัวควบคุมแบบ SVPWM

รูปที่ 8-38 ผลทดสอบการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมทำนาย ตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมแบบ SVPWM กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาในสภาวะแรงดันปกติ (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

ตารางที่ 8-9 ผลการทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจร UPQC กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

ดัชนีชี้วัดสมรรถนะ		กรณีกระแสไหลดที่พิจารณา				กระแสไหลดที่เพิ่มขึ้น			
%THD <sub>i</sub>	เฟส	ก่อนการ ชดเชย	ภายหลังการชดเชย			ก่อนการ ชดเชย	ภายหลังการชดเชย		
			PC+SVPWM	PI+SVPWM	SVPWM		PC+SVPWM	PI+SVPWM	SVPWM
	a	25.09	1.84	5.04	2.4	24.06	1.48	5.66	2.14
	b	25.09	1.88	4.05	2.55	24.06	1.45	5.04	2.09
	c	25.09	1.68	5.10	2.46	24.06	1.56	5.81	2.24
	เฉลี่ย	25.09	1.80	4.75	2.47	24.06	1.50	5.52	2.16
PF		0.7609	0.9994	0.9985	0.9988	0.8087	0.9997	0.9985	0.9993

ตารางที่ 8-10 ผลการทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจร UPQC กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง (โหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

ดัชนีชี้วัดสมรรถนะ		กรณีแรงดันตกชั่วขณะ 20%				กรณีแรงดันเกินชั่วขณะ 20%			
%THD <sub>i</sub>	เฟส	ก่อนการ ชดเชย	ภายหลังการชดเชย			ก่อนการ ชดเชย	ภายหลังการชดเชย		
			PC+SVPWM	PI+SVPWM	SVPWM		PC+SVPWM	PI+SVPWM	SVPWM
	a	25.09	1.63	4.01	1.82	25.09	2.27	5.67	3.37
	b	25.09	1.84	3.64	1.86	25.09	2.47	5.51	3.2
	c	25.09	1.63	3.77	1.89	25.09	2.29	5.06	2.99
	เฉลี่ย	25.09	1.70	3.81	1.86	25.09	2.35	5.42	3.19
PF		0.7609	0.9995	0.9989	0.9993	0.7609	0.9991	0.9980	0.9983

ตารางที่ 8-11 ผลการทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจร UPQC กรณีกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

ดัชนีชี้วัดสมรรถนะ		กรณีกระแสไหลดที่พิจารณา				กระแสไหลดที่เพิ่มขึ้น			
%THD <sub>i</sub>	เฟส	ก่อนการ ชดเชย	ภายหลังการชดเชย			ก่อนการ ชดเชย	ภายหลังการชดเชย		
			PC+SVPWM	PI+SVPWM	SVPWM		PC+SVPWM	PI+SVPWM	SVPWM
	a	49.42	2.77	6.21	3.43	35.75	1.78	6.95	3.02
	b	49.42	2.68	6.73	4.05	35.75	2.07	7.07	3.07
	c	49.42	2.62	6.31	4.21	35.75	1.64	5.82	2.81
	เฉลี่ย	49.42	2.69	6.42	3.91	35.75	1.84	6.64	2.97
PF		0.8637	0.9988	0.9968	0.9984	0.8937	0.9995	0.9976	0.9993

ตารางที่ 8-12 ผลการทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจร UPQC กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลง (โหลดไม่เป็นเชิงเส้น)

ดัชนีชี้วัดสมรรถนะ		กรณีแรงดันตกชั่วขณะ 20%				กรณีแรงดันเกินชั่วขณะ 20%			
%THD <sub>i</sub>	เฟส	ก่อนการ ชดเชย	ภายหลังการชดเชย			ก่อนการ ชดเชย	ภายหลังการชดเชย		
			PC+SVPWM	PI+SVPWM	SVPWM		PC+SVPWM	PI+SVPWM	SVPWM
	a	49.42	2.29	5.14	2.77	49.42	3.04	7.96	4.46
	b	49.42	2.32	5.82	3.14	49.42	3.15	8.39	4.51
	c	49.42	2.37	5.95	2.67	49.42	3.19	8.03	4.8
	เฉลี่ย	49.42	2.33	5.65	2.87	49.42	3.13	8.13	4.59
PF		0.8637	0.9991	0.9978	0.999	0.8637	0.9983	0.9954	0.9978

จากตารางที่ 8-9 ถึง 8-12 พบว่า ภายหลังจากชดเชย กรณีใช้ตัวควบคุมกระแสแบบ ทำนายบนแกนดีคิว มีค่า %THD<sub>i</sub> น้อยที่สุด และอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE Std.519-2014 แม้ว่า แรงดันที่แหล่งจ่ายและโหลดมีการเปลี่ยนแปลง สำหรับผลทดสอบการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง พบว่า หลังการชดเชย ตัวควบคุมกระแสชดเชยทั้งสามชนิด สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังมีค่า ใกล้เคียงหนึ่งได้ ในทุกสถานการณ์

จากผลทดสอบการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก และการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังที่ ได้นำเสนอข้างต้น สามารถสรุปได้ว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว มีสมรรถนะการทำงานดีกว่าตัวควบคุมแบบ SVPWM และตัวควบคุมพีโอบนแกนดีคิว เรียงตามลำดับ

## 8.5 บทสรุป

เนื้อหาในบทนี้ได้นำเสนอการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบทำนายบน แกนดีคิว สำหรับวงจร UPQC ตัวควบคุมดังกล่าวมีจุดเด่นในการลดค่าความคลาดเคลื่อนจากการ ประสิทธิภาพของการควบคุมแบบดิจิทัล ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวได้รับการออกแบบด้วย การเลือกอันดับของสมการลากรานจ์ที่มีความเหมาะสมกับระบบที่พิจารณา ด้วยการทดสอบสมการ ของลากรานจ์อันดับต่างๆ โดยพิจารณาค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างกระแสอ้างอิงที่ได้จากสมการลา กรานจ์ กับกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC และค่า %THD<sub>i</sub> ภายหลัง การฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ พบว่า ความคลาดเคลื่อนมีค่าน้อยที่สุด เมื่อตัวควบคุมกระแสแบบ ทำนายใช้สมการลากรานจ์อันดับที่ 1 ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์  $a_0$  เท่ากับ 2 และ  $a_1$  เท่ากับ -1 ส่งผล ให้ค่า %THD<sub>i</sub> มีค่าน้อยที่สุด ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ได้รับการออกแบบ ถูกนำมาทดสอบกับ โหลดแต่ละชนิด ในสถานการณ์ต่างๆ เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม แบบทำนาย โดยอาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคโปรเซสเซอร์ในรูป ผลปรากฏว่า ตัวควบคุม แบบทำนายสามารถควบคุมกระแสชดเชยให้มีลักษณะใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุ เอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC โดยพิจารณาได้จากค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างกระแสชดเชยกับ กระแสอ้างอิง ภายหลังจากฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ พบว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมี สมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดีกว่าก่อนการชดเชย โดยพิจารณาจากดัชนีวัดค่า %THD<sub>i</sub> และ PF นอกจากนี้ ระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีโอที่ได้รับการออกแบบด้วยวิธีทาง ดิจิตอลโดยตรง ตัวควบคุมดังกล่าวสามารถควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงให้ได้ตามค่าอ้างอิงที่ได้ออกแบบ ไว้ ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายและโหลดมีการเปลี่ยนแปลง บทนี้ยังได้นำเสนอผลการเปรียบเทียบ สมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกกรณีใช้ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว ตัวควบคุมพีโอ

บนแกนดีคิว และตัวควบคุมแบบ SVPWM ผลปรากฏว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยให้มีลักษณะคล้ายตามกระแสอ้างอิงที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมแบบ SVPWM ส่งผลให้ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมีสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ดีกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมแบบ SVPWM โดยมีค่า %THD<sub>i</sub> น้อยที่สุด และอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE Std.519-2014 ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายและโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

## บทที่ 9 บทสรุปและข้อเสนอแนะ

### 9.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการพัฒนาสมรรถนะของระบบควบคุมสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวมในระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล โดยเริ่มต้นจากการค้นคว้าปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม (UPQC) ซึ่งสามารถแบ่งการสำรวจงานวิจัยออกเป็นห้าส่วนหลัก ได้แก่ โครงสร้างและการออกแบบวงจร UPQC การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก การชดเชยแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะ ระบบควบคุมแรงดันชดเชยและกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจร UPQC ทำให้ผู้วิจัยได้รับพื้นฐาน แนวทางการดำเนินงาน และแนวทางการพัฒนางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจร UPQC ผลการสำรวจงานวิจัยดังกล่าวได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2

ผู้วิจัยได้ศึกษาโครงสร้างและหลักการทำงานของวงจร UPQC ทั้งนี้เพื่อเป็นพื้นฐานสำหรับขั้นตอนการคำนวณและออกแบบในส่วนต่างๆ ซึ่งได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 ในบทที่ 4 ได้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีควบคุมมุมกำลัง (วิธี PAC) วิธีดังกล่าวมีจุดเด่นในเรื่องการแบ่งภาระการชดเชยกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟให้กับระบบ ระหว่างวงจร Series APF กับวงจร Shunt APF โดยการควบคุมมุมเฟสระหว่างแรงดันทางด้านโหลด กับแรงดันทางด้านแหล่งจ่าย เพื่อให้วงจร Series APF จ่ายกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟในส่วนที่เกินพิกัดกำลังของวงจร Shunt APF จากการทำงานดังกล่าว ช่วยลดพิกัดกำลังของวงจร UPQC และเพิ่มความคุ้มค่าในการใช้งานของวงจร Series APF นอกจากนี้วิธี PAC สามารถประยุกต์ใช้งานร่วมกับวิธีชดเชยแรงดันด้วยการควบคุมมุมกำลังไฟฟ้าปรากฏ (UPQC-S) ทำให้วงจร UPQC สามารถจ่ายชดเชยกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ พร้อมกับชดเชยแรงดันตกชั่วขณะ หรือแรงดันเกินชั่วขณะ แต่อย่างไรก็ตามวิธี PAC ใช้วงจรกรองผ่านต่ำ เพื่อแยกสัญญาณตรงสำหรับคำนวณค่ามุมกำลัง แรงดันชดเชยอ้างอิง และกระแสชดเชยอ้างอิง ซึ่งวงจรกรองความถี่ดังกล่าวมีคุณลักษณะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ไม่สมบูรณ์ ซึ่งจะส่งผลให้การคำนวณค่ามุมกำลัง แรงดันชดเชยอ้างอิง และกระแสชดเชยอ้างอิงเกิดความผิดพลาด ข้อบกพร่องดังกล่าวได้รับการปรับปรุงโดยอาศัยหลักการวิเคราะห์แบบ ฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน ข้อดีของวิธี SWFA คือ การคำนวณเพื่อแยกองค์ประกอบสัญญาณตรงออกจากสัญญาณสลับที่มีความถูกต้องแม่นยำ และมีความอ่อนตัวสามารถปรับใช้กับระบบใดๆ ได้ง่ายกว่าวงจรกรองผ่านต่ำ นอกจากนี้ ยังใช้เวลาการคำนวณสั้นซึ่งเหมาะกับการใช้งานจริง การระบุเอกลักษณ์ระหว่างวิธีการดั้งเดิมและวิธีการใหม่ได้รับการทดสอบและเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงาน โดยฟังผลการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้าในโปรแกรม MATLAB ร่วมกับโปรแกรม Simulink ผลการทดสอบ พบว่า การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก

ด้วยวิธีการใหม่ให้สมรรถนะการคำนวณค่ามุมกำลัง แรงดันชดเชยอ้างอิง และกระแสชดเชยอ้างอิงที่ ดีกว่าวิธีการดั้งเดิม ดังนั้น การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC แบบใหม่ จึงถูกนำมาใช้กับ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 5 นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า รวมบนแกนสามเฟส และบนแกนตีควิ โครงสร้างหลักของวงจร UPQC ประกอบด้วยวงจร Series APF และวงจร Shunt APF ผู้วิจัยจึงได้แยกวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแต่ละวงจร โดยอาศัยกฎแรงดัน และกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ในการวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บน แกนสามเฟส และแปลงแบบจำลองดังกล่าวให้อยู่บนแกนตีควิ ด้วยหลักการแปลงของปาร์ค แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้นำเสนอได้รับการตรวจสอบและยืนยันความถูกต้อง ผ่านการจำลอง สถานการณ์ระหว่างโปรแกรม m-file ซึ่งได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ กับโปรแกรม Simulink ซึ่งได้จากบล็อกสำเร็จรูป ผลการทดสอบ พบว่า ผลตอบสนองของกระแสชดเชยบนแกนตีควิ แรงดัน ชดเชยบนแกนตีควิ และแรงดันบัลไฟตรง ที่ได้จากโปรแกรมทั้งสองมีลักษณะคล้ายตามกัน ใน งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Shunt APF บนแกนตีควิได้ถูกนำมาใช้ ในการออกแบบระบบควบคุมกระแสชดเชย สำหรับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF ไม่ได้ถูกนำมาใช้ออกแบบระบบควบคุมแรงดันชดเชย เนื่องจากงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้น แก้ปัญหาแรงดันตกชั่วขณะ และแรงดันเกินชั่วขณะ ซึ่งปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขด้วยวิธีการ ควบคุมเวกเตอร์หนึ่งหน่วย (UVTG) ซึ่งวิธีดังกล่าวมีโครงสร้างไม่ซับซ้อนและไม่ต้องพึ่งพาแบบจำลอง ทางคณิตศาสตร์ อย่างไรก็ตาม แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร Series APF บนแกนตีควิ สามารถนำไปใช้เพื่อออกแบบระบบควบคุมแรงดันชดเชยสำหรับแก้ปัญหาแรงดันฮาร์มอนิกในอนาคต

บทที่ 6 ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงที่พิจารณาพลังงานสะสม ในตัวเก็บประจุด้วยวิธีทางระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง เนื่องด้วยแนวทางดังกล่าวไม่พึ่งพาเทคนิคการ ประมาณรากที่สองของ  $V_{dc}^2$  ส่งผลให้ลดความซับซ้อนในการออกแบบและวิเคราะห์ โดยที่ค่าพลังงาน ดังกล่าวสามารถนำไปใช้ร่วมกับกระบวนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC สำหรับตัวควบคุม พีไอถูกพิจารณาในระบบนี้ เนื่องจากตัวควบคุมดังกล่าวให้ผลตอบสนองในสถานะคงตัวที่ดี ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอถูกออกแบบโดยใช้วิธีทางดิจิตอลโดยตรง เพื่อให้เหมาะสมกับชุด ควบคุมแบบดิจิตอลในงานทางด้านปฏิบัติ ผลการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม MATLAB ร่วมกับ โปรแกรม Simulink พบว่า ตัวควบคุมพีไอสามารถควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงให้คงที่ตามค่าอ้างอิงที่ ได้ออกแบบไว้ ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายและโหลดมีการเปลี่ยนแปลง โดยที่วงจร UPQC สามารถ ชดเชยแรงดันทางด้านโหลดกรณีแรงดันตกชั่วขณะและเกินชั่วขณะ รวมถึงยังคงสามารถกำจัดกระแส ฮาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้มีเท่ากับหนึ่ง นอกจากนี้ บทนี้ยังได้นำเสนอการ



ออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจร UPQC ได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ วงจรกรองความถี่แบบ LC หม้อแปลงอนุกรม ตัวเก็บประจุ และค่าแรงดันบัลไฟตรง ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวได้รับการออกแบบให้เหมาะสมกับวงจรสามเฟสสามสาย

เทคนิคการสวิตช์อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในระบบควบคุมแรงดันขดเซยและกระแสขดเซยของวงจร UPQC เป็นองค์ประกอบส่วนหนึ่งที่ส่งผลต่อสมรรถนะการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้มุ่งเน้นในการพัฒนาสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก จากการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับเทคนิคการสวิตช์สำหรับวงจร UPQC ตั้งแต่อดีตถึงปัจจุบัน พบว่า วิธีพีดีบีเอเอ็ม (PWM) ตัวควบคุมฮีสเตอร์ซิส (HC) และวิธีสเปซเวกเตอร์พีดีบีเอเอ็ม (SVPWM) ทั้งสามวิธีเป็นที่นิยมใช้งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน ดังนั้นเนื้อหาในบทที่ 7 จึงได้นำเสนอเกี่ยวกับหลักการการทำงานของแต่ละวิธี การจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานของแต่ละวิธี ในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายและโหลดมีการเปลี่ยนแปลง รวมทั้งเวลาสุ่มตัวอย่างที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าเพิ่มขึ้น โดยการทดสอบดังกล่าวถูกทดสอบกับระบบควบคุมแบบ PWM สำหรับวงจร UPQC ในระบบสามเฟสสมดุล จากผลการทดสอบ พบว่าวิธี SVPWM เป็นวิธีที่มีสมรรถนะการสร้างสัญญาณกระแสขดเซยใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงที่ดี โดยพิจารณาจากค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสขดเซย ถึงแม้ว่าเวลาสุ่มตัวอย่างจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้วงจร UPQC มีสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดีกว่าวิธีอื่น โดยที่ค่า %THD<sub>i</sub> อยู่ในเกณฑ์มาตรฐาน IEEE Std.519-2014 ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายและโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง อย่างไรก็ตาม วิธี SVPWM มีสมรรถนะการติดตามค่ากระแสอ้างอิงกับกระแสขดเซยไม่ผิดในช่วงที่รูปสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงสูง ซึ่งประเด็นดังกล่าวนำไปสู่การพัฒนาการควบคุมกระแสขดเซยให้ดีขึ้น

บทที่ 8 ได้นำเสนอตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิว ตัวควบคุมดังกล่าวทำหน้าที่ควบคุมการผิดกระแสขดเซยให้มีลักษณะคล้อยตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก จุดเด่นของตัวควบคุมแบบทำนาย คือ ลดความคลาดเคลื่อนระหว่างสัญญาณขดเซยกับสัญญาณอ้างอิง ซึ่งเกิดจากผลการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิตอล นอกจากนี้ตัวควบคุมดังกล่าวถูกพิจารณาบนแกนดีคิวมีวัตถุประสงค์เพื่อลดความซับซ้อนในการควบคุมบนแกนสามเฟสให้เหลือเพียงสองแกน การออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมแบบทำนายอาศัยสมการของลากรานจ์ จากผลการทดสอบ พบว่า สมการของลากรานจ์อันดับที่หนึ่ง ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์  $a_0$  เท่ากับ 2 และค่า  $a_1$  เท่ากับ -1 มีสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดีกว่าสมการของลากรานจ์อันดับอื่น โดยพิจารณาจากค่า %THD<sub>i</sub> และค่าความคลาดเคลื่อนของกระแสอ้างอิงที่ได้จากการประมาณด้วยสมการของลากรานจ์ กับกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์วิธี PAC แบบใหม่ การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคโพรเซสเซอร์ในลูป (Processor in the Loop) ถูกนำมาใช้เป็น

เครื่องมือทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ระบบควบคุมทั้งหมดสำหรับวงจร UPQC ปฏิบัติการบนบอร์ด eZdsp™ F28335 ซึ่งการทดสอบดังกล่าวถูกแบ่งออกเป็นสองระบบ ซึ่งถูกทดสอบกับโหลดแตกต่างกัน คือ ระบบที่หนึ่งต่อกับโหลดเชิงเส้นสมดุลและโหลดไม่เป็นเชิงเส้น และระบบที่สองต่อกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ผลการทดสอบ พบว่าตัวควบคุมกระแสแบบทำนายบนแกนดีคิวสามารถควบคุมกระแสชดเชยให้มีลักษณะคล้ายตามกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PAC แบบใหม่ สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยชี้วัดได้จากค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสชดเชย ส่งผลให้สมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดีกว่าก่อนการชดเชย โดยพิจารณาจากค่า %THD<sub>i</sub> ซึ่งอยู่ในเกณฑ์มาตรฐาน IEEE Std.519-2014 ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายและโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลงสำหรับการควบคุมแรงดันชดเชยด้วยวิธี UVTG ในกรณีเกิดแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะ วงจร Series APF สามารถป้องกันแรงดันชดเชยซึ่งมีลักษณะคล้ายตามแรงดันชดเชยอ้างอิง โดยพิจารณาจากค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันอ้างอิงกับแรงดันชดเชย จึงทำให้วงจร UPQC สามารถรักษาแรงดันทางด้านโหลดให้มีค่าคงที่ตามค่าอ้างอิง อีกทั้งวงจร Series APF สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังร่วมกับวงจร Shunt APF ตามอัลกอริทึมของวิธี PAC ทำให้ค่า PF หลังการชดเชย เท่ากับหนึ่ง นอกจากนี้ตัวควบคุมพีไอในส่วนระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสามารถควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่ตามค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงได้ ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายและโหลดมีการเปลี่ยนแปลง การทดสอบเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกระหว่างตัวควบคุมแบบทำนายบนแกนดีคิว ตัวควบคุมพีไอบนแกนดีคิว และตัวควบคุมแบบ SVPWM โดยจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคโปรเซสเซอร์ในรูป ผลการทดสอบ พบว่า สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดีของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ส่งผลให้วงจร UPQC ที่มีระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบทำนายมีสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมแบบ SVPWM ถึงแม้ว่าแหล่งจ่ายแรงดันและโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง

## 9.2 ข้อเสนอแนะเพื่อการพัฒนางานวิจัยในอนาคต

1. ควรมีงานภาคปฏิบัติสำหรับวงจร UPQC ที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน รวมถึงระบบควบคุมต่างๆที่ได้ออกแบบไว้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เพื่อยืนยันผลการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าของวงจร UPQC
2. ควรมีการศึกษาเพิ่มเติมในส่วนของปัญหาที่เกิดจากแรงดันฮาร์มอนิก และความผันผวนของกำลังในระบบไฟฟ้า ทั้งนี้เพื่อนำไปสู่การปรับปรุง และพัฒนาระบบควบคุมของวงจร UPQC ให้มีสมรรถนะการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าที่ดียิ่งขึ้น

3. ควรมีการพัฒนาต่อยอดการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกวิธี PAC แบบใหม่ ให้สามารถเลือกกำจัดกระแสฮาร์โมนิกได้บางอันดับ รวมทั้งการระบุปริมาณแรงดันฮาร์โมนิก เพื่อเพิ่มสมรรถนะการทำงานของวงจร UPQC ในการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า

3. ควรมีการพัฒนาในส่วนระบบควบคุมต่างๆของวงจร UPQC ให้มีสมรรถนะการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าที่ดียิ่งขึ้น โดยการเลือกใช้ตัวควบคุมทางปัญญาเชิงคำนวณแบบผสม

4. ควรมีการศึกษา และดำเนินการวิเคราะห์เกี่ยวกับเสถียรภาพของระบบควบคุมแรงดันชดเชยและกระแสชดเชยสำหรับวงจร UPQC

5. ควรมีการศึกษา และดำเนินการเกี่ยวกับการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้วยวงจร UPQC สำหรับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส และระบบไฟฟ้าสามเฟสสี่สาย นอกเหนือจากการพิจารณาระบบไฟฟ้าสามเฟสสามสายอย่างเดียว

6. ควรมีการปรับขนาดของระบบที่ทดสอบในการจำลองสถานการณ์ให้มีขนาดใกล้เคียงกับงานในทางด้านปฏิบัติมากขึ้น เช่น การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจร UPQC การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เป็นต้น

7. ควรมีการพิจารณาจากปัจจัยอื่นๆ ที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของระบบควบคุม เช่น การใช้เวลาในการประมวลผลการทำงาน ทรัพยากรที่ใช้ทำงาน ความซับซ้อนในการใช้งาน เป็นต้น ทั้งนี้เพื่อให้ความสำคัญของการปรับปรุงสมรรถนะการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ามากยิ่งขึ้น

## เอกสารอ้างอิง

- [1] A. Teke and L. Saribulut, "A Novel Reference Signal Generation Method for Power-Quality Improvement of Unified Power-Quality Conditioner," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 26, no. 4, pp. 2205-2214, Oct. 2011.
- [2] R. A. Modesto, S. A. Oliveira, A. A. Oliveira, and V. D. Bacon, "A Versatile Unified Power Quality Conditioner Applied to Three-Phase Four-Wire Distribution Systems Using a Dual Control Strategy," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 8, pp. 5503-5514, Aug. 2016.
- [3] S. Devassy and B. Singh, "Design and Performance Analysis of Three-Phase Solar PV Integrated UPQC," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, No. 1, pp. 73-81, Feb. 2018.
- [4] Y. Y. Kolhatkar and S. P. Das, "Experimental Investigation of a Single-Phase UPQC With Minimum VA Loading," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 1, pp. 373-380, Jan. 2007.
- [5] V. Khadkikar, "Enhancing Electric Power Quality Using UPQC: A Comprehensive Overview," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2284-2297, May. 2012.
- [6] L. B. G. Campanhol, S. A. O. Silva, A. A. Oliveira, and V. D. Bacon, "Single-Stage Three-Phase Grid-Tied PV System With Universal Filtering Capability Applied to DG Systems and AC Microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 12, pp. 9131-9142, Dec. 2017.
- [7] M. Kesler and E. Ozdemir, "Synchronous-Reference-Frame-Based Control Method for UPQC Under Unbalanced and Distorted Load Conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 3967-3975, Sep. 2011.
- [8] A. Patel, H. D. Mathur, and S. Bhanot, "Enhancing VA sharing between the shunt and series APFs of UPQC with a modified SRF-PAC method," *IET Power Electron.*, vol. 13, no. 2, pp. 275-285, Oct. 2019.
- [9] B. Han, B. Bae, S. Beak, and G. Jang, "New Configuration of UPQC for Medium-Voltage Application," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, no. 3, pp. 1438-1444, Jul. 2006.
- [10] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, John Wiley & Sons Inc., 2007.

- [11] V. Khadkikar and A. Chandra, "A New Control Philosophy for a Unified Power Quality Conditioner (UPQC) to Coordinate Load-Reactive Power Demand Between Shunt and Series Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 2522-2534, Oct. 2008.
- [12] A. Q. Ansari, B. Singh, and M. Hasan, "Algorithm for power angle control to improve power quality in distribution system using unified power equality conditioner," *IET Generation, Transmiss. Distrib.*, vol.9, no. 12, pp. 1439-1447, Mar. 2015.
- [13] V. Khadkikar, "Fixed and variable power angle control methods for unified power quality conditioner: operation, control and impact assessment on shunt and series inverter kVA loading," *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 7, pp. 1299-1307, Feb. 2013.
- [14] S. Sujitjorn, K.-L. Areerak, and T. Kulworawanichpong, "The DQ Axis With Fourier (DQF) Method for Harmonic Identification," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 1, pp. 737-739, Jan. 2007.
- [15] G. S. Kumar, B. K. Kumar, and M. K. Mishra, "Mitigation of Voltage Sags with Phase Jumps by UPQC with PSO-Based ANFIS," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 26, no. 4, pp. 2761-2773, Oct. 2011.
- [16] W. C. Lee, D. M. Lee, and T. K. Lee, "New Control Scheme for a Unified Power-Quality Conditioner Compensator-Q With Minimum Active Power Injection," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 25, no. 2, pp. 1068-1076, Apr. 2010.
- [17] V. Khadkikar and A. Chandra, "UPQC-S: A Novel Concept of Simultaneous Voltage Sag/Swell and Load Reactive Power Compensations Utilizing Series Inverter of UPQC," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2414-2425, Sep. 2011.
- [18] G. Wang and Y. W. Li, "Parabolic PWM for Current Control of Voltage-Source Converters (VSCs)," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 10, pp. 3491-3496, Oct. 2010.
- [19] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 584-592, March 2007.

- [20] J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, and U. Ammann, "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 495-503, Feb. 2007.
- [21] C. Kuma and M. K. Mishra, "Predictive Voltage Control of Transformerless Dynamic Voltage Restorer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 2693-2697, May. 2015.
- [22] K. Zhou and D. Wang, "Relationship between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 1, pp. 186-196, Feb. 2002.
- [23] *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, IEEE Standard 519-2014.
- [24] H. Fujita and H. Akagi, "The Unified Power Quality Conditioner: The Integration of Series- and Shunt-Active Filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 2, pp. 315-322, Mar. 1998.
- [25] L. Benchaïta, S. Saadate and A. Salem Nia, "A Comparison of Voltage Source and Current Source Shunt Active Filter by Simulation and Experimentation," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 14, no. 2, pp. 642-647, May. 1999.
- [26] J. A. Munoz, J. R. Espinoza, C. R. Baier, L. A. Moran, E. E. Espinosa, P. E. Melin, and D. G. Sbarbaro, "Design of a Discrete-Time Linear Control Strategy for a Multicell UPQC," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 10, pp. 3797-3807, Oct. 2012.
- [27] H. Akagi, "Trends in Active Power Line Conditioners," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, no. 3, pp. 263-268, May. 1994.
- [28] G. W. Chang and W. C. Chen, "A New Reference Compensation Voltage Strategy for Series Active Power Filter Control," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, no. 3, pp. 1754-1756, May. 2006.
- [29] M. Forghani and S. Afsharnia, "Online Wavelet Transform-Based Control Strategy for UPQC Control System," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 1, pp. 481-491, Jan. 2007.

- [30] U. K. Rao, M. K. Mishra, and A. Ghosh, "Control Strategies for Load Compensation Using Instantaneous Symmetrical Component Theory Under Different Supply Voltages," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 23, no. 4, pp. 2310-2317, Oct. 2008.
- [31] B. Han, B. Bae, S. Beak, and G. Jang, "New Configuration of UPQC for Medium-Voltage Application," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, no. 3, pp. 1438-1444, Jul. 2006.
- [32] M. Basu, S. P. Das, and G. K. Dubey, "Investigation on the performance of UPQC-Q for voltage sag mitigation and power quality improvement at critical load point," *IET Generation, Transmiss. Distrib.*, vol. 2, no. 3, pp. 414-423, 2008.
- [33] W. C. Lee, D. M. Lee, and T. K. Lee, "New Control Scheme for a Unified Power-Quality Conditioner Compensator-Q With Minimum Active Power Injection," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 25, no. 2, pp. 1068-1076, Apr. 2010.
- [34] Y. Rong, C. Li, H. Tang, and X. Zheng, "Output Feedback Control of Single-Phase UPQC Based on a Novel Model," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 24, no. 3, pp. 1586-1597, Jul. 2009.
- [35] K. H. Kwan, Y. C. Chu, and P. L. So, "Model-Based  $H_{\infty}$  of a Unified Power Quality Conditioner," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 7, pp. 2493-2504, Jul. 2009.
- [36] I. Axente, J. N. Ganesh, M. Basu, M. F. Conlon, and K. Gaughan, "A 12-kVA DSP-Controlled Laboratory Prototype UPQC Capable of Mitigating Unbalance in Source Voltage and Load Current," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 6, pp. 1471-1479, Jun. 2010.
- [37] S. B. Karanki, M. K. Mishra, and B. K. Kumar, "Particle Swarm Optimization-Based Feedback Controller for Unified Power-Quality Conditioner," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 25, no. 4, pp. 2814-2824, Oct. 2010.
- [38] M. Fatiha, M. Mohamed, and A. Nadia, "New hysteresis control band of an unified power quality conditioner," *Electric Power Systems Research*, vol. 81, pp. 1743-1753, Jun. 2011.
- [39] A. E. Leon, S. J. Amodeo, J. A. Solsona, and M. I. Valla, "Non-linear optimal controller for unified power quality conditioners," *IET Power Electron.*, vol. 4, no. 4, pp. 435-446, Apr. 2011.

- [40] R. K. Patjoshi and K. Mahapatra, "High-performance unified power quality conditioner using non-linear sliding mode and new switching dynamics control strategy," *IET Power Electron.*, vol. 12, no. 8, pp. 863–874, Feb. 2017.
- [41] S. K. Dash and P. K. Ray, "Power Quality Improvement Utilizing PV Fed Unified Power Quality Conditioner Based on UV-PI and PR-R Controller," *IEEE Trans. Power Electron. Appl.*, vol. 3, no. 3, pp. 243-253, Sep. 2018.
- [42] S. R. Choudhury, A. Das, S. Anand, S. Tungare, and Y. Sonawane, "Adaptive shunt filtering control of UPQC for increased nonlinear loads," *IET Power Electron.*, vol. 12, no. 3, pp. 243-253, Sep. 2018.
- [43] B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, and B. Singh, "Fuzzy control algorithm for universal active filter," in *Proc. Power Quality Conf.*, Oct. 14-18, 1988, pp. 73-80.
- [44] L. M. Landaeta, C. A. Sepulveda, J. R. Espinoza, and C. R. Baier, "A Mixed LQRI/PI based Control for Three-Phase UPQCs," in *Proc. 32nd Annu. Conf. Ind. Electron. Soc.*, Nov. 9-10, 2006. pp. 73-80.
- [45] A. J. Laxmi, T. R. Das, U. Rao, K. Sreekanthi, and K. Rayudu, "Different control strategies for unified power quality conditioner at load side," in *Proc. 1st IEEE Conf. Ind. Electron. Appl.*, May. 24-26, 2006. pp. 1-7.
- [46] V. G. Kinhal, P. Agarwal, and H. O. Gupta, "Performance investigation of neural-network-based unified power-quality conditioner," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 26, no. 1, pp. 431-437, Jan. 2011.
- [47] W. Leonhard, *Introduction to Control Engineering and Linear Control System*, New Delhi, 1976.
- [48] พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, "การควบคุมกระแสขดเคยของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มบนแกนตีคิว," วิทยานิพนธ์ปริญญาโทมหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2554.
- [49] S. B. Karanki, N. Gedda, M. K. Mishra, and B. K. Kumar, "A Modified Three-Phase Four-Wire UPQC Topology With Reduced DC-Link Voltage Rating," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60. no. 9, pp. 3555-3566, Sep. 2013.
- [50] D. M. E. Ingram and S. D. Round, "A Novel Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter," in *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, 1997, pp. 744-749.



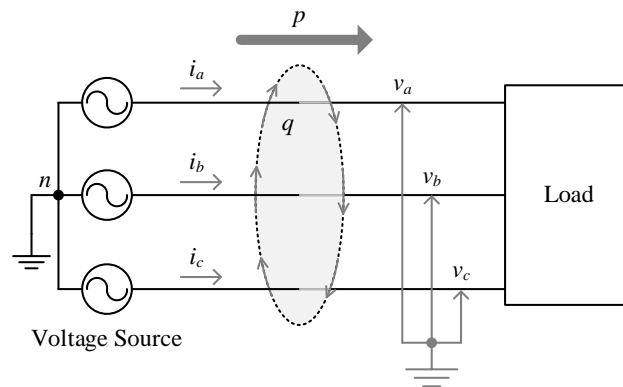
- [51] T. Thomas, K. Haddad, G. Joos, and A. Jaddfari, "Design and Performance of Active Power Filter," in *Proc. IEEE Conf. Power Electron. Drive Syst.*, pp. 744-749.
- [52] M. H. Rashid, *Power Electronic: Handbook*. Don Mills, ON, Canada Academic, 2001.
- [53] *ข้อกำหนดเกี่ยวกับการปฏิบัติการระบบโครงข่ายไฟฟ้าของการไฟฟ้าฝ่ายผลิตแห่งประเทศไทย, การไฟฟ้าฝ่ายผลิตแห่งประเทศไทย, ธันวาคม 2562*
- [54] C. L. Phillips and R. D. Harbor, *Feedback Control System*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.
- [55] พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, "การควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย," *วิทยานิพนธ์ปริญญาคุชฎบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2559.*
- [56] ทศพร ณรงค์ฤทธิ, "การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล," *วิทยานิพนธ์ปริญญามหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2552.*
- [57] ทศพร ณรงค์ฤทธิ, "การออกแบบตัวควบคุมพีซีแบบปรับตัวสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานในระบบสามเฟสสมดุล," *วิทยานิพนธ์ปริญญาคุชฎบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2557.*
- [58] สุขสันต์ ดิยารัชกุล, "การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว," *วิทยานิพนธ์ปริญญามหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2555.*
- [59] Texas Instrument Laboratories Technical Staff, *TMS320x2833x, TMS320x2823x Technical Reference Manual*, Texas Instruments, 2020

ภาคผนวก ก

การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า

### ก.1 การคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าในระบบสามเฟสสามสาย

การหาผลเฉลยของค่ากำลังไฟฟ้าในระบบสามเฟสสามสาย เริ่มต้นจากการพิจารณา ระบบไฟฟ้าสามสายสามเฟส ดังรูปที่ ก-1 พบว่า ค่ากำลังไฟฟ้าแบ่งออกเป็นสองส่วน ประกอบด้วย ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟที่พจนะหนึ่ง ( $p$ ) และค่ากำลังไฟฟารีแอกทีฟที่พจนะหนึ่ง ( $q$ )



รูปที่ ก-1 ระบบไฟฟ้าสามเฟสสามสาย

ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ โหลดที่ถูกทดสอบเป็นโหลดเชิงเส้นสามเฟสสมดุล และ โหลดไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้เกิดปริมาณกระแสฮาร์โมนิกขึ้น ซึ่งจะปรากฏเฉพาะฮาร์โมนิกอันดับที่ 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 35, 37, 41, 43, 47 และ 49 (อันดับสูงสุดของฮาร์โมนิกที่พิจารณา เท่ากับ 50) ปริมาณกระแสที่ความถี่ฮาร์โมนิกดังกล่าวถูกนำมารวมกับปริมาณกระแสที่ความถี่มูลฐานจะได้สมการของกระแสโหลดบนแกนสามเฟส ดังสมการที่ (ก-1)

$$\left. \begin{aligned} i_{La} &= I_1 \sin(\omega t) + I_5 \sin(5\omega t) + I_7 \sin(7\omega t) + \dots \\ &\quad + I_{47} \sin(47\omega t) + I_{49} \sin(49\omega t) \\ i_{Lb} &= I_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_5 \sin\left(5\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + I_7 \sin\left(7\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \\ &\quad + I_{47} \sin\left(47\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + I_{49} \sin\left(49\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{Lc} &= I_1 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + I_5 \sin\left(5\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_7 \sin\left(7\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \\ &\quad + I_{47} \sin\left(47\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_{49} \sin\left(49\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad (\text{ก-1})$$

แรงดันทางด้านโหนดที่พิจารณาในระบบ กำหนดให้มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์ และสมมูล แสดงได้ ดังรูปที่ (ก-2)

$$\left. \begin{aligned} v_{La} &= V_1 \sin(\omega t) \\ v_{Lb} &= V_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{Lc} &= V_1 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad (\text{ก-2})$$

แรงดันทางด้านโหนดและกระแสโหนดบนแกนสามเฟส ถูกแปลงให้อยู่บนแกน  $\alpha\beta$  ด้วยกฎการแปลงเมตริกซ์คลาร์ก ดังสมการที่ (ก-3) และ (ก-4) ตามลำดับ ผลลัพธ์ดังกล่าวถูกนำไปใช้ คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta$

$$\left. \begin{aligned} v_{L\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} V_1 \sin(\omega t) \\ v_{L\beta} &= -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} V_1 \cos(\omega t) \end{aligned} \right\} \quad (\text{ก-3})$$

$$\left. \begin{aligned} i_{L\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \left[ I_1 \sin(\omega t) + I_5 \sin(5\omega t) + I_7 \sin(7\omega t) + \dots \right. \\ &\quad \left. + I_{47} \sin(47\omega t) + I_{49} \sin(49\omega t) \right] \\ i_{L\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \left[ -I_1 \cos(\omega t) + I_5 \cos(5\omega t) - I_7 \cos(7\omega t) + \dots \right. \\ &\quad \left. + I_{47} \cos(47\omega t) - I_{49} \cos(49\omega t) \right] \end{aligned} \right\} \quad (\text{ก-4})$$

### ก.1.1 การคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟ

นิยามของค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟขณะหนึ่งสามารถอธิบายได้ ดังสมการที่ (ก-5) จากสมการดังกล่าว เมื่อพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟบนแกนสามเฟสแสดงได้ ดังสมการที่ (ก-6) และเมื่อพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟบนแกน  $\alpha\beta 0$  แสดงได้ ดังสมการที่ (ก-7) เนื่องจากระบบที่พิจารณาคือระบบสามเฟสสามสาย ส่วนประกอบลำดับศูนย์ของแรงดันและกระแสจึงไม่ถูกพิจารณา ทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟบนแกน  $\alpha\beta$  แสดงได้ ดังสมการที่ (ก-8)

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

$$P_{abc} = \mathbf{v}_{abc} \cdot \mathbf{i}_{abc} = [v_a \quad v_b \quad v_c] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (\text{ก-6})$$

$$P_{\alpha\beta 0} = \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = [v_\alpha \quad v_\beta \quad v_0] \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (\text{ก-7})$$

$$P_{\alpha\beta} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (\text{ก-8})$$

การคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟของโหลดบนแกน  $\alpha\beta$  แสดงได้ ดังสมการที่ (ก-9)

$$P_{L,\alpha\beta} = P_{L\alpha} + P_{L\beta} \quad (\text{ก-9})$$

โดยที่

$$P_{L\alpha} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_1 I_1 \sin^2(\omega t) + V_1 I_5 \sin(\omega t) \sin(5\omega t) \\ + V_1 I_7 \sin(\omega t) \sin(7\omega t) + \dots \\ + V_1 I_{47} \sin(\omega t) \sin(47\omega t) \\ + V_1 I_{49} \sin(\omega t) \sin(49\omega t) \end{bmatrix}$$

$$P_{L\beta} = -\frac{3}{2} \begin{bmatrix} -V_1 I_1 \cos^2(\omega t) + V_1 I_5 \cos(\omega t) \cos(5\omega t) \\ -V_1 I_7 \cos(\omega t) \cos(7\omega t) + \dots \\ + V_1 I_{47} \cos(\omega t) \cos(47\omega t) + \\ -V_1 I_{49} \cos(\omega t) \cos(49\omega t) \end{bmatrix}$$

จากสมการที่ (ก-9) ดำเนินการจัดรูปใหม่ อาศัยสมการเอกลักษณ์ของตรีโกณมิติ ดังสมการที่ (ก-10) จะได้ผลเฉลยของค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟบนแกน  $\alpha\beta$  ดังสมการที่ (ก-11)

$$\cos(x \pm y) = \cos(x)\cos(y) \mp \sin(x)\sin(y) \quad (\text{ก-10})$$

$$p_{L,\alpha\beta} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_1 I_1 - V_1 I_5 \cos(6\omega t) + V_1 I_7 \cos(6\omega t) + \dots \\ -V_1 I_{47} \cos(48\omega t) + V_1 I_{49} \cos(48\omega t) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-11})$$

### ก.1.2 การคำนวณค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ

นิยามของค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะหนึ่งถูกพิจารณาในรูปของเวกเตอร์ ดังสมการที่ (ก-12) เมื่อพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟบนแกนสามเฟสแสดงได้ ดังสมการที่ (ก-13) และเมื่อพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟบนแกน  $\alpha\beta 0$  แสดงได้ ดังสมการที่ (ก-14) เนื่องจากระบบที่พิจารณาคือระบบสามเฟสสามสาย ส่วนประกอบลำดับศูนย์ของแรงดันและกระแสจึงไม่ถูกพิจารณาด้วยเหตุนี้เวกเตอร์ของค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟบนแกน  $\alpha\beta 0$  แสดงได้ ดังสมการที่ (ก-15) และเมื่อพิจารณานาถของเวกเตอร์กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟบนแกน  $\alpha\beta 0$  แสดงได้ ดังสมการที่ (ก-16)

$$\mathbf{q} = \mathbf{v} \times \mathbf{i} \quad (\text{ก-12})$$

$$\mathbf{q}_{abc} = \mathbf{v}_{abc} \times \mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{vmatrix} v_b & v_c \\ i_b & i_c \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} v_c & v_a \\ i_c & i_a \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} v_a & v_b \\ i_a & i_b \end{vmatrix} \end{bmatrix} \quad (\text{ก-13})$$

$$\mathbf{q}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \times \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} q_\alpha \\ q_\beta \\ q_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{vmatrix} v_\beta & v_0 \\ i_\beta & i_0 \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} v_0 & v_\alpha \\ i_0 & i_\alpha \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ i_\alpha & i_\beta \end{vmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\beta i_0 - v_0 i_\beta \\ v_0 i_\alpha - v_\alpha i_0 \\ v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \end{bmatrix} \quad (\text{ก-14})$$

$$\mathbf{q}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \end{bmatrix} \quad (\text{ก-15})$$

$$q_{\alpha\beta 0} = \|\mathbf{q}_{\alpha\beta 0}\| = \sqrt{q_\alpha^2 + q_\beta^2 + q_0^2} = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (\text{ก-16})$$

เพื่อให้ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของโหลดสอดคล้องกับทิศทางกระแสไหลของกำลังไฟฟ้า ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของโหลดบนแกน  $\alpha\beta$  จึงคำนวณได้ ดังสมการที่ (ก-17)

$$q_{L,\alpha\beta} = v_{L\beta} i_{L\alpha} - v_{L\alpha} i_{L\beta} \quad (\text{ก-17})$$

โดยที่

$$v_{L\beta} i_{L\alpha} = -\frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_1 I_1 \cos(\omega t) \sin(\omega t) \\ +V_1 I_5 \cos(\omega t) \sin(5\omega t) \\ +V_1 I_7 \cos(\omega t) \sin(7\omega t) + \dots \\ +V_1 I_{47} \cos(\omega t) \sin(47\omega t) \\ +V_1 I_{49} \cos(\omega t) \sin(49\omega t) \end{bmatrix}$$

$$v_{L\alpha} i_{L\beta} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} -V_1 I_1 \sin(\omega t) \cos(\omega t) \\ +V_1 I_5 \sin(\omega t) \cos(5\omega t) \\ -V_1 I_7 \sin(\omega t) \cos(7\omega t) + \dots \\ +V_1 I_{47} \sin(\omega t) \cos(47\omega t) \\ -V_1 I_{49} \sin(\omega t) \cos(49\omega t) \end{bmatrix}$$

สมการที่ (ก-17) ดำเนินการจัดรูปใหม่ อาศัยสมการเอกลักษณ์ของตรีโกณมิติ ดังสมการที่ (ก-18) จะได้สมการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟบนแกน  $\alpha\beta$  ดังสมการที่ (ก-19)

$$\sin(x \pm y) = \sin(x)\cos(y) \pm \cos(x)\sin(y) \quad (\text{ก-18})$$

$$q_{L,\alpha\beta} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} -V_1 I_5 \cos(6\omega t) + V_1 I_7 \cos(6\omega t) + \dots \\ -V_1 I_{47} \cos(48\omega t) + V_1 I_{49} \cos(48\omega t) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-19})$$

จากผลเฉลยการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าที่ได้นำเสนอในข้างต้น พบว่า เมื่อปริมาณกระแสไหลที่พิจารณาประกอบด้วยฮาร์มอนิกอันดับ 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 35, 37, 41, 43, 47 และ 49 ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟจะปรากฏที่ฮาร์มอนิก

อันดับที่  $6(n-1)$  โดยที่  $n = 1, 2, 3, \dots$  ซึ่งสอดคล้องกับสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้า ดังรูปที่ 4-6 จากปริมาณฮาร์มอนิกที่ปรากฏในกำลังไฟฟ้า สังเกตได้ว่า อันดับฮาร์มอนิกของกระแสที่  $3n-1$  และ  $3n+1$  จะปรากฏที่อันดับฮาร์มอนิกที่  $3n$  ของกำลังไฟฟ้า ซึ่งจะมีความแตกต่างกันในเรื่องเครื่องหมายของกำลังไฟฟ้า ปริมาณฮาร์มอนิกที่ปรากฏในค่ากำลังไฟฟ้าในระบบสามเฟสสามสาย แสดงได้ ดังตารางที่ ก-1

ตารางที่ ก-1 ปริมาณฮาร์มอนิกที่ปรากฏในค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟ ในระบบสามเฟสสามสาย โดยพิจารณาอันดับฮาร์มอนิก 50 อันดับ

อันดับฮาร์มอนิกบน แกนสามเฟส	ลำดับเฟส	ความถี่ฮาร์มอนิกที่ปรากฏ	
		$p_L$	$q_L$
1 (50 Hz)	บวก	0 Hz	0 Hz
2 (100 Hz)	ลบ	150 Hz	150 Hz
3 (150 Hz)	ศูนย์	-	-
4 (200 Hz)	บวก	150 Hz	150 Hz
5 (250 Hz)	ลบ	300 Hz	300 Hz
6 (300 Hz)	ศูนย์	-	-
7 (350 Hz)	บวก	300 Hz	300 Hz
8 (400 Hz)	ลบ	450 Hz	450 Hz
9 (450 Hz)	ศูนย์	-	-
10 (500 Hz)	บวก	450 Hz	450 Hz
11 (550 Hz)	ลบ	600 Hz	600 Hz
12 (600 Hz)	ศูนย์	-	-
13 (650 Hz)	บวก	600 Hz	600 Hz
14 (700 Hz)	ลบ	750 Hz	750 Hz
15 (750 Hz)	ศูนย์	-	-
16 (800 Hz)	บวก	750 Hz	750 Hz
17 (850 Hz)	ลบ	900 Hz	900 Hz
18 (900 Hz)	ศูนย์	-	-
19 (950 Hz)	บวก	900 Hz	900 Hz
20 (1000 Hz)	ลบ	1050 Hz	1050 Hz



ตารางที่ ก-1 ปริมาณฮาร์มอนิกที่ปรากฏในค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟ ในระบบสามเฟส  
สามสาย โดยพิจารณาอันดับฮาร์มอนิก 50 อันดับ (ต่อ)

อันดับฮาร์มอนิกบน แกนสามเฟส	ลำดับเฟส	ความถี่ฮาร์มอนิกที่ปรากฏ	
		$P_L$	$q_L$
21 (1050 Hz)	ศูนย์	-	-
22 (1100 Hz)	บวก	1050 Hz	1050 Hz
23 (1150 Hz)	ลบ	1200 Hz	1200 Hz
24 (1200 Hz)	ศูนย์	-	-
25 (1250 Hz)	บวก	1200 Hz	1200 Hz
26 (1300 Hz)	ลบ	1350 Hz	1350 Hz
27 (1350 Hz)	ศูนย์	-	-
28 (1400 Hz)	บวก	1350 Hz	1350 Hz
29 (1450 Hz)	ลบ	1500 Hz	1500 Hz
30 (1500 Hz)	ศูนย์	-	-
31 (1550 Hz)	บวก	1500 Hz	1500 Hz
32 (1600 Hz)	ลบ	1650 Hz	1650 Hz
33 (1650 Hz)	ศูนย์	-	-
34 (1700 Hz)	บวก	1650 Hz	1650 Hz
35 (1750 Hz)	ลบ	1800 Hz	1800 Hz
36 (1800 Hz)	ศูนย์	-	-
37 (1850 Hz)	บวก	1800 Hz	1800 Hz
38 (1900 Hz)	ลบ	1950 Hz	1950 Hz
39 (1950 Hz)	ศูนย์	-	-
40 (2000 Hz)	บวก	1950 Hz	1950 Hz
41 (2050 Hz)	ลบ	2100 Hz	2100 Hz
42 (2100 Hz)	ศูนย์	-	-
43 (2150 Hz)	บวก	2100 Hz	2100 Hz
44 (2200 Hz)	ลบ	2250 Hz	2250 Hz
45 (2250 Hz)	ศูนย์	-	-
46 (2300 Hz)	บวก	2250 Hz	2250 Hz

ตารางที่ ก-1 ปริมาณฮาร์โมนิกที่ปรากฏในค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟ ในระบบสามเฟส  
สามสาย โดยพิจารณาอันดับฮาร์โมนิก 50 อันดับ (ต่อ)

อันดับฮาร์โมนิกบน แกนสามเฟส	ลำดับเฟส	ความถี่ฮาร์โมนิกที่ปรากฏ	
		$p_L$	$q_L$
47 (2350 Hz)	ลบ	2400 Hz	2400 Hz
48 (2400 Hz)	ศูนย์	-	-
49 (2450 Hz)	บวก	2400 Hz	2400 Hz
50 (2500 Hz)	ลบ	2550 Hz	2550 Hz

เครื่องหมาย – หมายถึง ไม่ปรากฏปริมาณใดๆ

ภาคผนวก ข

โปรแกรมการแยกค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน  
ออกจากค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์มอนิก  
ด้วยวิธี SWFA

```

*****
โปรแกรมการแยกค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานออกจากค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่
ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SWFA
*****

% โปรแกรม SWFA.m
Function [x0, x, sum, k, j] = SWFA(u, x, sum, k, j)
% โปรแกรมรับค่าอินพุต 4 ค่า ประกอบด้วย
    1. ค่า u คือ ค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่พิจารณา
    2. ค่า x คือ ค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่เวลาใดๆ
    3. ค่า k คือ ตำแหน่งของ Array สำหรับเก็บค่าปริมาณทางไฟฟ้าในช่วงคาบแรก
    4. ค่า j คือ ตำแหน่งของ Array สำหรับเก็บค่าปริมาณทางไฟฟ้าหลังคาบแรก
และส่งค่าเอาต์พุต x0 คือ ค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน

x0 = single(0);           % กำหนดค่าเริ่มต้นของค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน
N = single(625);         % กำหนดขนาดของ Array สำหรับเก็บข้อมูลช่วงเวลา 1 คาบ

% เริ่มต้นเก็บค่าปริมาณทางไฟฟ้ามา 1 คาบ
k = k + 1;               % กำหนดตำแหน่งของ Array สำหรับเก็บค่าปริมาณทางไฟฟ้า
if (k >= 0 && k <= N)    % ถ้า  $0 \leq k \leq N$  ให้เริ่มต้นเก็บค่าปริมาณทางไฟฟ้ามา 1 คาบ
    x(k) = u;
    sum = sum + x(k);
end
% เก็บค่าปริมาณทางไฟฟ้าครบ 1 คาบ
if (k >= N+1)
    k = N + 1;
end

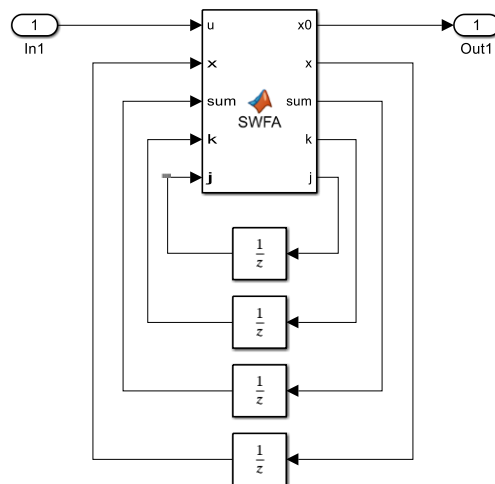
```

```

% ขั้นตอนคำนวณค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน
if (k >= N+1)           % ถ้า  $k \geq N + 1$  เริ่มคำนวณค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน
    j = j + 1;
    sum = sum - x(j);    % ทำการดึงข้อมูลเก่า
    x(j) = u;
    sum = sum + x(j);    % ทำการรับข้อมูลใหม่
    x0 = sum/N;         % คำนวณค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน
    if (j == N)        % ถ้า  $j = N$  กำหนดให้ค่า j เท่ากับ 0
        j = single(0);
    end
end
end
end

```

โปรแกรม SWFA.m สามารถเขียนคำสั่งให้อยู่บน m-file โดยอาศัยบล็อก MATLAB Function ในโปรแกรม Simulink ได้ดังรูปที่ ข-1



รูปที่ ข-1 บล็อกไดอะแกรมการแยกค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานออกจาก  
ค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SWFA

ภาคผนวก ค

คู่มือการใช้งานบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์  
TMS320F28335 Experimental Kits

## บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 Experimental Kits

บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 สร้างโดยบริษัท TEXAS INSTRUMENTS แสดงในรูปที่ ค-1 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 ขนาด 32 บิต ที่มีสมรรถนะการทำงานที่ดี เหมาะสำหรับการใช้งานด้านระบบควบคุมต่างๆ เช่น ระบบควบคุมอัตโนมัติในงานด้านอุตสาหกรรม อุปกรณ์จัดเก็บข้อมูลขนาดใหญ่ เครื่องช่วยออปติก อุปกรณ์จ่ายไฟ และระบบควบคุมอื่นๆ ที่ต้องการสมรรถนะการทำงานที่สูง



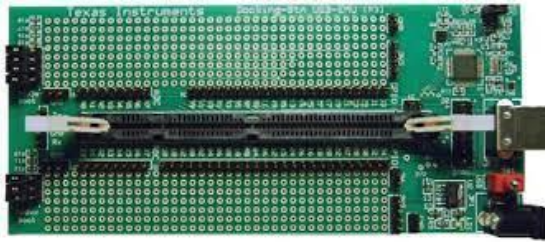
รูปที่ ค-1 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 Experimental Kits

บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 ถูกพัฒนาให้ใช้งานง่ายและมีราคาถูก ชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 ประกอบด้วยการ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 ซึ่งมีโครงสร้างแบบ DIMM100 แสดงในรูปที่ ค-2



รูปที่ ค-2 การ์ดควบคุม TMS320F28335

และบอร์ด Docking Station แสดงในรูปที่ ค-3 Docking Station ถูกออกแบบให้มีขนาดเล็กเพื่อรองรับกับการ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีขนาด DIMM100 ภายในบอร์ดมี JTAG Emulation สำหรับเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล นอกจากนี้บนบอร์ดยังมีพอร์ตเชื่อมต่อต่างๆ เช่น พอร์ตแอนะล็อก (ADC) ขาอินพุตและขาเอาต์พุต (GPIO) ที่สามารถโปรแกรมใช้งานหรือกำหนดหน้าที่ได้ บอร์ด Docking Station สามารถใช้งานกับไฟกระแสตรงขนาด 3.3 V (ผ่านแหล่งจ่ายไฟภายนอก) หรือ 5 V (ผ่านสาย USB)



รูปที่ ค-3 บอร์ด Docking Station

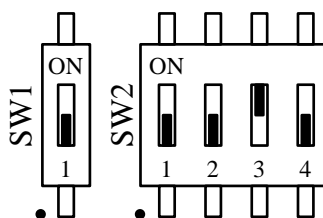
คุณสมบัติที่สำคัญของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 Experimental Kits

1. หน่วยประมวลผลสัญญาณดิจิทัลขนาด 32 บิต เบอร์ TMS320F28335 รองรับ  
การประมวลทั้งแบบ Floating Point Unit และ Fixed Point Unit
2. สัญญาณนาฬิกา (On-Chip Oscillator) 30 MHz ความเร็วในการประมวลผล  
150 Mhz (150 MIPS) หรือ 6.67 ns ต่อหนึ่งรอบสัญญาณนาฬิกา
3. หน่วยความจำประเภท RAM ขนาด 64 กิโลไบต์ (64 KB on-chip RAM)
4. หน่วยความจำประเภท Flash ขนาด 512 กิโลไบต์ (512 KB on-chip Flash)
5. หน่วยความจำประเภท SRAM ขนาด 256 กิโลไบต์ (256 KB on-chip SRAM)
6. พอร์ตเชื่อมต่อ XDS100 JTAG Emulator และพอร์ตเชื่อมต่อ RS232 แบบแยก  
(Isolated RS232) สำหรับโปรแกรมแบบเวลาจริง (Real-Time in System Programming)
7. พอร์ต Analog to Digital Converter ขนาด 12 บิต ความเร็วในการสุ่มวัดสูงสุด  
12.5 MSPS (80 ns Conversion Rate) จำนวน 16 ช่อง
8. ePWM 12 channel (6 โมดูล) ที่มีความละเอียดสูงสำหรับการสร้างสัญญาณ  
PWM
9. Enhanced Capture Modules จำนวน 6 ชุด
10. Enhanced Quadrature Encoder Pulse (QEP) Modules จำนวน 2 ชุด
11. Enhanced Controller Area Network (CAN) Modules จำนวน 2 ชุด
12. Serial Communication Interface (SCI) Modules จำนวน 3 ชุด
13. Serial Peripheral Interface (SPI) Modules จำนวน 1 ชุด
14. ขาอินพุตและเอาต์พุตสำหรับเลือกโปรแกรมใช้งานจำนวน 100 ขา
15. Jumper สำหรับเลือกโหมดในการบูตการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์



### ค.1 โหมดการทำงานของการ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335

การ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 มีโหมดการทำงานทั้งหมด 16 โหมด ซึ่งแสดงในตารางที่ ค-1 การเลือกโหมดการทำงานสามารถทำได้ด้วยการปรับสวิตช์ SW2 ของตัวการ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์แสดงได้ ดังรูปที่ ค-4 โดยที่สวิตช์ SW2 เชื่อมต่อกับขาดิจิตอลอินพุต 4 ขาคือ GPIO87 GPIO86 GPIO85 และ GPIO86 ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้โหมดการทำงาน Jump to SARAM (0010) ซึ่งมีโหมดการทำงานที่สามารถเข้าถึงหน่วยความจำได้โดยตรงภายในหนึ่งคาบสัญญาณนาฬิกา



รูปที่ ค-4 สวิตช์ SW1 และ SW2 บนการ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335

### ค.2 วิธีการใช้งานบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335

การอธิบายวิธีการใช้งานบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 จะแบ่งออกเป็น 4 ขั้นตอน ได้แก่ วิธีการเชื่อมต่อระหว่าง Host Computer กับไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 วิธีการติดตั้ง C2000 Support Package วิธีการติดตั้ง MinGW-w64 Package การดำเนินการและการรันโปรแกรม

ตารางที่ ค-1 โหมดการทำงานของบอร์ด eZdsp™ F28335 [59]

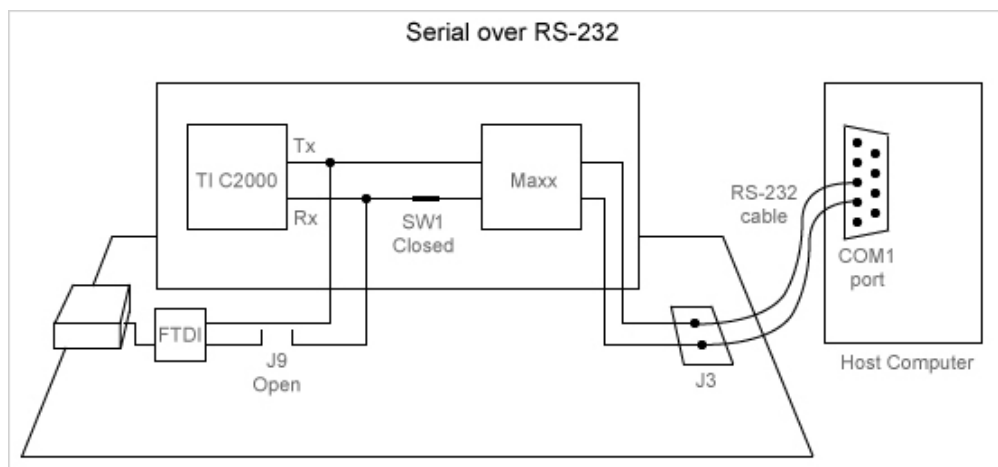
PIN Mode	ตำแหน่งที่ 4 (GPIO87)	ตำแหน่งที่ 3 (GPIO86)	ตำแหน่งที่ 2 (GPIO85)	ตำแหน่งที่ 1 (GPIO84)	โหมดการทำงาน (Boot Mode)
1111	ON	ON	ON	ON	Jump to Flash
1110	ON	ON	ON	OFF	SCI-A boot
1101	ON	ON	OFF	ON	SPI-A boot
1100	ON	ON	OFF	OFF	I2C-A boot
1011	ON	OFF	ON	ON	eCAN-A boot
1010	ON	OFF	ON	OFF	McBSP-A boot
1001	ON	OFF	OFF	ON	Jump to XINTF x16
1000	ON	OFF	OFF	OFF	Jump to XINTF x32
0111	ON	ON	ON	ON	Jump to OTP
0110	OFF	ON	ON	OFF	Parallel GPIO I/O boot
0101	OFF	ON	OFF	ON	Parallel XINTF boot
0100	OFF	ON	OFF	OFF	Jump to SARAM
0011	OFF	OFF	ON	ON	Branch to check boot mode
0010	OFF	OFF	ON	OFF	Branch to Flash, skip ADC calibration
0001	OFF	OFF	OFF	ON	Branch to SARAM, skip ADC calibration
0000	OFF	OFF	OFF	OFF	Branch to SCI, skip ADC calibration

### ค.2.1 การเชื่อมต่อโปรแกรม MATLAB & Simulink กับบอร์ด TMS320F28335

การเชื่อมต่อระหว่าง Host Computer กับไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 สามารถเชื่อมต่อได้ทั้งหมด 2 วิธี ดังนี้

#### 1 การเชื่อมต่อด้วยสาย RS232

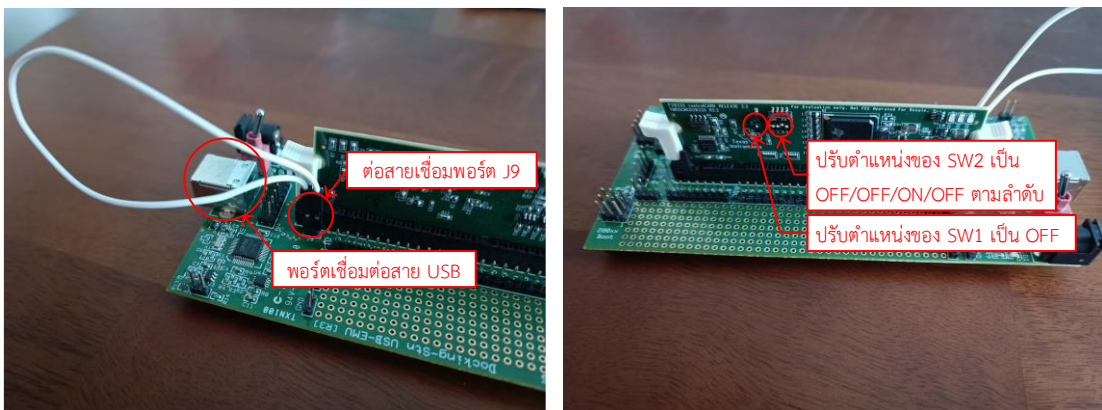
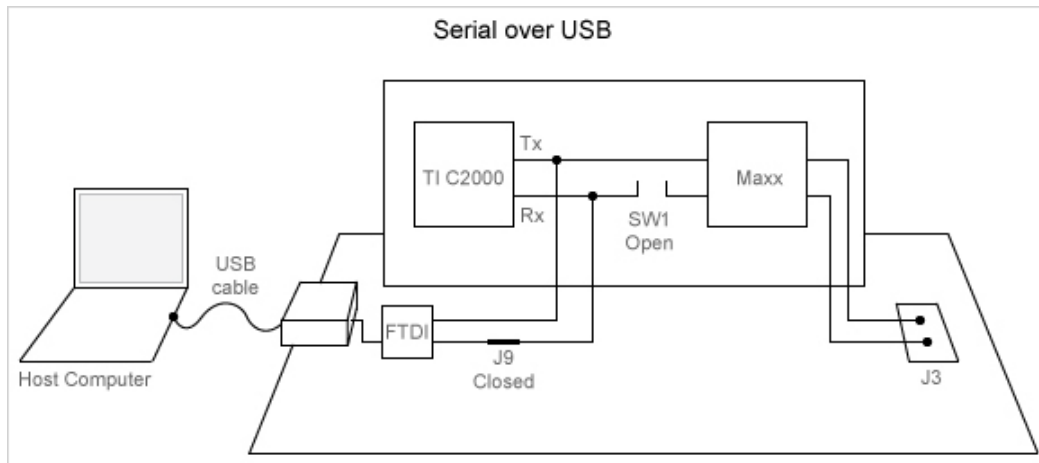
การเชื่อมต่อด้วยสาย RS232 สามารถทำได้ด้วยการปรับตำแหน่งของสวิตช์ SW1 บนการ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 ให้อยู่ตำแหน่ง ON ส่วนพอร์ต J9 ไม่มีการต่อสาย จากนั้นทำการต่อสาย RS232 เชื่อมต่อระหว่าง Host Computer กับไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านทางพอร์ต J3 บน Docking Station และ การเชื่อมต่อด้วยสาย RS232 แสดงได้ ดังรูปที่ ค-5



รูปที่ ค-5 การเชื่อมต่อระหว่าง Host Computer กับไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 ด้วยสาย RS232

#### 2 การเชื่อมต่อด้วยสาย USB ผ่านทาง JTAG (Joint Test Action Group)

การเชื่อมต่อด้วยสาย USB สามารถทำได้ด้วยการปรับตำแหน่งของสวิตช์ SW1 บนการ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ให้อยู่ตำแหน่ง OFF และต่อสายเชื่อมกับพอร์ต J9 บน Docking Station จากนั้นต่อสาย USB ระหว่าง Host Computer กับไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านทางพอร์ต USB type B บน Docking Station การเชื่อมต่อด้วยสาย USB แสดงได้ ดังรูปที่ ค-6



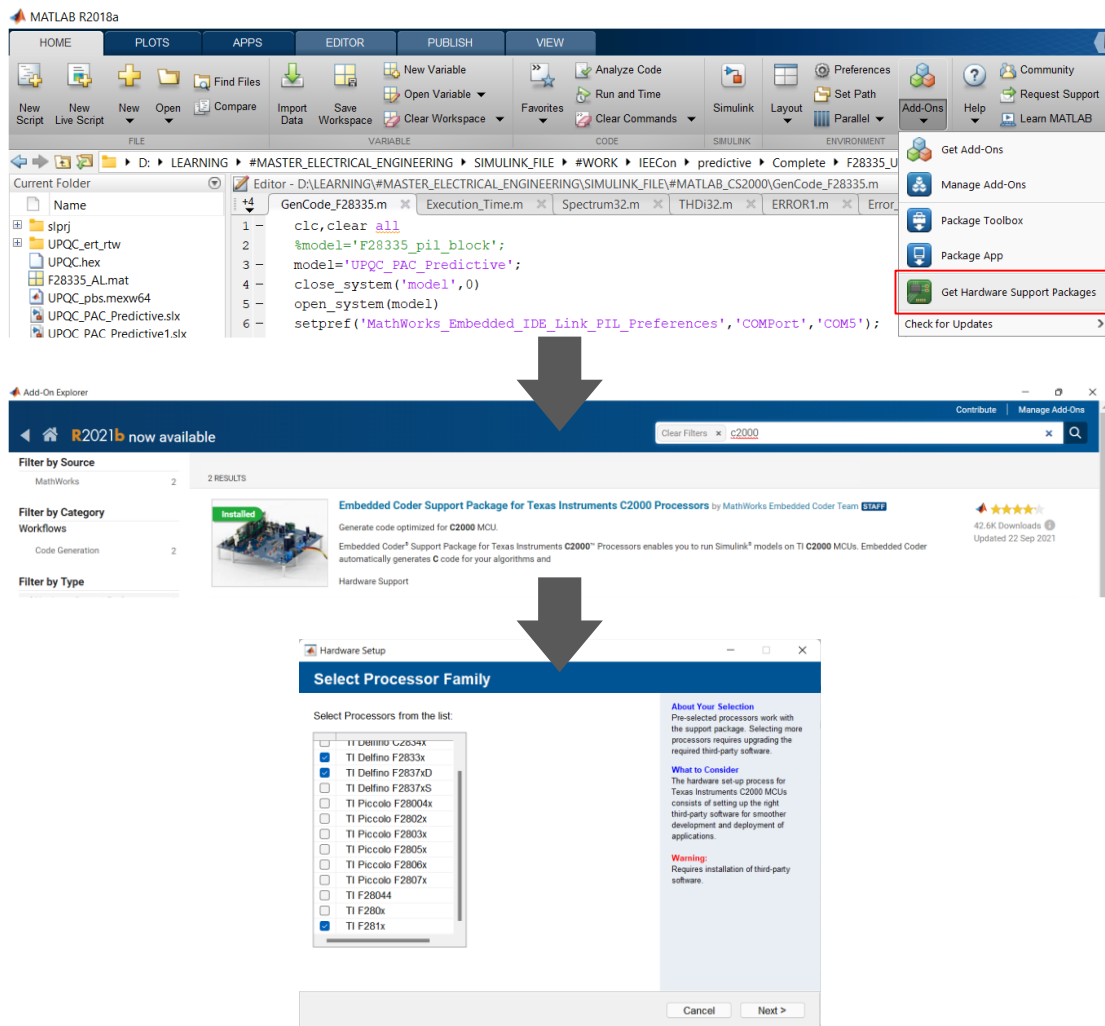
รูปที่ ค-6 การเชื่อมต่อระหว่าง Host Computer กับไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 ด้วยสาย USB

### ค.2.2 การติดตั้ง C2000 Support Package ในโปรแกรม MATLAB

ขั้นตอนการติดตั้ง C2000 Support Package ในโปรแกรม MATLAB มีรายละเอียดดังนี้

1. ตั้งค่ารูปแบบของวันที่และเวลาในรูปแบบของ US ก่อนเริ่มติดตั้งซอฟต์แวร์
2. เปิดโปรแกรม MATLAB
3. ไปที่เมนู Add-Ons ในแถบเมนู Home แล้วเลือกเมนู Get Hardware Support Packages


ค้นหา Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors Package จากนั้นทำการติดตั้ง Package ดังกล่าว โดยเลือกติดตั้งเฉพาะ TI Delfino F2833x, TI Delfino F2837xD และ TI F281x ซึ่งเป็นโปรเซสเซอร์สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 ขั้นตอนนี้แสดงได้ ดังรูปที่ ค-7



รูปที่ ค-7 การติดตั้ง Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors Package

4. ดาวน์โหลด TI Control SUITE จากเว็บไซต์ [www.ti.com/tool/CONTROLSUITE](http://www.ti.com/tool/CONTROLSUITE) จากนั้นทำการติดตั้งซอฟต์แวร์ดังกล่าว แสดงดังรูปที่ ค-8

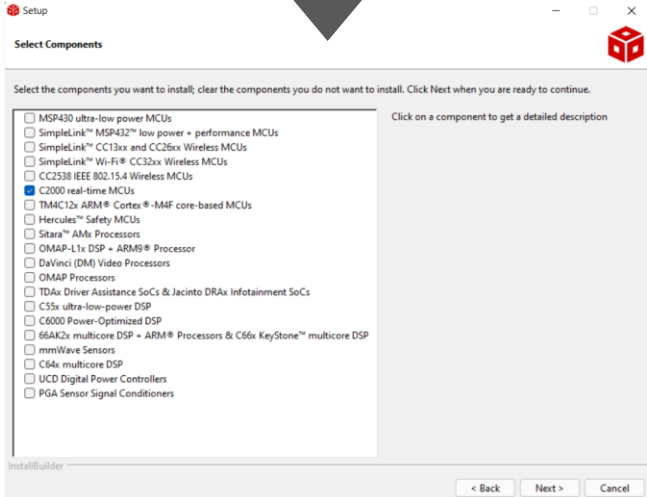
#### Downloads

	DRIVER OR LIBRARY	<a href="#">Download</a> <a href="#">Subscribe to alerts</a>
	CONTROLSUITE-ZIP — Offline (ZIP) Installer	
	Version: v3.4.9 Release date: 28-MAR-2018	
	<a href="#">Supported products &amp; hardware</a>	

รูปที่ ค-8 การติดตั้งซอฟต์แวร์ TI Control SUITE

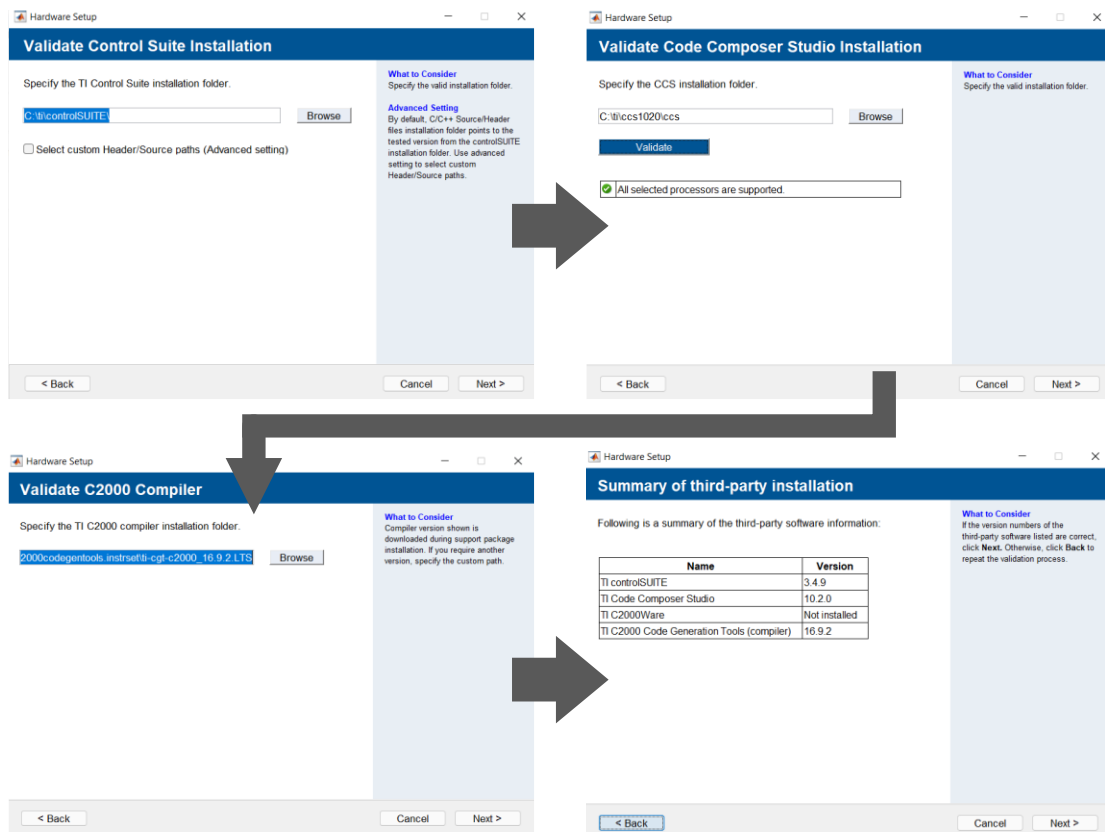
5. ดาวน์โหลดซอฟต์แวร์ TI Code Composer Studio จากเว็บไซต์ [https://software-dl.ti.com/ccs/esd/documents/ccs\\_downloads.html](https://software-dl.ti.com/ccs/esd/documents/ccs_downloads.html) จากนั้นทำการติดตั้งซอฟต์แวร์ CCS โดยเลือกติดตั้งเฉพาะ C2000 real-time MCUs แสดงได้ ดังรูปที่ ค-9

10.2.0	10.2.0.00009	Jan 12, 2021	<b>Single file (offline) installers:</b> Windows MDS - 64-bit only Linux MDS - 64-bit only MacOS MDS <b>On-demand (web) installers:</b> Windows MDS - 64-bit only Linux MDS - 64-bit only MacOS MDS  <b>Manifest</b>	<b>• New/Notable In This Release (10.2.0.00009):</b> • <a href="#">Release notes</a> • Windows support: Code Composer Studio is now supported only on 64bit Windows machines. • Mac OS installers are now distributed as signed and notarized disk image (DMG) files. • Bug fixes for IDE, DVT, Debugger • CCS User's Guide • MCU Compilers LTS 20.2.2 • C6000 Compiler 8.3.8 • MSP GCC v9.3.0.31 • SysConfig Core v1.7.0.1746 • XDCTools 3.62.0.08 • TI EMU20_M12 v9.3.0.00032 • Device support updates	Overview Latest release information Things to know before installing CCS Incremental Update Policy Code Composer Studio Version 11 Downloads <b>Code Composer Studio Version 10 Downloads</b> Code Composer Studio Version 9 Downloads Code Composer Studio Version 8 Downloads Code Composer Studio Version 7 Downloads Code Composer Studio Version 6 Downloads
--------	--------------	--------------	-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------



รูปที่ ค-9 การติดตั้งซอฟต์แวร์ TI Code Composer Studio

6. หลังจากติดตั้งเสร็จเรียบร้อยแล้ว ให้เลือกตำแหน่งของโฟลเดอร์ TI Control SUITE และ TI Code Composer Studio ที่ได้ติดตั้ง เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของซอฟต์แวร์ ดังรูปที่ ค-10



รูปที่ ค-10 การตรวจสอบความถูกต้องของซอฟต์แวร์ TI Control SUITE และ TI Code Composer Studio

### ค.2.3 การติดตั้ง MinGW-w64 Package

การติดตั้ง MinGW-w64 Package สำหรับแปลงแผนภาพบล็อกของโปรแกรม MATLAB ร่วมกับโปรแกรม Simulink เป็นชุดคำสั่งภาษา C/C++ ของไมโครคอนโทรลเลอร์ มีรายละเอียด ดังนี้

1. ไปที่เมนู Add-Ons ในแถบเมนู Home เลือกเมนู Get Add-Ons ค้นหา MATLAB Support for MinGW-w64 C/C++ Compiler Package (MinGW-w64) จากนั้นทำการติดตั้ง Package ดังกล่าว ดังรูปที่ ค-11

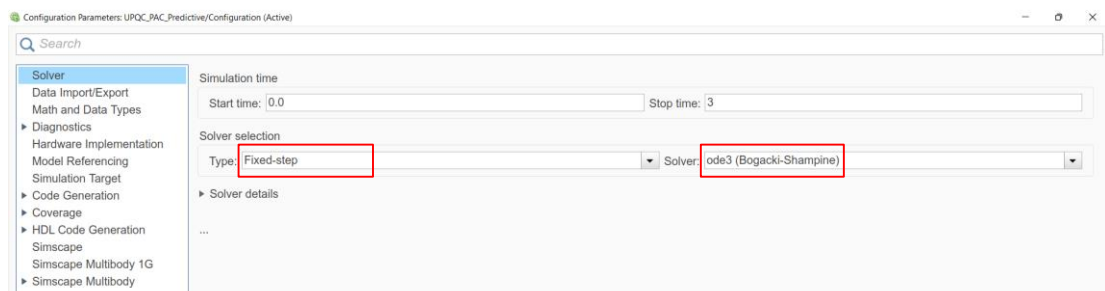


รูปที่ ค-11 การติดตั้ง MinGW-w64 Package

#### ค.2.4 การดำเนินการและการรันโปรแกรม

ขั้นตอนการแปลงแผนภาพบล็อกของโปรแกรม MATLAB & Simulink เป็นชุดคำสั่งภาษา C/C++ ของไมโครคอนโทรลเลอร์ มีรายละเอียด ดังนี้

1. เปิดโปรแกรม Simulink ในโปรแกรม MATLAB
2. ไปที่เมนู Model Configuration Parameters เพื่อกำหนดค่าการติดตั้ง จากนั้นจะปรากฏหน้าต่าง Configuration Parameters ไปที่เมนู Solver สำหรับกำหนดประเภทการจำลองสถานการณ์และวิธีการแก้ปัญหา โดยกำหนดประเภทของการจำลองสถานการณ์เป็น Fixed-step และวิธีการแก้ปัญหาเป็น ode3 (Bogacki-Shampine) การกำหนดประเภทการจำลองสถานการณ์และวิธีการแก้ปัญหา แสดงได้ ดังรูปที่ ค-12

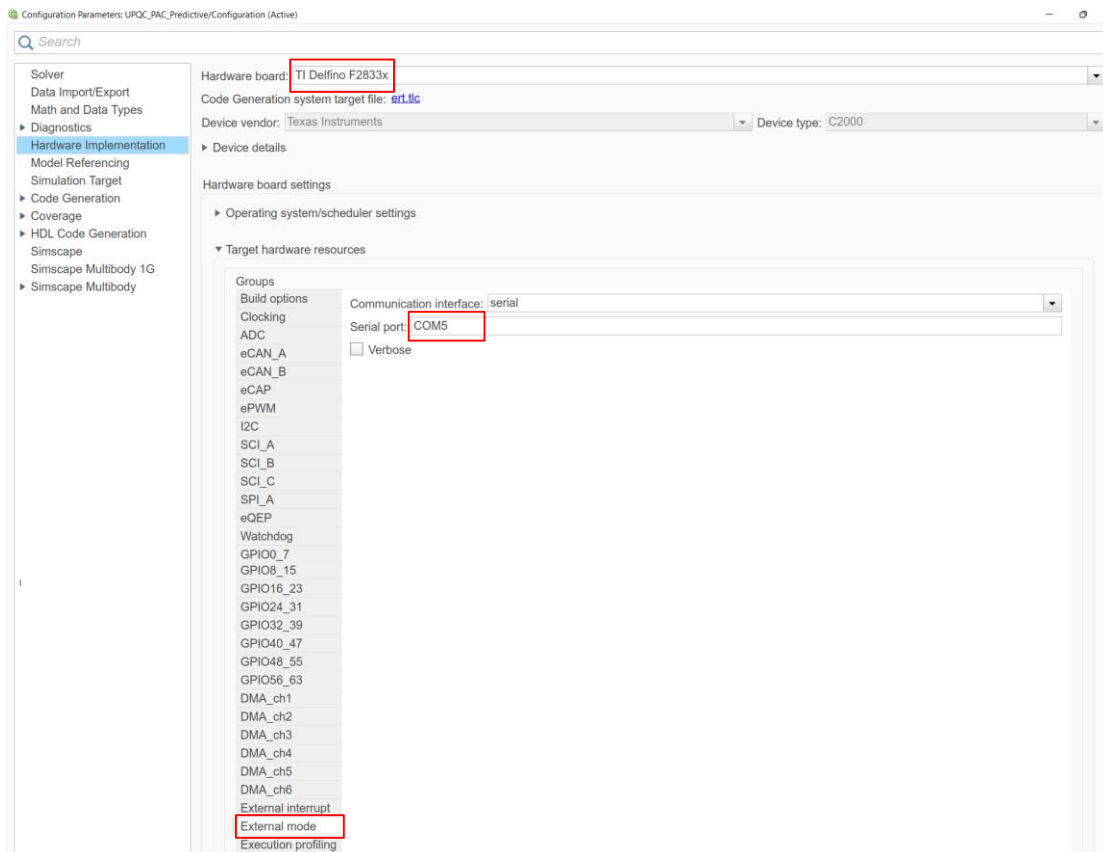


รูปที่ ค-12 การกำหนดประเภทการจำลองสถานการณ์และวิธีการแก้ปัญหา

3. ไปที่เมนู Hardware Implementation เพื่อกำหนดชนิดของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ถูกใช้งาน และกำหนดค่าติดตั้งของไมโครคอนโทรลเลอร์ให้เหมาะสมกับการใช้งาน โดยเลือกชนิดของไมโครคอนโทรลเลอร์ในเมนู Hardware board เป็น TI Delfino F2388x หลังจากนั้นไปที่ Hard board setting แล้วเลือกเมนู Target hardware resource จะปรากฏรายการ Drop-down สำหรับกำหนดค่าติดตั้งในส่วนต่างๆของไมโครคอนโทรลเลอร์ สำหรับในเมนู External mode เพื่อกำหนดพอร์ตสำหรับ

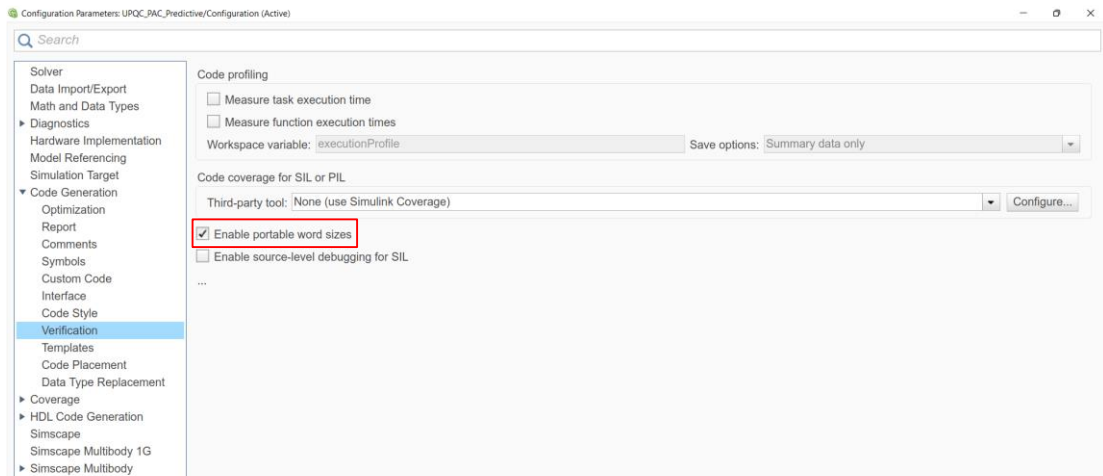


เชื่อมต่อระหว่าง Host Computer กับไมโครคอนโทรลเลอร์ ให้ตรงกับการใช้งาน การกำหนดค่าติดตั้งของไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 แสดงได้ ดังรูปที่ ค-13



รูปที่ ค-13 การกำหนดค่าติดตั้งของไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335

4. ลำดับต่อไปที่เมนู Code Generation จะปรากฏรายการ Drop-down เพื่อกำหนดรูปแบบการสร้างชุดคำสั่งสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ ในหัวข้อ Code coverage for SIL or PIL ให้เลือก Enable portable word sizes แสดงได้ ดังรูปที่ ค-14

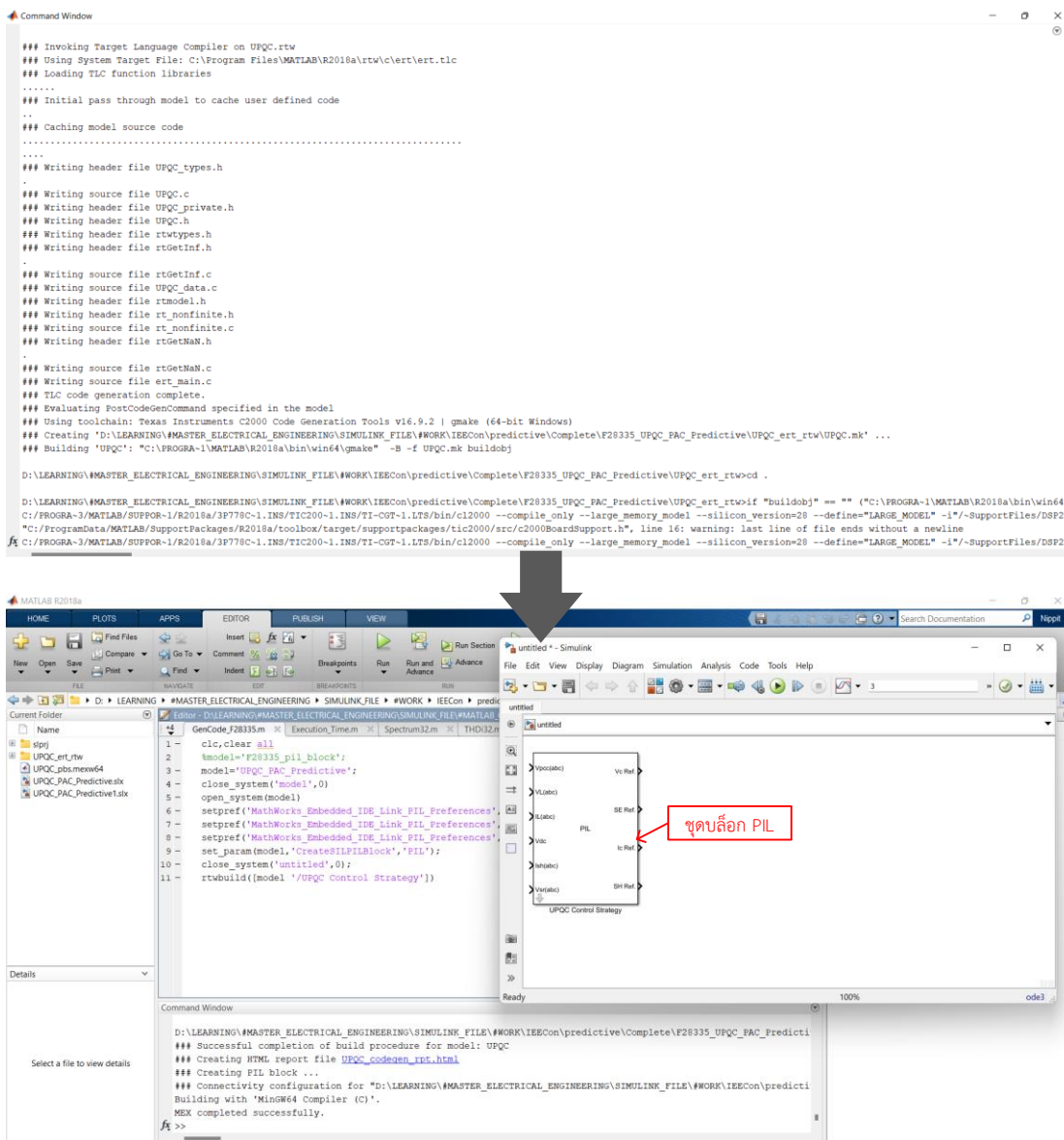


รูปที่ ค-14 การกำหนดค่าในเมนู Code Generation

5. หลังจากกำหนดค่าติดตั้งเรียบร้อยแล้ว ไปที่ Command Window ในโปรแกรม MATLAB เพื่อดำเนินการแปลงแผนภาพบล็อกเป็นชุดคำสั่งภาษา C/C++ สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยพิมพ์คำสั่งใน Command Window ซึ่งมีรายละเอียด ดังนี้

```
clc; clear all
model = 'SYSTEM'; % ชื่อไฟล์ Simulink ที่พิจารณา
close_system('model', 0) % ปิดไฟล์ Simulink โดยปราศจากการบันทึก
open_system(model) % เปิดไฟล์ Simulink ที่พิจารณา
setpref('MathWorks_Embedded_IDE_Link_PIL_Preferences', 'COMPort', 'COM3');
% กำหนดหมายเลขพอร์ตที่เชื่อมต่อระหว่าง Host Computer กับไมโครคอนโทรลเลอร์
setpref('MathWorks_Embedded_IDE_Link_PIL_Preferences', 'BaudRate', 115200);
% กำหนดความเร็วในการรับส่งข้อมูลระหว่าง Host Computer กับไมโครคอนโทรลเลอร์
setpref('MathWorks_Embedded_IDE_Link_PIL_Preferences', 'enableserial', true);
% กำหนดรูปแบบการส่งข้อมูลเป็นแบบ Series Communication
set_param(model, 'CreateSILPILBlock', 'PIL'); % รูปแบบการสร้างแผนภาพบล็อก
close_system('untitled', 0)
rtwbuild([model '/CONTROL']) % ชื่อแผนภาพบล็อกที่ต้องการแปลงเป็นชุดคำสั่ง C/C++
```

เมื่อเสร็จสิ้นการแปลงแผนภาพบล็อกเป็นชุดคำสั่ง C/C++ จะได้ชุดบล็อก PIL ปรากฏในหน้าต่างใหม่ ชุดบล็อกดังกล่าวสามารถนำมาใช้งานร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ ขั้นตอนการแปลงแผนภาพบล็อกเป็นชุดคำสั่งภาษา C/C++ แสดงได้ ดังรูปที่ ค-15



รูปที่ ค-15 การรันโปรแกรมเพื่อสร้างชุดบล็อก PIL

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ สกุล นายนิพนธ์ กิมแก้ว

รหัสประจำตัวนักศึกษา 6110120052

วุฒิการศึกษา

วุฒิ	ชื่อสถาบัน	ปีที่สำเร็จการศึกษา
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า)	มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์	2552

## ตำแหน่งและสถานที่ทำงาน

วิศวกร ระดับ 7 กองเดินเครื่อง โรงไฟฟ้าจะนะ การไฟฟ้าฝ่ายผลิตแห่งประเทศไทย

## การตีพิมพ์เผยแพร่ผลงาน

- [1] นิพนธ์ กิมแก้ว และ พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, “การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการควบคุมมุมกำลังสำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 42 (EECON-42), มหาวิทยาลัยมหิดล, 30 ตุลาคม – 1 พฤศจิกายน 2562, หน้า 193-196
- [2] นิพนธ์ กิมแก้ว และ พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, “การออกแบบตัวควบคุมพีไอที่พิจารณาพลังงานสะสมในตัวเก็บประจุด้วยวิธีทางระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง สำหรับวงจรปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ารวม,” *วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ*, ปีที่ 32, ฉบับที่ 1, หน้า 38-53. doi: 10.14416/j.kmutnb.2021.06.006
- [3] Nippit Kimkaew and Phonsit Santiprapan, “The Performance Comparison of Switching Techniques for Unified Power Quality Conditioner,” in *Proceedings of 2021 9th International Electrical Engineering Congress (iEECON 2021)*, Pattaya, Thailand, 10-12 March 2021, pp. 9-12